Développement de la Super Station LOFAR & observations planétaires avec LOFAR

Julien N. Girard

▶ **To cite this version:**

Julien N. Girard. Développement de la Super Station LOFAR & observations planétaires avec LOFAR. Instrumentation et méthodes pour l'astrophysique [astro-ph.IM]. Observatoire de Paris, 2013. Français. NNT : 2013OBSP0218 . tel-00835834v2

HAL Id: tel-00835834

https://theses.hal.science/tel-00835834v2

Submitted on 2 Jan 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

OBSERVATOIRE DE PARIS

ECOLE DOCTORALE

ASTRONOMIE ET D'ASTROPHYSIQUE D'ILE-DE-FRANCE

THESE

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Observatoire de Paris

Spécialité : ASTRONOMIE ET ASTROPHYSIQUE

Soutenue par

Julien GIRARD

Développement de la Super Station LOFAR

&

Observations planétaires avec LOFAR

Thèse dirigée par

Philippe ZARKA

soutenue le 21 mai 2013

Jury :

President :	M. MOSSER Benoît	–	Observatoire de Paris (LESIA)
Rapporteurs :	M. RÖTTGERING Huub	–	Université de Leiden
	M. WOAN Graham	–	Université de Glasgow
Examinateurs :	M. BOONE Frédéric	–	Observatoire Midi-Pyrénées (IRAP)
	M. PEZZANI Jacques	–	Station de radioastronomie de Nançay
	M. WEBER Rodolphe	–	Université d'Orléans (PRISME/LESI)
Directeur de thèse :	M. ZARKA Philippe	–	Observatoire de Paris (LESIA)
Invité :	M. DENIS Laurent	–	Station de radioastronomie de Nançay

Remerciements

Je voudrais tout d'abord remercier Philippe sans qui ce travail n'aurait pas bénéficié d'autant de rigueur et de clarté. Il a su placer correctement le curseur dans son encadrement, en me laissant une liberté suffisante dans mon travail de recherche, tout en me prodiguant son aide sur les directions à suivre ainsi que ses conseils avisés lors de situations délicates (ainsi que ses jeux de mots mythiques).

Je remercie Huub Röttgering et Graham Woan, ainsi que tous les membres du jury pour avoir évalué mon travail de thèse et en particulier Benoît Mosser pour avoir assuré la présidence du jury et Jacques Pezzani pour avoir contribué à améliorer la clarté et la précision de ce manuscrit.

Je remercie également le LESIA ainsi que l'ensemble du personnel ITA sans qui le travail de recherche serait fortement ralenti par des tâches administratives.

Laurent qui m'a appris à travailler au contact des ingénieurs en m'obligeant à mêler rigueur, clarté et efficacité dans les explications et les documents que j'avais à produire, même sous l'influence de la vodka ukrainienne (... et dieu sait qu'elle est bonne...).

Je dédie cette thèse à mes parents (fratrie comprise) qui, pour des raisons de choix de vie ou de fatalité, n'ont pas eu la chance comme je l'ai eu, de faire des longues études. Je souhaite également louer leur patience, qui, malgré un quotidien pas toujours facile, leur a permis de me préserver de nombreux soucis afin de m'aider à me consacrer, l'esprit libre, à mes travaux.

À Anne-Lise... Cette thèse se serait-elle aussi bien passée si je n'avais pas eu la chance de partager un bureau avec toi pendant 3 ans ? Même avec des hauts et des bas chacun de notre côté, nous avons pu mener à bien nos études.

Je voudrais remercier collectivement Anne-Lise, Yannick et Alain pour l'ensemble des discussions politiques, philosophiques, religieuses, économiques et métaphysiques autour d'un café/chocolat au bâtiment 18 (qui duraient parfois un peu trop longtemps) .

Delphine pour l'aiguisement de mon éducation et de mon sens politique.

Aux personnes qui, dès 2009, ont pris avec moi le temps de décaler leur journée de travail vers la soirée afin de battre le pavé en journée pour défendre des acquis et un système de recherche public décent.

À Jan Noordam, pour m'avoir pris très tôt sous son aile pour me montrer toute la complexité de l'instrumentation radio actuelle.

À Iana, Christina, Masha, Vladimir et Peter qui ont chacun contribué à développer mon goût pour la langue russe et la culture ukrainienne. À tous les autres gens qui m'ont permis d'enrichir mes connaissances dans des domaines variés et qui continueront de le faire.

Résumé

Les développements techniques récents en radioastronomie au sol ont permis l'émergence de nombreux nouveaux projets. LOFAR (le "LOw Frequency ARray") est un interféromètre de réseaux phasés comptant parmi ces nouveaux radiotélescopes géants. Son architecture distribuée à travers l'Europe comprend plusieurs milliers d'éléments regroupés en "stations". Il permet d'étudier l'Univers dans la fenêtre radio ∼20–250 MHz, inexplorée avec une très haute sensibilité et de très hautes résolutions angulaire, temporelle et spectrale.
La station LOFAR de Nançay a permis à la communauté française de participer aux projets scientifiques "clefs" de LOFAR. Elle a également suscité un développement instrumental original visant à augmenter significativement les performances de LOFAR aux basses fréquences ($\leq$ 80 MHz) en formant un nouveau réseau géant d'antennes sensibles : la "Super Station LOFAR" (LSS).
Le premier volet de cette thèse présente les études de conception et de réalisation d'un démonstrateur pour la LSS à trois échelles : l'antenne élémentaire, le "mini-réseau" d'une vingtaine d'antennes et la distribution globale de 96 mini-réseaux à Nançay. Ce projet est conçu pour être totalement compatible avec le réseau LOFAR et étendre ses performances (en particulier pour ses objectifs (exo)planétaires), et pour constituer un nouvel instrument sensible et autonome à Nançay.
Le second volet porte sur le développement d'un mode d'imagerie planétaire avec l'interféromètre LOFAR et son application à l'étude du rayonnement synchrotron des ceintures de radiation de Jupiter. Ce mode a rendu possible la formation des toutes premières images planétaires résolues dans la bande 127—172 MHz.

Mots-clefs : Radio astronomie basses fréquences, instrumentation, réseaux phasés, interférométrie, optimisation, Jupiter, Ceintures de radiation

Abstract

The recent progress of ground-based radioastronomy techniques have enabled the emergence of several new projects, supported by a growing scientific community. LOFAR (the LOw Frequency ARray) is an interferometer of phased-arrays representative of this new generation of giant radiotelescopes. Its distributed architecture across Europe consist of thousands of elements grouped in "stations". It enabled to study the Universe in the ∼20–250 MHz window, unexplored with a high sensitivity and high angular, temporal and spectral resolutions.
The LOFAR station in Nançay has enabled the french community to participate to the LOFAR "Key Scientific Projects". It has also motivated an original instrumental development aimed at increasing significantly the capabilities of LOFAR at low frequencies ($\leq$ 80 MHz). This project consists of a new giant array of sensitive antennas : the LOFAR Super Station (LSS).
The first part of this thesis presents design studies of the LSS as well as the realization of a demonstrator at three characteristic scales : the elementary antenna, the "mini-array" of about twenty antennas and the global distribution of 96 such mini-arrays in Nançay. This project is designed to be both fully compatible with LOFAR and to extend its performances (especially for (exo)planetary studies), and to be a new sensitive standalone radiotelescope in Nançay.
The second part of the thesis is focused on the development of a planetary imaging mode for LOFAR (as an interferometer) and its application to the study of the synchrotron emission arising from Jupiter's radiation belts. This mode enabled us to obtain the very first resolved planetary images in the band 127—172 MHz.

Keywords : Low-frequency radioastronomy, instrumentation, phased arrays, interferometer, optimization, Jupiter, radiation belts

Table des matières

Introduction **3**

I Contributions au développement de la Super Station LOFAR **13**

1 Le concept de Super Station LOFAR **15**
1.1 Motivations scientifiques . . . 15
1.2 Motivations techniques . . . 18

2 Antenne LSS **21**
2.1 Introduction . . . 21
2.2 Modélisation de l'antenne LSS . . . 29
2.3 Étude de la géométrie de l'antenne LSS . . . 34
2.4 Conclusion . . . 44

3 Mini-réseau LSS **49**
3.1 Introduction . . . 49
3.2 Étude de la distribution des antennes des mini-réseaux . . . 54
3.3 Phasage des mini-réseaux . . . 69
3.4 Conclusion . . . 97

4 Distribution des mini-réseaux **99**
4.1 Introduction . . . 99
4.2 Création d'un masque de contraintes . . . 107
4.3 Distribution des mini-réseaux . . . 108
4.4 Rotation des mini-réseaux . . . 116
4.5 Câblage des mini-réseaux . . . 135

5 Conclusion des études LSS **147**

II Le rayonnement synchrotron de Jupiter avec LOFAR **149**

6 Emission synchrotron de Jupiter avec LOFAR **151**
6.1 Introduction . . . 151
6.2 L'observation radio des ceintures de radiations de Jupiter . . . 157
6.3 Première observation avec le radiotélescope LOFAR . . . 162
6.4 Études du rayonnement synchrotron de Jupiter aux basses fréquences . . . 176
6.5 Conclusion de l'étude . . . 194

Conclusions et perspectives **195**

Annexes **201**

Annexe A Antenne LSS **203**
A.1 Grandeurs d'antennes 203
A.2 Études du radiateur d'antenne 205
A.3 Prototype d'antenne LSS 266

Annexe B Mini-réseaux **273**
B.1 Compléments sur le système de phasage du mini-réseaux 273

Annexe C Distribution LSS **287**
C.1 Création d'un masque de contraintes 288
C.2 Algorithme de Boone 293

Annexe D Rayonnement synchrotron de Jupiter avec LOFAR **299**
D.1 Corrections (u,v) planétaires 299
D.2 Correction de l'indice spectral des sources proches de Jupiter 302

Annexe E Articles publiés au cours de cette thèse ou en cours de publication **303**
E.1 Liste des travaux publiés ou en cours de révision 303
E.2 Participation à des conférences et ateliers 305
E.3 Publications 306

Bibliographie **345**

Table des figures

1 Spectre électromagnétique et opacité atmosphérique 4
2 Les radiotélescopes d'Effelsberg, d'Arecibo et de Nançay 5
3 Sensibilité et résolution angulaire de LOFAR et d'autres instruments 6
4 Antennes et distribution d'antennes de la station LOFAR internationale FR606 8
5 Architecture de LOFAR 10

2.1 Diagrammes de rayonnement d'une antenne directive 22
2.2 Paramétrisation de la géométrie des antennes et des caractéristiques du sol 30
2.3 Modèles numériques utilisés dans les simulations électromagnétiques 32
2.4 Diagrammes de rayonnement de l'antenne LSS sur un sol parfaitement conducteur . . . 45
2.5 Diagrammes de rayonnement de l'antenne LSS sur un sol de conductivité moyenne . . . 46
2.6 Photographie et schéma du prototype d'antenne LSS 47

3.1 Schéma générique d'un réseau d'antennes dans le plan 50
3.2 Niveau maximal des lobes secondaires obtenus par les deux algorithmes SA et Kogan . . 56
3.3 Largeur à mi-puissance obtenue par les deux algorithmes SA et Kogan 57
3.4 Rapport axial du lobe primaire obtenu par les deux algorithmes SA et Kogan 57
3.5 Distributions optimales du mini-réseau avec f_{iso} 59
3.6 Distributions optimales du mini-réseau avec f_{dip} 60
3.7 Distribution finale du mini-réseau 62
3.8 Diagrammes de rayonnement de réseaux à maille rectangulaire et hexagonale 63
3.9 Aire effective d'un mini-réseau 64
3.10 Aire effective de la LSS 65
3.11 Rayon effectif du mini-réseau et de la LSS 66
3.12 Diagrammes de rayonnement du mini-réseau 68
3.13 Différence de marche entre les antennes d'un réseau 70
3.14 Système de phasage (à 7 bits) d'un réseau à 3 antennes 73
3.15 Principe du pointage d'un réseau linéaire à 3 antennes 74
3.16 Décomposition du mini-réseau en paires d'antennes 77
3.17 Phasage des lignes à 4 et 5 antennes 78
3.18 Variations relatives de gain pour des pointages successifs en fonction de L_{min} 79
3.19 Variations relatives de gain pour différents dimensionnements du système de phasage . . 80
3.20 Résolution de pointage à une dimension 82
3.21 Carte à deux dimensions des directions de pointage théoriques 84
3.22 Photographie du système de phasage 85
3.23 Principe de la simulation en laboratoire d'une source au zénith 86
3.24 Niveaux de sortie des sommateurs ("X" et "Y") 87
3.25 Principe de la reconstruction en laboratoire de la réponse directionnelle du système de phasage 88
3.26 Comparaison des simulations aux mesures pour une ligne à 3 antennes "X" 90
3.27 Comparaison des simulations aux mesures pour une ligne à 4 antennes "X" 91
3.28 Comparaison des simulations aux mesures pour une ligne à 5 antennes "X" 92
3.29 Comparaison des simulations aux mesures pour une ligne à 5 antennes "Y" 93
3.30 Diagrammes de rayonnement à deux dimensions mesurés en laboratoire et simulés . . . 94
3.31 Principe de l'erreur de pointage – *Beam Squint* 95
3.32 Erreur de pointage pour le mini-réseau LSS entre 20 et 80 MHz 96

4.1 Distribution (u,v) des fréquences spatiales pour l'instrument LOFAR . . . 103
4.2 Masque de terrain à Nançay . . . 107
4.3 Résultats du code APO – FWHM=200 m et 300 m . . . 112
4.4 Résultats du code APO – FWHM=400 m et 600 m . . . 113
4.5 Distribution des mini-réseaux sélectionnée pour la suite de l'étude . . . 115
4.6 Rotation des mini-réseaux . . . 116
4.7 Distributions LSS simulées avec N_{MR}=6, 12, 27, 46, 69 et 96 mini-réseaux . . . 118
4.8 Niveaux maximum des lobes secondaires à une fréquence de 20 MHz en fonction du nombre de mini-réseaux à F=20 MHz, sans rotation . . . 119
4.9 idem à F=20 MHz, avec rotation . . . 120
4.10 idem à F=80 MHz, sans rotation . . . 121
4.11 idem à F=80 MHz, avec rotation . . . 122
4.12 Fraction de l'intégrale des lobes secondaires à F=20 MHz, sans rotation . . . 124
4.13 idem à F=20 MHz, avec rotation . . . 125
4.14 idem à F=80 MHz, sans rotation . . . 126
4.15 idem à F=80 MHz, avec rotation . . . 127
4.16 Diagramme de rayonnement de la LSS avec et sans rotation des mini-réseaux – pointage au zénith . . . 130
4.17 Diagramme de rayonnement de la LSS avec et sans rotation des mini-réseaux – pointage à faible élévation . . . 131
4.18 Diminution du niveau des lobes secondaires en fonction du pas angulaire de la rotation . 133
4.19 Schéma de câblage de mini-réseaux voisins . . . 134
4.20 Exemple de graphe à 5 sommets, de l'arbre couvrant minimal (MST) et de l'arbre de plus court chemin (SPT) correspondants . . . 136
4.21 Schéma de l'algorithme de Cohen-Sutherland . . . 138
4.22 Graphe initial, arbre MST et SPT pour chaque scenario de placement de la LSS . . . 139
4.23 Longueurs de tranchées et de câbles pour les deux scenarii . . . 140
4.24 Solution du problème CTP pour la zone n^{o}1 . . . 143
4.25 Ensemble des solutions CTP sélectionnées pour chaque zone . . . 144
4.26 Carte du réseau des câbles et des tranchées de la LSS . . . 145

5.1 Photographie de l'un des mini-réseaux prototypes construits à Nançay. . . . 148
5.2 Position des trois premiers MR prototypes . . . 148

6.1 La magnétosphère de Jupiter . . . 153
6.2 Système de coordonnées attaché à Jupiter . . . 156
6.3 Direction du maximum d'émission du rayonnement synchrotron . . . 156
6.4 Spectre des émissions radio de Jupiter . . . 158
6.5 Vue polaire de Jupiter et reconstruction 3D des ceintures par tomographie . . . 160
6.6 Couverture de l'observation en longitude de l'observateur . . . 163
6.7 Élévation des sources les plus brillantes aux basses fréquences . . . 165
6.8 Histogramme de la distribution (u,v) radiale . . . 165
6.9 Solutions en amplitude et en phase de la station CS026HBA1 . . . 167
6.10 Image du champ de 4C+15.05 . . . 168
6.11 Premier jeu d'images radio des ceintures de Jupiter . . . 170
6.12 Schéma de la rotation de Jupiter . . . 171
6.13 Soustraction des sources dans le champ de Jupiter . . . 173
6.14 Spectre du rayonnement des ceintures entre 127 et 172 MHz . . . 178
6.15 Variations à long terme de la latitude D_E . . . 179
6.16 Superposition des mesures de densité de flux entre 74 MHz et 22 GHz . . . 180

6.17 Image moyenne des ceintures . . . 182
6.18 Variation temporelle de la position des maxima Est et Ouest . . . 183
6.19 Images des ceintures après corrections dans le plan (u,v) . . . 184
6.20 *Beaming curve* du rayonnement des ceintures . . . 186
6.21 Variation de la latitude magnétique et de la densité de flux des pics Est et Ouest . . . 187
6.22 Rapport des intensités Est-Ouest (VLA et LOFAR) . . . 188
6.23 Densité de flux des maxima Est et Ouest en fonction du CML et de λ_{III} . . . 189
6.24 Dépendance de l'asymétrie Est-Ouest avec D_E . . . 190
6.25 Distribution des émissions détectées aux hautes latitudes . . . 193

A.1 Schéma électrique équivalent d'une antenne . . . 203
A.2 Spectre dynamique de Jupiter avec l'antenne LSS et le réseau décamétrique de Nançay . 267
A.3 Rapport des gains RDN et LSS . . . 268
A.4 Aire effective maximale du RDN . . . 270
A.5 Gain de l'antenne LSS prototype . . . 270
A.6 Mesure comparative des LNA prototypes pour la LSS . . . 271

B.1 Schéma de la mise en cascade de cellules élémentaires . . . 274
B.2 Version étendue de la table 3.2 – $N_{pas}\leq 46$ . . . 275
B.3 Version étendue de la table 3.2 – $N_{pas}>46$ . . . 276
B.4 Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 3 antennes "X" . . . 277
B.5 Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 4 antennes "X" . . . 278
B.6 Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 5 antennes "X" . . . 279
B.7 Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 5 antennes "Y" . . . 280
B.8 Câbles "intermédiaires" à rajouter après chaque sommateur en "X" . . . 281
B.9 Schéma global du cabinet de phasage d'un mini-réseau . . . 282
B.10 Schémas électriques des différents racks pour le phasage en "X" . . . 283
B.11 Schémas électriques des différents racks pour le phasage en "Y" . . . 284
B.12 Photographie de la carte sommateur "Y" . . . 285

C.1 Carte locale autour de la station LOFAR de Nançay . . . 289
C.2 Zone d'implantation de la LSS . . . 290
C.3 Carte locale des courants fluviaux de la même zone . . . 291
C.4 Relations bijectives entre un interféromètre et un réseau phasé . . . 294

D.1 Changement de centre de phase . . . 300
D.2 Évolution de la direction moyenne . . . 301
D.3 Correction des indices spectraux des sources voisines de Jupiter . . . 302

Liste des tableaux

1.1 LSS dans le contexte international 19

2.1 Valeurs des paramètres géométriques des antennes 33
2.2 Rendements radiatifs simulés pour les antennes LOFAR LBA et APA 39
2.3 Rendement radiatif simulé pour différentes tailles de grille 39
2.4 Rendement radiatif pour différents maillages de grille 40
2.5 Résumé des résultats d'études d'antennes 43
2.6 Résumé des paramètres géométriques de l'antenne LSS 48

3.1 Ouverture et niveau des lobes secondaires du mini-réseau 67
3.2 Tableau (court) de dimensionnement du système de phasage 81
3.3 Récapitulation des caractéristiques du mini-réseau et du système de phasage 97

4.1 Largeurs à mi-hauteur calculées par APO et aire effective de la LSS 114
4.2 Diminution du niveau maximum des lobes secondaires 129
4.3 Longueurs de câbles et de tranchées pour les arbres optimaux SPT et MST 137
4.4 Caractéristiques des solutions optimales CTP 146

6.1 Résumé des paramètres de l'observation 164
6.2 Résumé des images produites 175

C.1 Largeurs à mi-hauteur de la distribution (u,v) cible en fonction de Γ_c 297
C.2 Dimensionnement de la LSS 298

Table of contents

Introduction **3**

I Contributions to the development of the LOFAR Super Station **13**

1 The LOFAR Super Station concept **15**
1.1 Scientific motivations . . . 15
1.2 Technical motivations . . . 16

2 LSS Antenna **21**
2.1 Introduction . . . 21
2.2 Electromagnetic model of the LSS antenna . . . 29
2.3 Study of the geometry of the LSS antenna . . . 34
2.4 Conclusion . . . 44

3 LSS Mini-array **49**
3.1 Introduction . . . 49
3.2 Study of the antenna distribution within mini-arrays . . . 54
3.3 Phasing of the mini-arrays . . . 69
3.4 Conclusion . . . 97

4 Global distribution of the mini-arrays **99**
4.1 Introduction . . . 99
4.2 Creation of a map of constraints . . . 107
4.3 Mini-arrays distribution . . . 108
4.4 Rotation of the mini-arrays . . . 116
4.5 Cabling of the mini-arrays . . . 135

5 Conclusion of LSS studies **147**

II Jupiter's synchrotron radiation observed with LOFAR **149**

6 Jupiter's synchrotron emission **151**
6.1 Introduction . . . 151
6.2 Observations of Jupiter's radiation belts . . . 157
6.3 First observation with LOFAR . . . 162
6.4 Studies of Jupiter's low-frequency synchrotron radiation . . . 176
6.5 Conclusions of the study . . . 194

Conclusions and perspectives **195**

Appendices **201**

Appendix A LSS Antenna **203**
A.1 Antenna parameters 203
A.2 Studies of the antenna radiator 205
A.3 Prototype LSS antenna 266

Appendix B Mini-arrays **273**
B.1 Complements on the mini-array phasing system 273

Appendix C Distribution of the LSS **287**
C.1 Creation of a map of constraints 288
C.2 Boone's algorithm 293

Appendix D Jupiter's synchrotron radiation with LOFAR **299**
D.1 Planetary imaging corrections in the (u,v) plane 299
D.2 Correction for the spectral index of radiosources close to Jupiter 302

Appendix E Papers published or in the course of publication **303**
E.1 Works published (or in revision) 303
E.2 Participation to conferences and workshops 305
E.3 Publications 306

Bibliography **345**

List of figures

1 Electromagnetic spectrum and atmospheric opacity 4
2 The radiotelescopes in Effelsberg, Arecibo, and Nançay 5
3 Sensitivity and angular resolution of LOFAR compared to other radiotelescopes 6
4 Antennas and antenna distribution of the international LOFAR station FR606 8
5 LOFAR architecture 10

2.1 Radiation pattern of a directive antenna 22
2.2 Antenna parameters and ground characteristics 30
2.3 Numerical models for the electromagnetic simulation 32
2.4 Radiation pattern of the LSS antenna above a perfectly conducting ground 45
2.5 Radiation pattern of the LSS antenna above a ground with finite conductivity 46
2.6 Picture and sketch of the LSS antenna prototype 47

3.1 Generic sketch of a plane array of antennas 50
3.2 Maximum side lobes level obtained with the two algorithms SA and Kogan 56
3.3 Half Power Beam Widths obtained with the two algorithms SA and Kogan 57
3.4 Axial ratio of the primary beam obtained with the two algorithms SA and Kogan 57
3.5 Optimal distributions of mini-arrays of isotropic antennas 59
3.6 Optimal distributions of mini-arrays of dipole-like antennas 60
3.7 Final distribution of the mini-array 62
3.8 Radiation patterns of rectangular versus hexagonal arrays 63
3.9 Effective area of a mini-array 64
3.10 LSS effective area 65
3.11 Effective radius of a LSS mini-array 66
3.12 Radiation patterns of the mini-array 68
3.13 Optical path difference between the antennas of a mini-array 70
3.14 Phasing system (7 bits) of a 3-antenna array 72
3.15 Principle of pointing of a linear 3-antenna array 74
3.16 Decomposition of the mini-array in pairs of antennas 77
3.17 Phasing of 4- and 5-antenna lines 78
3.18 Relative gain variations between consecutive pointing steps as a function of L_{min} 79
3.19 Relative gain variations for various parameters of the phasing system 80
3.20 Angular resolution of the 1D pointing 82
3.21 2D map of theoretical pointing directions 84
3.22 Picture of the phasing system 85
3.23 Principle of the laboratory simulation of a point source at the zenith 86
3.24 Output levels of “X” and “Y” summation circuits 87
3.25 Principle of the laboratory reconstruction of the directional response of the phasing system 88
3.26 Comparison of simulations and measurements for a 3-antenna “X” line 90
3.27 Comparison of simulations and measurements for a 4-antenna “X” line 91
3.28 Comparison of simulations and measurements for a 5-antenna “X” line 92
3.29 Comparison of simulations and measurements for a 5-antenna “Y” line 93
3.30 Simulated and measured 2D radiation patterns 94
3.31 Principle of the pointing error – *Beam Squint* 95
3.32 Pointing error of the LSS mini-array between 20 and 80 MHz 96

4.1 (u,v) distribution of LOFAR spatial frequencies . . . 103
4.2 Map of terrain constraints in Nançay . . . 107
4.3 Results of the code APO for a FWHM of 200 m and 300 m . . . 112
4.4 Results of the code APO for a FWHM of 400 m and 600 m . . . 113
4.5 Mini-arrays distribution selected for the pursuit of the study . . . 115
4.6 Rotation of the mini-arrays . . . 116
4.7 LSS distributions simulated with a number of mini-arrays N_{MR}=6, 12, 27, 46, 69 and 96 118
4.8 Maximum side lobes level at 20 MHz versus the number of mini-arrays (F=20 MHz, without rotation) . . . 119
4.9 idem with F=20 MHz, with rotation . . . 120
4.10 idem with F=80 MHz, without rotation . . . 121
4.11 idem with F=80 MHz, with rotation . . . 122
4.12 Integrated power in side lobes as a fraction of the total power received (F=20MHz, without rotation) . . . 124
4.13 idem with F=20 MHz, with rotation . . . 125
4.14 idem with F=80 MHz, without rotation . . . 126
4.15 idem with F=80 MHz, with rotation . . . 127
4.16 LSS radiation pattern with and without mini-array rotation for a pointing at the zenith 130
4.17 LSS radiation pattern with and without mini-array rotation for a pointing at low elevation 131
4.18 Reduction of secondary lobes level as a function of the angular rotation step . . . 133
4.19 Cabling scheme for close-by mini-arrays . . . 134
4.20 Exemple of a 5-node graph and of the corresponding Minimum Spanning Tree (MST) and Shortest Path Tree (SPT) . . . 136
4.21 Scheme of the Cohen-Sutherland algorithm . . . 138
4.22 Initial graph, MST tree and SPT tree for each LSS positioning scenario . . . 139
4.23 Trenches and cables lengths for the two scenarii . . . 140
4.24 Solution of the CTP problem for zone n^{o}1 . . . 143
4.25 CTP solutions selected for each zone . . . 144
4.26 LSS trenches and cables map . . . 145

5.1 Picture of one of the 3 prototype mini-arrays built in Nançay. . . . 153
5.2 Positions on the 3 prototype mini-arrays . . . 156

6.1 The magnetosphere of Jupiter . . . 153
6.2 Coordinate system attached to Jupiter . . . 156
6.3 Direction of the maximum of emission . . . 156
6.4 Jovian radio emissions spectrum . . . 158
6.5 Polar view of Jupiter and 3D tomographic reconstruction of the radiation belts . . . 160
6.6 Observer longitude coverage . . . 163
6.7 Elevation of the brightest low frequency sources . . . 165
6.8 Histogram of the (u,v) radial distribution . . . 165
6.9 Calibration solution in amplitude and phase of the station CS026HBA1 . . . 167
6.10 Image of the field around 4C+15.05 . . . 168
6.11 First radio images of Jupiter's radiation belts . . . 170
6.12 Sketch of the effect of Jupiter's rotation . . . 171
6.13 Source subtraction in Jupiter's field . . . 173
6.14 Spectrum of the emission of the belts between 127 and 172 MHz . . . 178
6.15 Long term variation of the observer's latitude D_E . . . 179
6.16 Compared flux density measurements between 74 MHz and 22 GHz . . . 180
6.17 Average image of the radiation belts . . . 182

6.18 Time variation of the position of East and West peaks . . . 183
6.19 Images of the belts after corrections in the (u,v) plane . . . 184
6.20 *Beaming curve* of the radiation of the belts . . . 186
6.21 Variations of the magnetic latitude and flux density of the East and West peaks . . . 187
6.22 East-West intensity ratios (with the VLA and LOFAR) . . . 188
6.23 Flux densities of the peaks as a function of CML and λ_{III} . . . 189
6.24 Dependence of the East-West asymmetry with D_E . . . 190
6.25 Distribution of high latitude emissions . . . 193

A.1 Electric equivalent to an antenna . . . 203
A.2 Dynamic spectrum of Jovian decameter emission with one LSS antenna and the Nançay decameter array . . . 267
A.3 Ratio of RDN and LSS gains . . . 268
A.4 Maximum effective area of the RDN . . . 270
A.5 Gain of the prototype LSS antenna . . . 270
A.6 Comparative measurements of prototype LNAs for the LSS . . . 271

B.1 Sketch of the cascade mounting of elementary cells . . . 274
B.2 Extended version of Table 3.2 – $N_{pas}\leq 46$ . . . 275
B.3 Extended version of Table 3.2 – $N_{pas}>46$ . . . 276
B.4 Distribution of cell lengths for the 3-antenna “X” line . . . 277
B.5 Distribution of cell lengths for the 4-antenna “X” line . . . 278
B.6 Distribution of cell lengths for the 5-antenna “X” line . . . 279
B.7 Distribution of cell lengths for the 3-antenna “Y” line . . . 280
B.8 “Intermediate” cable lengths to add after each summing circuit “X” . . . 281
B.9 Global sketch of a mini-array phasing circuit . . . 282
B.10 Electric sketch of the racks for the phasing in the “X” direction . . . 283
B.11 Electric sketch of the racks for the phasing in the “Y” direction . . . 284
B.12 Picture of the “Y” summing board . . . 285

C.1 Map of the terrain around the LOFAR FR606 station in Nançay . . . 289
C.2 Implantation zone of the LSS . . . 290
C.3 Map of local water flows around/below the LSS . . . 291
C.4 One-to-one correspondence between an interferometer and a phased array . . . 294

D.1 Phase center change . . . 300
D.2 Evolution of the average direction . . . 301
D.3 Correction of spectral indices of the sources close to Jupiter . . . 302

List of tables

1.1 International context of the LSS 19

2.1 Geometrical antenna parameters 33
2.2 Radiative efficiency for the LOFAR, LBA and APA antennas 39
2.3 Simulated radiative efficiency for various grid sizes 39
2.4 Radiative efficiency for various grid cell sizes 40
2.5 Summary of the results of the antenna study 43
2.6 Summary of the geometrical parameters of the LSS antenna 48

3.1 Field of view and side lobes level of the mini-array 67
3.2 Summary table of the phasing system parameters 81
3.3 Overview of the mini-array and its phasing characteristics 97

4.1 Half power beam widths computed by APO, and effective area of the LSS 114
4.2 Decrease of the maximum side lobes level 129
4.3 Trenches and cables lengths required for the optimal trees SPT and MST 137
4.4 Characteristics of the optimal CTP solutions 146

6.1 Summary of the observation parameters 164
6.2 Summary of the produced images 175

C.1 Half power beam width of the target (u,v) distribution as a function of Γ_c 297
C.2 Dimensioning the LSS 298

Introduction

ç Cêst ¨ lðheure du commencement
quðil faut tout particuli¯rement veiller
¨ ce que les ®quilibres soient pr®cis. è

Dune, Frank Herbert

La radioastronomie sol aux basses fréquences

La radioastronomie au sol est née au début du XX$^{\text{ème}}$ siècle avec la découverte (par l'ingénieur Karl Jansky en 1932 [Jansky 1933]) d'un rayonnement radio à 20,5 MHz venant de l'espace et interférant avec les ondes radio utilisées pour les télécommunications. Quelques années plus tard, Grote Reber construisit une antenne parabolique et confirma la découverte de Jansky, mettant en évidence la présence d'une source radio puissante émanant du centre de la Voie Lactée. Avec, d'une part, la découverte de l'émission radio de l'hydrogène neutre (H_I) à 21 cm (prédit par Van de Hulst) et, d'autre part, le développement des technologies de réception et de traitement, l'intérêt de la communauté scientifique a crû à travers le développement de grand instruments au sol dédiés à ces longueurs d'ondes [1].

En comparaison, les émissions aux plus basses fréquences (<100 MHz) ont connu des développements moins importants en nombre mais néanmoins présents (par exemple, l'observatoire radio de Clark Lake aux États-unis, le RDN [2] en France et le réseau UTR-2 [3] de Kharkov en Ukraine).

Avec les progrès technologiques en informatique et en télécommunication, le développement d'instruments géants est devenu possible. L'étude de l'Univers dans la "dernière" fenêtre radio, inexplorée avec une très haute sensibilité, est rendu possible avec les projets au sol comme LOFAR et SKA.

Fenêtre radio

La figure 1 représente le spectre électromagnétique ainsi que l'opacité atmosphérique définissant les fenêtres radio accessibles depuis le sol.

La partie HF [4] de la fenêtre radio terrestre est définie par quelques bandes d'observations dans le domaine submillimétrique (∼100 GHz) et la partie BF [5] s'étend jusqu'au domaine décamétrique (∼ 10 MHz).

Cette limite basse est fixée par la coupure ionosphérique terrestre rendant toute observation radio impossible depuis le sol en dessous d'une fréquence de coupure $f_c \approx 10$ MHz. En effet, toute onde de fréquence inférieure à f_c sera réfléchie (et partiellement absorbée) par l'ionosphère terrestre. La fenêtre observable en radio depuis le sol est définie par F=[∼10 MHz, ∼100 GHz] (soit des longueurs d'onde λ=[30 m,∼3 mm]). Les très basses fréquences (jusqu'à quelques kHz) ne seront accessibles que depuis l'espace par des sondes affranchies des effets ionosphériques (ex : Pioneer, Voyager, Cassini...).

Instrumentation radio au sol

Le signal radio est mesuré à l'aide de télescopes radio formés d'une partie collectrice (réflecteur et antenne) et d'un récepteur électronique (chargé de mesurer le signal électrique induit dans les antennes). Les formes et dimensions de ces télescopes sont directement liées à la bande de fréquences de "travail" du télescope.

Les instruments développés autour de l'observation du H_I furent d'abord des radiotélescopes à antenne unique. Un télescope (muni d'un collecteur de diamètre D fixe) sera inadapté aux observations aux très basses fréquences du fait de la dépendance de sa résolution angulaire à la longueur d'onde ($\delta\theta \propto \frac{\lambda}{D}$). Pour atteindre des résolutions angulaires analogues à celles obtenues aux hautes fréquences, il faut augmenter la taille du collecteur en proportion de la longueur d'onde d'observation.

Les dimensions des antennes uniques, mécaniquement orientables, et à grandes surfaces collectrices, sont limitées par les contraintes liées à leur construction et à leur manoeuvrabilité mécanique. Le radiotélescope d'Effelsberg (de 100 m de diamètre) représente une limite supérieure de la dimension d'un radiotélescope à antenne unique. Des tailles supérieures de collecteur imposent des contraintes au

1. voir par exemple les radiotélescopes d'Arecibo, de Nançay, d'Effelsberg...
2. Réseau Décamétrique de Nançay
3. *Ukrainian T-shape Radiotelescope Mark II*
4. haute fréquence
5. basse fréquence

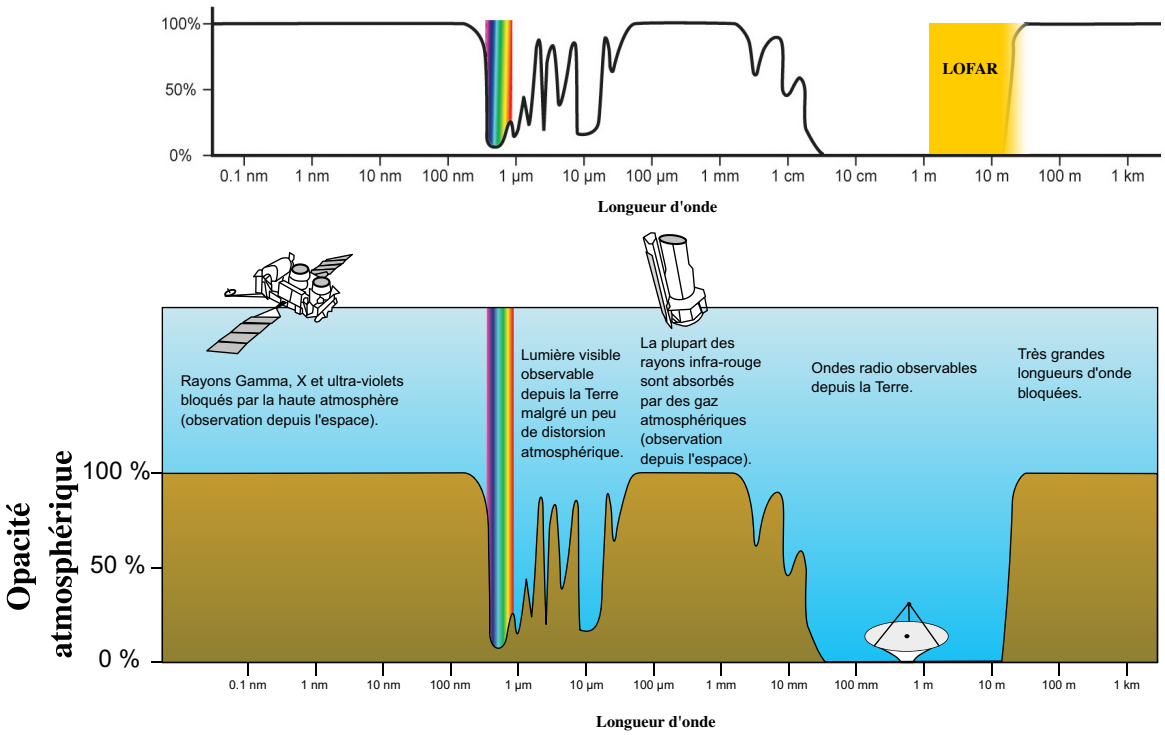


Figure 1. *Spectre électromagnétique accompagné d'un spectre de l'opacité atmosphérique. Aux grandes longueurs d'onde est spécifiée la bande d'utilisation de l'instrument LOFAR s'approchant de la fréquence limite observable F=10 MHz.*

radiotélescope, comme par exemple, l'utilisation d'un foyer mobile se déplaçant devant un collecteur de grande taille et immobile (comme aux radiotélescopes d'Arecibo et de Nançay (Fig. 2)).

La fenêtre radio BF (s'étendant de 10 MHz à ∼100-300 MHz) a pendant longtemps été négligée par la communauté scientifique en raison de la faible résolution et la faible sensibilité des télescopes à antenne unique. Les limitations techniques empêchent la construction d'instruments orientables à très grande surface collectrice.

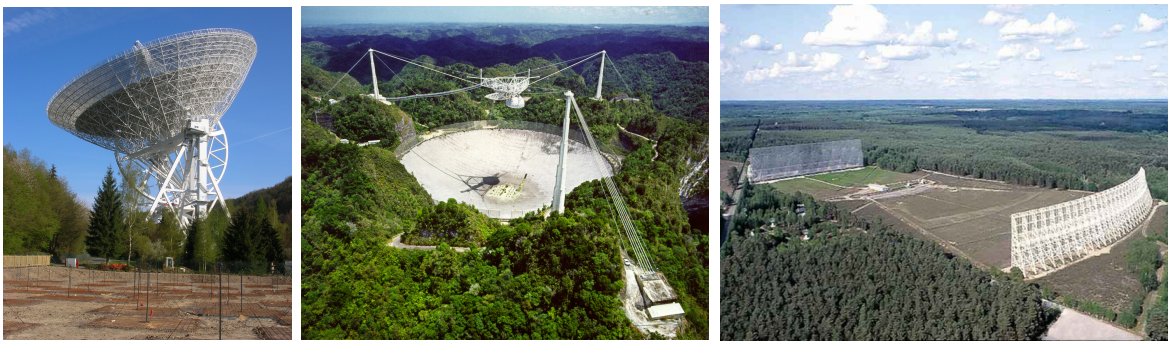
Pour s'affranchir de ces limitations mécaniques, on combine les signaux provenant de plusieurs radiotélescopes (ou antennes) au sein de "réseaux" d'antennes. Ces combinaisons donnent lieu à deux types d'instruments :

- Les interféromètres (ex : VLA, GMRT, ATA, WSRT, RHN...) [6] : combinant, par corrélation, les signaux par paire d'antennes pour ainsi reconstituer des images du ciel par synthèse d'ouverture (voir §4.1.2.2).
- Les réseaux phasés (ex : RDN, UTR-2, LWA, LOFAR...)[6] : combinant par sommation (cohérente ou incohérente) les signaux de toutes les antennes.

Une plus grande sensibilité est atteinte par la multiplication du nombre d'antennes et une haute résolution angulaire est obtenue par l'extension de la taille du réseau. Certains radiotélescopes à antenne unique forment de vastes réseaux internationaux (et même transcontinentaux) participant à différents programmes d'observations à très longues lignes de base (VLBI [7]) pouvant dépasser plusieurs milliers de kilomètres.

Il faudra attendre les développements informatiques des années 2000 pour envisager la construction de télescopes géants à longues lignes de bases (plusieurs centaines de km), multi-antennes (plusieurs milliers d'éléments), fonctionnant dans le domaine BF. Ces réseaux exigent un système informatique

6. voir la liste des acronymes p.354
7. *Very Long Baseline Interferometry*



Effelsberg (D=100m) | Arecibo (D=305m) | Nançay (S=300x35m)

Figure 2. *Radiotélescopes d'Effelsberg, d'Arecibo et de Nançay accompagnés du diamètre de leur collecteur primaire. Ces trois instruments sont représentatifs des limites supérieures que peuvent atteindre la taille des radiotélescopes à antenne unique. Le radiotélescope d'Effelsberg fait partie des plus gros télescopes mécaniquement orientables. Les radiotélescopes d'Arecibo et de Nançay, plus grands, sont équipés de foyers mobiles.*

puissant (ex : super ordinateur de classe *BlueGene*) pour assurer la réception et le traitement des données (effectué à la volée) provenant des milliers d'éléments répartis dans plusieurs pays. C'est dans cette perspective que s'inscrit aujourd'hui le projet LOFAR [8] (dont certaines antennes sont visibles en avant plan du radiotélescope d'Effelsberg – Fig. 2), et demain le projet SKA [9].

Le projet LOFAR

LOFAR, le *Low Frequency Array* [de Vos *et al.* 2009, van Haarlem *et al.* 2013, ASTRON 2013c] est un projet de radiotélescope géant virtuel et distribué, porté par l'institut ASTRON [ASTRON 2013b], les Pays-bas et l'Union Européenne. C'est le premier radiotélescope géant qui exploite de manière globale la technologie des réseaux phasés en mode multi-faisceaux. Chaque antenne de cet instrument est elle-même un réseau d'antennes BF (ou "stations", voir ci-dessous). Il fonctionne dans les domaines 30-80 MHz et 110-250 MHz (correspondant aux bandes "HF" , "VHF", "UHF" suivant la terminologie officielle de l'UIT [10] [UIT 2013], voir Fig. 1) et atteint une très grande sensibilité dans ce domaine de fréquences (gain de 1 à 2 ordres de grandeur par rapport aux instruments existants) ainsi qu'une très haute résolution angulaire (environ 0,2" à 240 MHz et 0,65" à 60 MHz) grâce à des stations réparties à travers l'Europe (voir Fig. 3 et 4).

En permettant l'imagerie multi-faisceaux à grand champ, à large bande, avec une très grande sensibilité et de très hautes résolutions angulaire, spectrale et temporelle (incluant également la mesure complète de la polarisation), LOFAR se place comme le premier instrument numérique et versatile d'une série d'instruments précurseurs de SKA.

La France a pris une part active dans le projet LOFAR en acquérant une des stations sur le site de l'USN [11]. Cette antenne (FR606) a été mise en ligne en 2011.

8. *LOw Frequency Array*
9. *Square Kilometer Array*
10. Union Internationale des Télécommunications
11. Unité Scientifique de Nançay

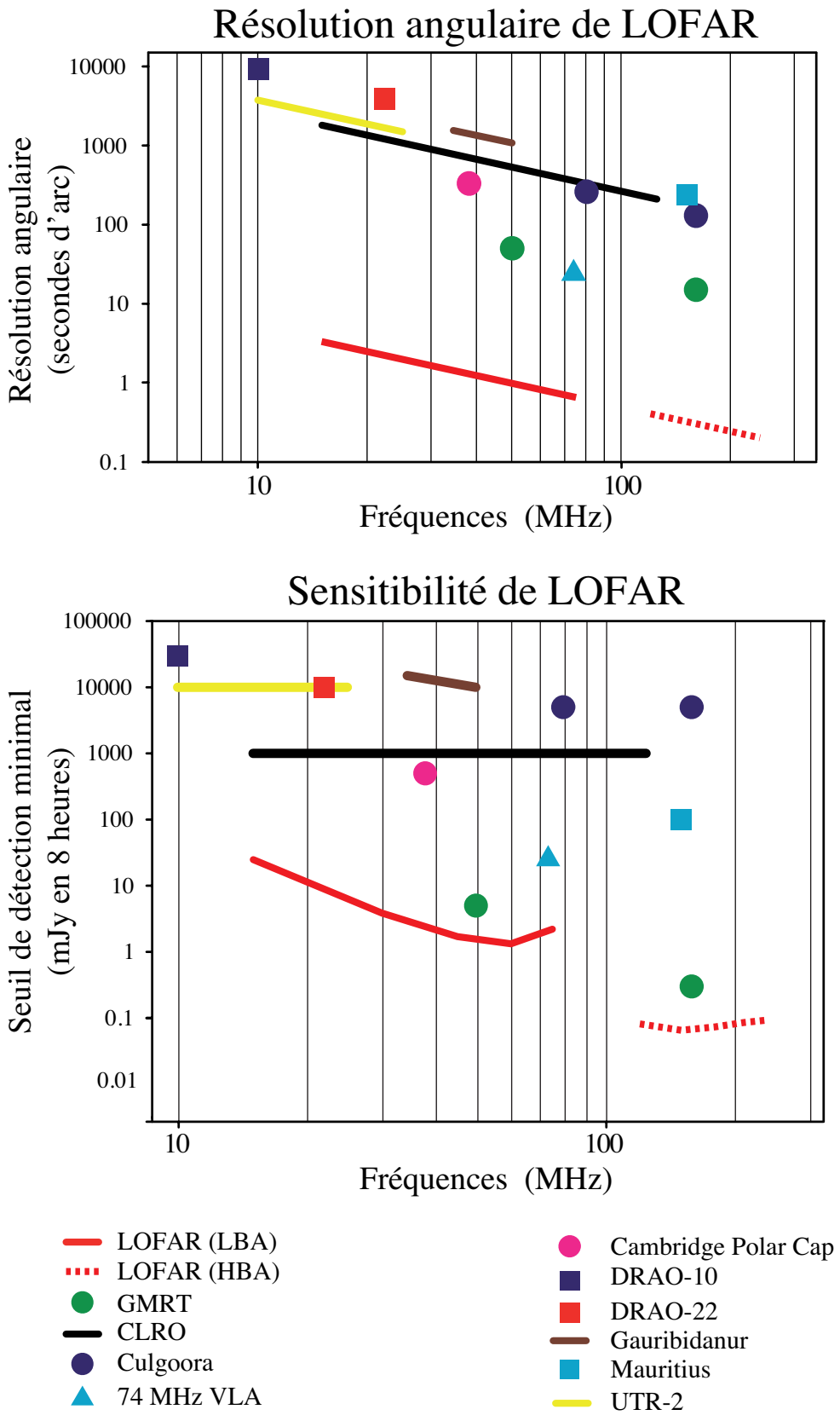


Figure 3. *(Haut) Résolution angulaire maximale de LOFAR comparée à celle d'autres instruments fonctionnant dans la même bande de fréquence. La résolution angulaire théorique de LOFAR est donnée par* $\theta = \alpha\frac{\lambda}{L}$ *où L=1000 km est analogue à la plus longue ligne de base de LOFAR et* α*=0,8, un coefficient dépendant de la configuration du réseau et de la procédure d'imagerie utilisée. (Bas) Sensibilité théorique minimale de détection (voir la définition à l'équation 2.6) atteinte par ces mêmes instruments (en 8h dans une bande de 3 MHz) (adaptation et mise à jour de [Kassim et al. 2004, van Haarlem et al. 2013, ASTRON 2013a]).*

Les projets scientifiques clefs de LOFAR LOFAR est l'instrument permettant d'explorer depuis le sol, la fenêtre aux basses fréquences radio avec une grande sensibilité. Par l'exploration profonde du ciel radio BF, il offre un vaste éventail d'applications astrophysiques. La communauté scientifique s'organise autour de six grandes thématiques clefs (les KSP [12]) qui ont été définis afin d'explorer cette fenêtre encore mal connue en radioastronomie.

Ces projets couvrent les thématiques suivantes :

- La cosmologie, avec l'étude du rayonnement radio de l'époque de réionisation (EoR [13]) où la raie de transition du H_I à 1420 MHz, à $z = 0$, se retrouve décalée, à $z \approx 6$, dans la bande haute de LOFAR à une centaine de MHz.
- Les grands relevés (*Surveys* – formation stellaire, noyaux actifs de galaxies, amas de galaxies...)
- La physique des particules par l'étude des rayons cosmiques et des neutrinos.
- Le magnétisme galactique à grande échelle.
- La physique solaire et interplanétaire.
- Les sources dites "transitoires" (*Transients*) regroupant un large domaine de sources allant des émissions périodiques de pulsars, de jets, d'étoiles à éruption, jusqu'aux émissions sporadiques planétaires et exoplanétaires.

Les membres de ces KSP, ainsi que les participants internationaux au réseau LOFAR, bénéficient d'une fraction de temps d'observation décerné par l'ILT [14]. Une autre fraction du temps est ouverte à la communauté scientifique au travers d'appels publics à observations. L'acquisition, par la France, d'une partie de l'instrument LOFAR, a permis à la communauté française, formant le consortium FLOW [15], de prendre part à l'exploitation scientifique des données de recette de cet instrument à travers plusieurs de ces projets-clefs et notamment les thématiques radio planétaires illustrées dans cette thèse.

Les stations LOFAR

Chaque station du réseau LOFAR est composée de deux réseaux d'antennes couvrants des bandes de fréquences différentes (voir Fig. 4) :

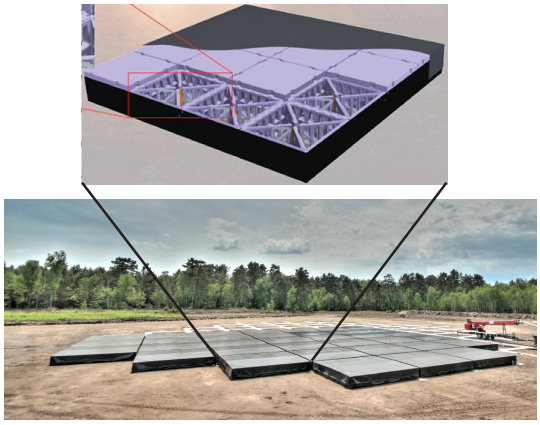
- Les LBA : *Low-Band Antenna*, couvrant la bande 20-80 MHz. Elles sont constituées de dipôles filaires formant un V inversé.
- Les tuiles HBA : *High-Band Antenna*, elles-mêmes composées d'un réseau carré de 4×4 antennes dipôles croisés fonctionnant dans la bande 110-250 MHz. Chaque dipôle est constitué d'un conducteur fin formant une antenne "papillon" en V inversé (voir Chap. 2).

Ces antennes ont la particularité d'être fixes sur le sol, contrairement aux paraboles qui sont mécaniquement orientables (voir Fig. 2). Chaque antenne mesure deux composantes de polarisation linéaire dans deux directions perpendiculaires (ces directions sont inclinées de 45^o par rapport à l'axe Nord-Sud pour assurer une mesure de polarisation équilibrée pour les sources passant au méridien local vers le sud).

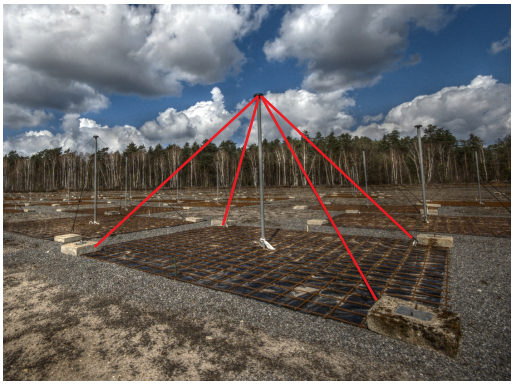
Chaque station ne peut utiliser, à un instant donné, que le réseau des antennes LBA ou celui des antennes HBA. L'utilisation simultanée des deux réseaux n'est pas possible.

Chaque antenne élémentaire est connectée à des récepteurs (ou RCU [18]) chargés de récupérer et de traiter leurs signaux. Ces traitements comprennent entre autre la numérisation, le filtrage, la mise en phase (ou "phasage") et la sommation des signaux provenant des antennes. Utilisées conjointement, ces antennes forment un "réseau phasé" permettant de créer une antenne synthétique orientable électriquement (on appelle cette étape le *beamforming*) de sensibilité supérieure celle d'une antenne unique.

12. projets clefs scientifiques ; *Key Science Projects*
13. *Epoch of Reionization*
14. *International LOFAR Telescope*
15. *French Long Wavelength*
18. *Receiver Units*



High Band Antenna (HBA) 110-250 MHz



Low Band Antenna (LBA) 20-80 MHz

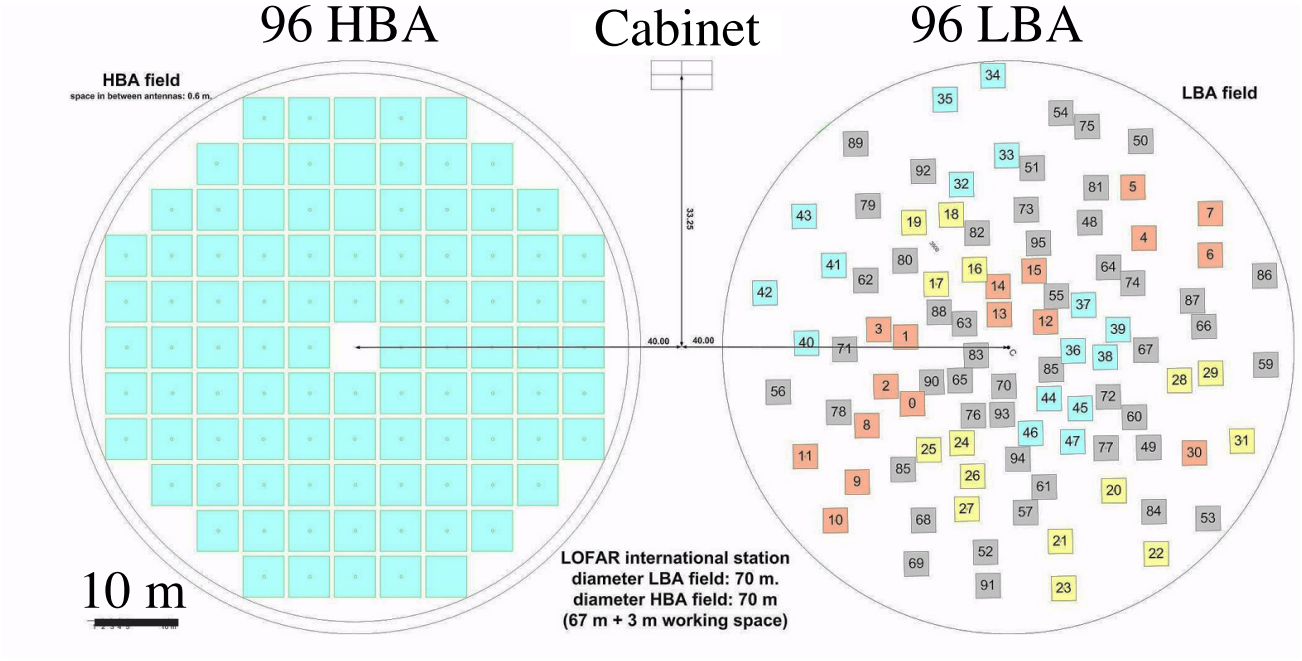


Figure 4. *(Haut) Champ des antennes HBA (gauche) et LBA (droite) de la station internationale FR606 à Nançay. Chaque tuile HBA est elle-même un réseau phasé de 4×4 antennes. Les antennes LBA sont des dipôles filaires conducteurs (rouge) dans une configuration en V inversé. (Bas) distribution des antennes d'une station internationale comprenant deux réseaux de 96 tuiles HBA et 96 antennes LBA, reliées à un cabinet central. (Crédits photographies : Ismaël Cognard)*

Dans la perspective d'un ajout éventuel de nouvelles antennes à beaucoup plus basses fréquences, les antennes LBL [19] (de bande 10-90 MHz, les antennes LBA s'appelaient alors LBH [20]), les RCU des stations internationales ont été conçus avec 3 types d'entrées à double polarisation, prévues pour les antennes LBL, LBH et HBA.

Ce projet d'antennes LBL fut abandonné pour des raisons de coût (à ce moment là, les antennes LBH ont pris alors la dénomination officielle de LBA).

Chaque station possède un cabinet contenant, entre autres, les RCU, mais également une horloge, une alimentation électrique, un système informatique de surveillance, de traitement préliminaire et de mise en forme des données ainsi qu'une connexion au réseau LOFAR.

Les données issues de la station ("phasée") transitent par un réseau sur fibre optique (>3Gbits/s) en direction d'un processeur centralisé. C'est aujourd'hui le superordinateur BlueGene/P, hebergé par l'Université de Grönigen aux Pays-Bas, qui se charge de recevoir et combiner les signaux provenant de toutes les stations.

Il existe trois types de stations LOFAR :

- Les stations du coeur (*Core stations*) : dans le design actuel de LOFAR, ces stations ne comptent que 48 paires de RCU, 96 antennes LBA (dont seulement 48 sont utilisables à la fois) et 48 tuiles HBA. 24 stations de ce type sont réparties dans une zone centrale elliptique, le coeur (1,8 km × 2,2 km). Le centre de ce coeur, le "super tertre" (*Superterp* en Fig. 5) contient 6 stations accolées dans un disque de 320 m de diamètre et fournit les bases interférométriques les plus courtes de LOFAR.

  Le champ HBA des stations du coeur est séparé en deux groupes de 24 tuiles HBA. De même, le réseau des 96 antennes LBA se répartit en un disque de 48 antennes (*LBA Inner*) entouré d'un anneau de 48 autres antennes (*LBA Outer*). Les stations du coeur peuvent être mobilisées pour des survey multi-faisceaux couvrant tout le ciel (mode *Radio Sky Monitor*) avec une résolution angulaire modeste (quelques minutes d'arc) sur une bande de fréquence maximale de 120 MHz.
- les stations néerlandaises (*Remote stations*) : 16 autres stations (chacune disposant, comme les stations du coeur, de 48 RCU, 96 LBA et 48 HBA) sont placées sur une distribution s'approchant d'une spirale logarithmique jusqu'à une distance d'environ 90 km du coeur.
- les stations internationales (*International stations*) : elles sont composées de deux champs de 96 antennes LBA et HBA ainsi que de 96 RCU. L'ensemble des 96 antennes du champ LBA ou du champ HBA sont utilisables. Ces stations sont actuellement (mars 2013) au nombre de 8 et sont réparties dans 5 pays différents : l'Allemagne (5 stations), le Royaume-Uni (1 station), la Suède (1 station) et la France (1 station).

  La figure 4 montre la topologie des distributions d'antennes pour une station internationale. Des informations techniques sur les modes d'observations et les performances de LOFAR sont disponibles sur le site internet de LOFAR [ASTRON 2013a].

19. *Low-Band Low*
20. *Low-Band High*

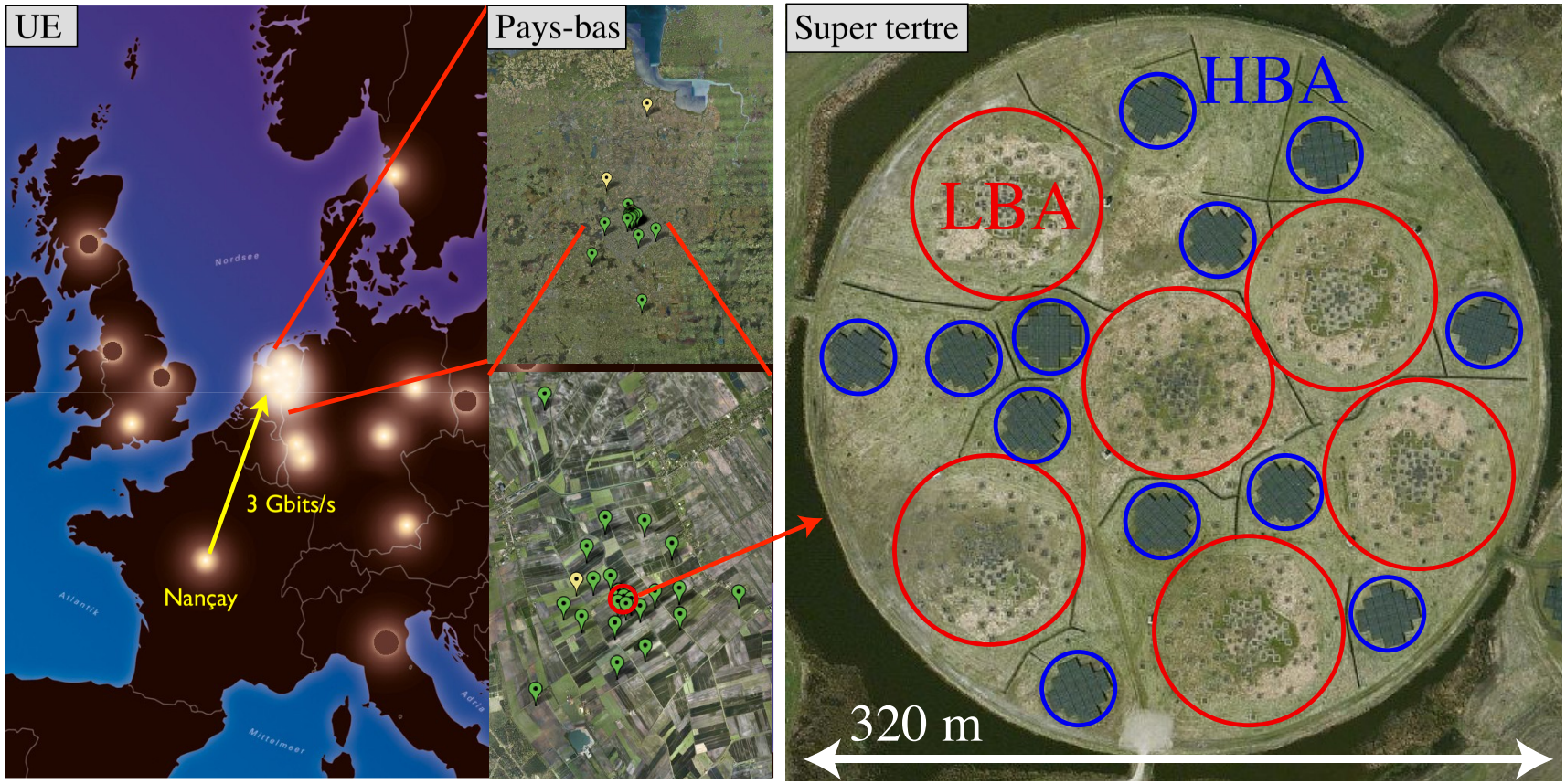


Figure 5. *Architecture de LOFAR, de l'échelle continentale à l'échelle du coeur compact de LOFAR et à l'échelle du super tertre. (gauche) Chaque point lumineux représente une station LOFAR en activité. La liaison entre les stations et le corrélateur central est assurée par des liens fibres optiques. (centre) Chaque station est représenté par les marqueurs verts (station en activité) et jaunes (station en recette). (droite) Le super tertre est composé de 6 stations réparties en 6 champs de 96 antennes LBA et 12 champs de 24 tuiles HBA. La distribution des stations est visible en temps réel sur le site web d'ASTRON [van Haarlem et al. 2013, ASTRON 2013c].*

Le projet Super Station LOFAR

Le cabinet de la station LOFAR installée à Nançay possède 96 entrées double polarisation anciennement dédiées aux antennes LBL. De cette opportunité technique est née une opportunité scientifique du développement d'un nouveau réseau de 96 antennes basses fréquences, utilisables directement avec le cabinet LOFAR : la *Super Station LOFAR* (LSS) [LSS 2013]. Chaque antenne de ce nouveau réseau est elle-même un Mini-réseau (MR) phasé comprenant entre 10 et 20 antennes phasées de manière analogique pour assurer une compatibilité avec les entrées analogiques du cabinet, prévues pour des antennes. Ce mini-réseau sera vu par le cabinet LOFAR (ou par un autre cabinet récepteur) comme une antenne synthétique de sensibilité augmentée.

La bande de fréquences de ce nouveau réseau couvre celle des antennes LBA et vise à étendre celle-ci vers les basses fréquences (jusqu'à 10-15 MHz) à la limite de la coupure ionosphérique. Le signal provenant de chaque MR est acheminé au cabinet de la station LOFAR de Nançay et constituera un troisième réseau d'antennes correspondant à un nouveau mode d'observation de la station FR606 (en plus des modes "réseaux" actuels LBA et HBA). La LSS doit rester compatible avec les autres modes d'observations de LOFAR. La LSS possède ainsi trois échelles caractéristiques : l'antenne élémentaire, le MR et le réseau constitués par les 96 MR.

Les apports scientifiques et instrumentaux et de la LSS sont abordés au chapitre suivant (Chap. 1).

Cadre de la thèse

Une première partie est dédiée à ma contribution aux études de conception et au développement du projet de Super Station LOFAR. Cette étude s'est divisée en trois grandes parties décrivant les différentes échelles d'études et de conception de l'instrument :

- L'optimisation du radiateur d'antenne pour la LSS. Je présenterai les résultats essentiels (Chap. 2) de l'étude tirée de l'étude complète (Annexe A.2).
- L'architecture du mini-réseau (Chap. 3) comprenant la distribution des antennes dans un MR (§3.2) et le système de phasage du mini-réseau (§3.3).
- À l'échelle la plus grande de la LSS, la distribution des 96 MR sur le terrain (Chap. 4), répondant d'une part aux contraintes de l'argumentaire scientifique de la LSS (Chap. 1) pour une utilisation en réseau phasé et en interféromètre, et d'autre part aux contraintes de positionnement effectif des MR dues aux obstacles (§4.2). La distribution des antennes a été optimisée pour tenir compte de toutes ces contraintes (§4.3). Des études complémentaires portant sur la rotation des MR (§4.4) et sur l'optimisation du câblage des MR (§4.5) ont également été menées.

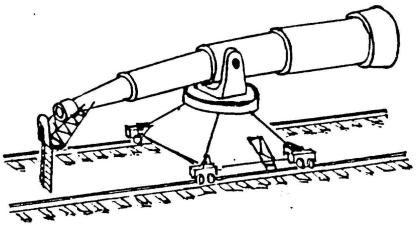
Dans une seconde partie (Chap. 6), il sera question de l'étude du rayonnement décimétrique des ceintures de radiation de Jupiter, observé pour la première fois de manière résolue avec LOFAR en mode imagerie, dans le cadre de ses observations de recette. Dans le cadre de cette étude, j'ai développé un ensemble d'outils génériques permettant la prise en charge de la réduction et de la correction des données planétaires. Je décrirai le principe de la réduction de ces données (§6.3) ainsi que son application à l'unique observation disponible sur cette cible au moment de cette étude. L'analyse scientifique des informations tirées de ces observations sera également présenté (§6.4).

D'autres études menées sur l'observation des éclairs d'orage de Saturne avec LOFAR (en mode réseau phasé) ne font pas partie de manuscrit.

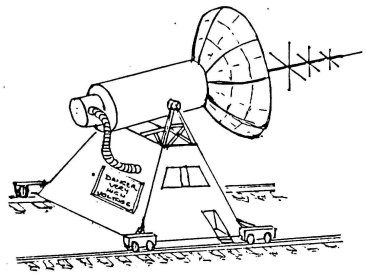
De plus, certaines de ces études ont fait l'objet de publications et de contributions à des conférences (Annexe E).

Première partie

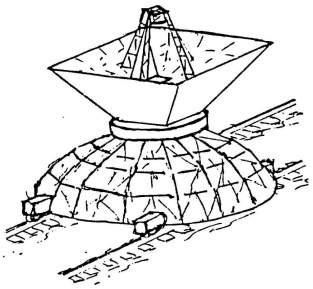
Contributions au développement de la Super Station LOFAR



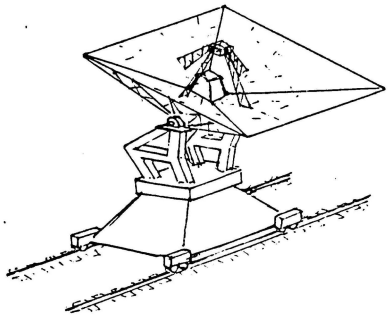
WHAT THE CLIENT HAD ENVISAGED



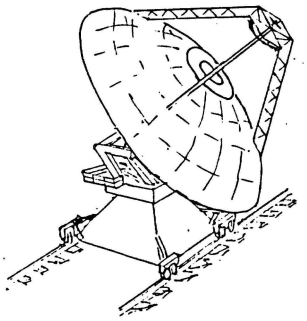
WHAT THE GOVERNMENT THOUGHT THEY WERE FUNDING



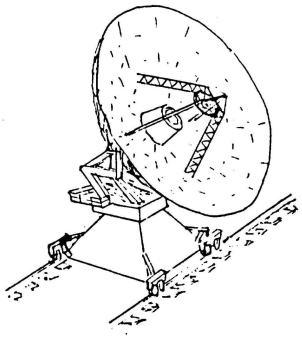
HOW THE CONSULTANT CONCEIVED IT



HOW THE SITE CONSULTANT MODIFIED IT



WHAT THE CONTRACTOR FABRICATED



HOW THE CONTRACTOR BUILT IT

PROJECT MANAGMENT

Reproduced from an ATNF cartoon

Chapitre 1

Le concept de Super Station LOFAR

Sommaire

1.1 Motivations scientifiques 15
1.2 Motivations techniques 18

La LSS [1] consiste en la création d'un nouveau réseau de 96 antennes sensibles formant un troisième mode d'observation de la station LOFAR de Nançay et un nouvel instrument autonome à Nançay fonctionnant aux basses fréquences radio. Cette opportunité instrumentale résulte de la réflexion sur les possibilités d'amélioration des capacités de la station LOFAR aux basses fréquences ainsi que sur les différentes applications scientifiques permises par un tel instrument.

1.1 Motivations scientifiques

L'apport principal de la LSS est sa grande sensibilité instantanée aux basses fréquences (assurée par une grande surface collectrice et par une couverture interférométrique régulière (§3.2)).

Les apports de la LSS pourront être mis à profit dans des programmes scientifiques aux thématiques et aux cibles variées (classées par distances croissantes à l'observateur) :

- **Physique atmosphérique** par l'étude des éclairs d'orages terrestres et des phénomènes associés (i.e. *sprites* et *elfes*) en région Centre, la LSS pourra mesurer leur distribution spatiale et énergétique, leur structure fine en complément des observations de la sonde TARANIS [Lefeuvre *et al.* 2008]. La sensibilité de la LSS permet d'étudier des phénomènes analogues sur d'autres cibles du système solaire (études pour Saturne et recherche pour Uranus et Vénus et Mars). Ces signaux sont identiques aux parasites radio terrestres. La résolution angulaire de la LSS permettra de séparer les sources locales des sources planétaires.

- **Physique ionosphérique** Les observations à haute résolution temporelle et spectrale de sources radio connues (Jupiter, Soleil, radiosources puissantes Cas A, Cyg A, Tau A, Vir A) permettront le suivi des conditions locales de l'ionosphère au dessus de Nançay (sources, variabilités spatiale et temporelle, scintillations, opacité et turbulence). Avec LOFAR, des reconstructions tridimensionnelles seront possibles par tomographie.

- **Sciences planétaires et exoplanétaires** En poursuivant les travaux actuels de la communauté radio française dans le domaine des émissions radio planétaires, la LSS permettra d'étendre les capacités du réseau décamétrique de Nançay et de LOFAR en sciences planétaires. La LSS permettra des avancées dans la compréhension de la morphologie de émissions radio transitoires (variabilité temps-fréquence, polarisation, structures fines) des sources comme Jupiter (émissions aurorales et émissions des ceintures de radiations de Jupiter).

  Un des enjeux de l'utilisation d'instruments radio très sensibles aux basses fréquences est la détection et la caractérisation des émissions radio en provenance de cibles exoplanétaires (ex :

1. *Super Station LOFAR*

orbitant autour d'étoiles hôtes magnétisées, d'étoiles brillantes en UV/X ou d'étoiles étant en interaction plasma avec leur planète (à l'image du couple Io-Jupiter) [Zarka 2007, Zarka 2011]). En radio, le rapport de contraste entre une étoile et sa planète serait seulement voisin de 1 (si une émission radio est présente) en comparaison des très grandes valeurs de contraste dans les domaines visible ($\sim 10^9$) ou infrarouges ($\sim 10^6$). La LSS permettra des campagnes d'observations longues ciblées et en aveugle. La détection conjointe avec le coeur de LOFAR permettra la confirmation d'émissions faibles.

– **Physique solaire/stellaire** La localisation et la caractérisation (polarisation, structure fine...) des sursauts solaires (type II et type III) permettent de contraindre les modèles de génération et les mécanismes de chauffage coronal. La LSS fournira un contexte aux basses fréquences pour les observations des sondes spatiales STEREO, Solar Orbiter et Solar Probe+.

  La LSS permettra, conjointement avec LOFAR, l'étude du milieu interplanétaire au travers des phénomènes de propagation et de scintillation interplanétaire.
  En tant que station réceptrice, la LSS pourra participer aux études de l'ionosphère, de la magnétosphère et des éjections de masse coronal par sondage RADAR actif.
  Avec la même méthodologie que celle utilisée dans la détection d'exoplanètes, la LSS permettra la détection de sursauts radio aux basses fréquences en provenance d'étoiles à éruptions, d'étoiles binaires magnétiques et de naines brunes en complément des mesures optiques des spectropolarimètres ESPaDOnS et Narval [Donati *et al.* 2006].

– **Physique des pulsars et du milieu interstellaire** La LSS sera particulièrement adaptée à la détection de pulsars aux très basses fréquences (20-40 MHz) ainsi que des RRATs (*Rotating Radio Transients*) et des magnétars. Avec une sensibilité instantanée accrue, la détection et la caractérisation de nouveaux pulsars (par des campagnes de détection en aveugle) est possible avec des temps d'intégration plus courts. L'instrument ARTEMIS [Serylak *et al.* 2012] comprenant un récepteur dédié et un pipeline de traitement de données a été conçu afin de pouvoir réduire en local, les données issues d'antennes LBA d'une seule station. Le déploiement d'ARTEMIS en interaction avec le champ d'antenne LSS permettra de former une machine à détecter des pulsars faibles aux basses fréquences.

  Ces pulsars serviront également de sources puissantes jouant le rôle de sondes pour étudier les phénomènes de propagation interstellaire aux basses fréquences (scintillation interplanétaire, dispersion, diffusion et élargissement temporel des pulsations radios en provenance des pulsars se propageant dans le milieu interstellaire turbulent). La LSS pourra déterminer de manière précise les mesures de dispersion et les mesures de rotation de pulsars proches pour fournir des contraintes sur la densité et sur la distribution du champ magnétique du milieu interstellaire. Le chronométrage précis des pulsars nécessite une connaissance fine des caractéristiques du milieu de propagation (notamment pour la détection d'ondes gravitationnelles).

– **Physique galactique et extragalactique** La distribution des lignes de bases de la LSS (de ∼20 m à ∼300 m) permettra, avec le reste du réseau LOFAR, l'étude de la structure du milieu galactique à plusieurs échelles. Les plus courtes lignes de bases donneront accès aux objets étendus (plus grands qu'une dizaine de degrés) et les bases les plus longues de LOFAR donneront accès à la distribution du champ magnétique galactique aux petites échelles. La LSS permettra également l'étude des raies de recombinaison atomiques (RRL *Radio Recombination lines*) intervenant dans les études de la physique des disques et des halos galactiques.
  En mode autonome, la LSS apportera des informations complémentaires sur les structures de tailles angulaires comprises entre 1^o et plusieurs dizaines de degrés aux basses fréquences. La

LSS pourra en outre être utilisée comme un instrument à très haute résolution (et très sensible) dans le cadre d'observations VLBI.

La sensibilité de la LSS aux basses fréquences permettra l'observation de sources galactiques et extragalactiques connues (des catalogues 3C, 4C, NVSS). La mesure précise des densités de flux de ces sources est vitale pour l'étalonnage des observations aux basses fréquences en mode imagerie ou faisceau cohérent.

– **Cosmologie** En plus du signal à 21 cm de l'époque de réionisation (décalé pour z $\sim$ 6-12) dans la bande HBA, certains modèles prédisent l'existence d'un signal correspondant aux Âges Sombres (pré-réionisation à $z \sim 20$) potentiellement détectable dans la bande de la LSS (le signal du H_I à $z \sim 20$ se retrouve à 70 MHz). La LSS en mode autonome est adaptée à la confirmation d'un tel signal grâce à des campagnes d'observations profondes et à longue intégration temporelle.

– **Univers "impulsionnel"** Les caractéristiques de la LSS (notamment sa haute sensibilité instantanée) sont adaptées pour les études de tous les phénomènes transitoires aux basses fréquences. Combinés avec les récepteurs adaptés, la LSS permettra également de contribuer à de nouvelles découvertes impossibles à mener avec une station LOFAR individuelle. Les champs d'études sont variés comme par exemple, l'observation aux basses fréquence de la contrepartie radio des sursauts gamma, l'étude des rayons cosmiques, des météores et des neutrinos en utilisant la Lune.

La LSS se pose comme un précurseur de SKA, à la fois scientifique (pour le développement de la communauté française en radio basses fréquences) et technique (dans le contexte de développement de la partie basse fréquence de SKA). Au niveau international, la Super Station s'inscrit dans le même contexte instrumental que les projets LWA, GURT, MWA, MeerKAT, ASKAP et SKA. D'autres projets utilisent l'architecture (d'une ou plusieurs stations) de LOFAR comme les projets ARTEMIS (pipeline de réduction des observations pulsars) [Serylak *et al.* 2012], AARTFAAC (mise en réseau globale des éléments des 6 stations du super tertre) [Cendes & AARTFAAC Team 2012] et LOIS (réseau géant de senseurs actifs et passifs) [Guthmann & Thidé 2005].

Le projet LSS a reçu un financement de l'Agence National de la Recherche en 2009 pour les études de conception et la construction de trois prototypes de MR et d'un récepteur de test pour ces MR. Le projet de construction de l'ensemble de l'instrument porte désormais le nom de LSS/NenuFAR pour *New Extension in Nançay Upgrading LOFAR*. Les prochains chapitres sont consacrés aux études de conception de la LSS à trois échelles : l'antenne élémentaire (Chap. 2), le MR (Chap. 3) et le réseau formé par les MR (Chap. 4).

1.2 Motivations techniques

Les apports instrumentaux de la Super Station LOFAR sont multiples :

Nouvel instrument autonome à Nançay La LSS formera tout d'abord un nouvel instrument autonome à Nançay ayant accès aux très basses fréquences. Il pourra fonctionner comme un grand réseau phasé ou comme un grand interféromètre fournissant une mesure de polarisation complète. Sa surface collectrice sera équivalente à environ 2/3 celle de LOFAR entier aux basses fréquences (soit approximativement le double de celle du coeur de LOFAR), 5 à 8 fois celle du réseau LWA1 [Ellingson 2011] et plus de 40% de celle du radiotélescope UTR-2 à Kharkov. La LSS aura une résolution angulaire d'environ 1^o et un champ de vue d'environ 23^o (à 30 MHz).

la LSS dans l'interféromètre LOFAR Les lignes de bases interférométriques les plus longues incluant la LSS seront environ quatre fois ($\sqrt{19}$) plus sensibles et permettront l'accès à environ neuf fois plus de sources étalons. La plus courte ligne de base de l'interféromètre LOFAR est fixée par la distance séparant deux stations du super tertre (soit environ 70 m, voir Fig. 4). Cette limitation rend impossible l'étude de structures diffuses de taille angulaire supérieure à environ 10^o (à 30 MHz). Avec la LSS, l'insertion de nouvelles lignes de bases courtes (20-25 m) complétera la couverture de LOFAR aux basses fréquences et aux courtes lignes de bases.

La LSS comme coeur alternatif dans LOFAR Le programme d'observation de LOFAR prévoit l'observation du signal radio provenant de l'époque de réionisation (*EoR*) [Yatawatta *et al.* 2013] (le signal de l'hydrogène neutre à 1420 MHz se retrouve, pour $z \sim 6$ à 12, dans la bande HBA). Cette observation va mobiliser la majorité des stations présentes aux Pays-Bas (stations *core* et *remote*), laissant les stations internationales inutilisées.
En construisant une LSS de dimension similaire au super tertre de LOFAR ($\sim 300m$), et en apportant des bases interférométriques courtes ainsi qu'une grande surface collectrice aux basses fréquences, il est possible d'utiliser la LSS comme un deuxième "coeur" aux basses fréquences. L'utilisation conjointe de la LSS, de quelques stations *core* et *remote* de LOFAR ainsi que les stations internationales, devrait permettre de mieux exploiter environ 1/3 du temps d'observation en parallèle des observations de type *EoR* (si le corrélateur central ou un autre dispositif permet de calculer les corrélations additionnelles).

Par ailleurs, un coeur alternatif opérant en parallèle de LOFAR permettra de confirmer les détections d'émissions radios sporadiques faibles et d'identifier les parasites (qui ont de très fortes chances d'être décorrelés entre les deux coeurs).

La table 1.1 place la LSS en tant qu'instrument autonome et au sein du réseau LOFAR, dans le contexte des autres projets partageant la bande de fréquence de la LSS.

Étalonnage de la LSS Les effets de propagation à travers l'ionosphère seront relativement homogènes au dessus de la LSS. Comme tout l'instrument est localisé dans un disque de ∼300 m de diamètre sous la même portion d'ionosphère, les sources ponctuelles radio connaîtront un mouvement erratique autour de leur position moyenne avec une distorsion réduite. L'accès à un plus grand nombre de sources étalons dans le champ de vue de la LSS permettra de corriger ces effets dans le plan image par l'utilisation d'observations courtes (comme il est prévu au MWA [Mitchell *et al.* 2008]). Du fait de la sensibilité accrue des MR par rapport aux antennes, l'étalonnage de la LSS pourra être facilité par rapport à celui d'une station LOFAR classique.

Table 1.1. *Comparaison des caractéristiques de la LSS avec d'autres instruments couvrant la bande 10-100 MHz. (de gauche à droite) le nombre et la nature des antennes, l'estimation de l'aire effective, la bande de fréquence d'utilisation, la résolution angulaire, le nombre de faisceaux utilisables en parallèle et le nombre de paramètres de Stokes mesurés.*

	Nombre de Dipôles	A_{eff} (m^2)	Bande (MHz)	Résolution angulaire	Nb Faisceaux	Nb Stokes
NDA[a]	144 dipôles log-spirale	4000 à 20 MHz	10-110	11^o à 20 MHz	1	4
UTR-2	2040 dipôles linéaires	143000	8-32	$0{,}5^o$	5	1 pol. lin.
VLA	27 paraboles × 25 m	∼2000	73-74,5	0,5'	1	4
LWA	256 dipoles croisés	8000 à 20 MHz	10-88	9^o à 20 MHz	4 × 20 MHz	4
LOFAR (LBA)	2688 dipoles croisés	72000 À 30 MHz	30-80	2" à 30 MHz	8+ × 4- MHz	4
LSS autonome	1824 dipoles croisés	62000 À 30 MHz	15-80	3^o à 30 MHz	4 x 65 MHz	4
LSS+LOFAR	4512 dipoles croisés	134000 à 30 MHz	30-80	2" à 30 MHz	8+ × ∼4 MHz	4
SKA	à définir	10^6	100+	0.2" à 100 MHz	nombreux	4

[a] Voir liste des acronymes.

Chapitre 2

Antenne LSS

Sommaire

2.1 Introduction 21
2.1.1 Grandeurs d'antenne 22
2.1.2 Cahier des charges 26
2.2 Modélisation de l'antenne LSS 29
2.2.1 Objectifs 29
2.2.2 Outil de simulation 29
2.2.3 Modélisation des antennes de l'étude 30
2.2.4 Antennes candidates 31
2.3 Étude de la géométrie de l'antenne LSS 34
2.3.1 Configuration du radiateur 34
2.3.2 Géométrie du radiateur 35
2.3.3 Environnement de l'antenne 38
2.3.4 Résumé de l'étude 41
2.3.5 Raffinement du modèle d'antenne 41
2.4 Conclusion 44

2.1 Introduction

La première étape de la construction de la LSS consiste à définir l'antenne élémentaire qui va entrer dans la composition du MR. Cette définition nécessite le recensement des modèles d'antennes existants dans des projets similaires et l'adaptation de ces modèles aux besoins de la LSS. La conception d'antennes dans la bande HF-VHF (3 à 300 MHz) a longtemps été l'objet d'études pour des applications multiples dans les télécommunications (communications "hertziennes" incluant la télévision, la radio civile et militaire) et la télédétection (RADAR de sondage actif). Suivant le régime de fonctionnement utilisé (antenne en émission ou en réception), les critères d'optimisation variaient selon la directivité et la sensibilité désirées. La construction de réseaux phasés d'antennes radio trouvant des applications en radioastronomie nécessite une approche différente. Les concepts d'instruments organisés en réseaux hiérarchiques d'antennes (comme les instruments LOFAR et UTR-2, et les projets LWA, SKA, GURT...) ont donné lieu à des études portant sur la conception de leur antenne réceptrice élémentaire. Les caractéristiques de cette dernière fixent en effet une partie des performances de l'instrument entier. Afin de mener cette étude, quelques grandeurs liées aux antennes sont nécessaires (§2.1.1). Ces grandeurs seront contraintes par le "cahier des charges" de l'antenne LSS (§2.1.2). Les études de géométrie de l'antenne seront abordées en §2.3.

Une antenne est un transducteur électromagnétique (EM [1]) opérant une conversion d'énergie entre le milieu de propagation d'une onde (l'espace libre) et un système électrique (dans lequel un signal électrique est guidé). Le sens de cette conversion, entre l'énergie transportée par l'onde et celle du signal électrique, va définir le régime de fonctionnement de l'antenne : antenne en "émission" (signal vers onde)

1. Électromagnétique

ou en "réception" (onde vers signal). Une antenne se compose d'un radiateur (constitué d'un ensemble de conducteurs) et d'un dispositif électronique en amont (câbles coaxiaux, circuit amplificateur, circuits d'adaptation d'impédance...). Ce dispositif est chargé de créer (ou de mesurer) un courant électrique transitoire aux bornes des brins d'antennes. La géométrie de l'antenne et la conception du dispositif électronique vont influencer toutes les propriétés EM et électrique de l'antenne [Balanis 2005].

2.1.1 Grandeurs d'antenne

2.1.1.1 Propriétés EM des antennes

Le théorème de réciprocité [Burke & Graham-Smith 2010] permet de définir les propriétés d'une antenne indépendamment de son régime de fonctionnement. Nous pourrons déduire les propriétés principales d'une antenne en réception à partir de ses propriétés en émission.
Dans la suite de l'étude et dans les figures suivantes, nous utiliserons le gain directionnel $G(\theta, \phi)$ (en décibels au dessus du gain d'une antenne isotrope, dBi) et le gain normalisé $g(\theta, \phi) = \frac{G(\theta,\phi)}{G_{max}}$ (en dB relatifs au gain maximal définissant une échelle en dBr). Les diagrammes de rayonnement d'une antenne "directionnelle" sont présentés en figure 2.1. Ces diagrammes se décomposent en un lobe primaire et des lobes secondaires. La taille, la forme et la disposition des lobes secondaires dépendent de la fréquence d'utilisation et de la géométrie de l'antenne.

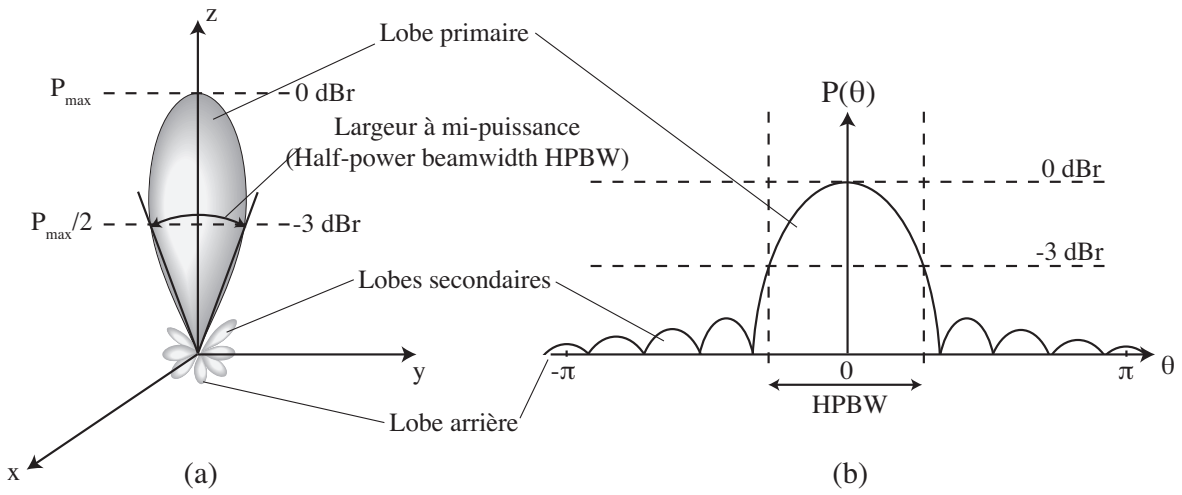


Figure 2.1. *(a) Diagramme de rayonnement présentant un lobe primaire et des lobes secondaires (b) Section du diagramme de rayonnement en représentation rectangulaire en fonction de l'angle θ. L'ouverture à mi-puissance (HPBW) est indiquée comme l'ouverture angulaire à un niveau de -3 dBr.*

Pour rendre compte de la directivité d'une antenne, le diagramme est représenté dans deux "plans principaux" : le plan **E**, défini par la direction du champ électrique $\vec{E}$ et la direction du maximum de rayonnement $\vec{r}_{max}$ de l'onde EM émise par l'antenne et le plan **H** contenant la direction du champ magnétique $\vec{H}$ et $\vec{r}_{max}$.

Plusieurs quantités se déduisent du diagramme de rayonnement et permettent de quantifier les performances d'une antenne :

- **L'ouverture à mi-puissance** (HPBW [3]) la largeur angulaire du lobe à mi-puissance (niveau à -3 dBr) qui caractérise la directivité de l'antenne.
- **le rapport axial** (AR [4]) donné par le rapport des ouvertures à mi-puissance dans les plans **E** et **H** de l'antenne. Cette quantité mesure l'asymétrie du lobe primaire dans les deux plans principaux de l'antenne. Dans le contexte de l'étude, on appellera rapport axial, la différence

3. *Half-Power Beam Width*
4. *Axial Ratio*

entre les ouvertures à mi-puissance dans les plans **E** et **H. Cette quantité sera exprimée en degrés.**

- **le niveau des lobes secondaires** (SLL [5]), correspondant au niveau du plus fort lobe secondaire au-delà du lobe primaire. Sur la figure 2.1 (gauche) se trouve une représentation à trois dimensions du diagramme de rayonnement. En figure 2.1 (droite), une section ce même diagramme de rayonnement est représenté dans un repère rectangulaire. En abscisse est porté l'angle θ et en ordonnée, la puissance.
- **l'aire effective** A_{eff} qui correspond à la surface collectrice maximale de l'antenne [Balanis 2005, p.92] :

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi}\eta_{tot}D_m = \frac{\lambda^2}{4\pi}G_{max} \tag{2.1}$$

avec

λ	la longueur d'onde
D_m	la directivité maximale de l'antenne
G_{max}	le gain maximal de l'antenne
η_{tot}	le rendement radiatif total (définit en annexe A.1.2) sachant que $\eta_{tot} = \eta_r\eta_{cd}\eta_p = 1$ pour une antenne adaptée en impédance (coefficient d'adaptation en impédance η_r=1), sans perte (rendement radiatif η_{cd}=1) et mesurant la même polarisation que celle de l'onde incidente (la perte de polarisation η_p=1). Le terme η_{cd} est défini en §2.1.1.3, les coefficients η_r et η_p en annexe §A.1.2.

2.1.1.2 Température d'antenne

La température de brillance T d'une source astrophysique est la température équivalente du corps noir qui émettrait la même brillance. Si le processus d'émission du rayonnement radio est d'origine non thermique (exemple : émissions décamétriques de Jupiter), la température équivalente sera très différente de la température réelle de la source. La loi de Planck permet de relier la température physique d'un corps noir T avec sa brillance $\mathcal{B}(\nu)$. Dans le domaine radio basses fréquences et pour $h\nu \ll k_bT$, l'approximation de Rayleigh-Jeans [Kraus 1966, ch.3-39] permet d'écrire

$$\mathcal{B}(\nu) = \frac{2k_bT\nu^2}{c^2} = \frac{2k_bT}{\lambda^2} \tag{2.2}$$

avec

T	la température (en K)
ν	la fréquence (en Hz)
c	la célérité de la lumière dans le vide ($c = 299792458m.s^{-1}$)
k_b	la constante de Boltzmann = $1.38\times10^{-23}J.K^{-1}$
λ	la longueur d'onde (en m)

Une antenne radio permet d'accéder à la mesure d'une quantité proportionnelle à T, la température d'antenne T_{ant}, définie par [Balanis 2005, p.106] :

$$T_{ant} = \frac{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} T(\theta,\phi)G(\theta,\phi)\sin\theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} G(\theta,\phi)\sin\theta d\theta d\phi} \tag{2.3}$$

La température d'antenne dépendra non seulement de la distribution de température de brillance

5. Niveau des lobes secondaires ; *Side lobe level*

T sur le ciel mais également de la directivité de l'antenne. Cette température d'antenne correspond également à la température de bruit effective générée par la résistance de radiation R_{rad} [Balanis 2005, p.106]. La puissance radio associée et délivrée au récepteur (si l'antenne est parfaitement adaptée) dans une bande de fréquence $\Delta\nu$ sera donc $P_r = k_b T_{ant} \Delta\nu$ (où $k_b = 1,38.10^{-23}$ J/K) . De façon analogue, on peut également exprimer les autres sources de bruit dans le système sous la forme de température de l'électronique T_{elec}. Il est possible d'évaluer la performance d'une antenne en comparant ces différentes contributions en température. De façon générale, on peut exprimer la température de système T_{sys} par la somme de la température d'antenne T_{ant} et de la température de bruit de l'électronique T_{elec} située en aval :

$$T_{sys} = \eta_r T_{ant} + T_{elec} \tag{2.4}$$

avec

$T_{sys}, T_{ant},$	La température de bruit du système et d'antenne.
T_{elec}	La température de bruit électronique, $T_{elec} = \frac{P_{elec}}{2k_b\Delta\nu}$ où P_{elec} est la puissance du bruit introduit par l'électronique en aval de l'antenne.
η_r	le coefficient d'adaptation en impédance (voir annexe A.1.2)

L'équation 2.4 se simplifie en la somme directe de T_{ant} et de T_{elec} si l'adaptation entre l'antenne et l'électronique en aval est parfaite ($\eta_r = 1$).

Cette température de bruit du système permet de définir la sensibilité d'une antenne qui peut être exprimée comme la temperature minimale ΔT_{min} détectable par le système (ou température de bruit "efficace" (ou *RMS*) du système). On l'exprime par [Kraus 1966, Eq. 3-121, ch.3-44] :

$$\Delta T_{min} = \frac{K T_{sys}}{\sqrt{\delta\nu \delta t N}} \tag{2.5}$$

avec

ΔT_{min}	la température minimum détectable par le système
K	une constante multiplicative sans dimension
T_{sys}	la température de bruit du système
$\delta\nu$	la bande passante du signal mesuré
δt	l'intégration temporelle du signal mesuré
N	le nombre d'échantillons moyenné du signal

On en déduit la sensibilité en brillance (en Jy) par application de la relation de Rayleigh-Jeans :

$$\Delta S_{min} = \frac{2k_b}{\lambda^2} \frac{K T_{sys}}{\sqrt{\delta\nu \delta t N}} \tag{2.6}$$

2.1.1.3 Propriétés électriques

Représentation électrique d'une antenne Une antenne radio peut se représenter sous la forme d'un composant électrique dans le circuit de la figure A.1 (en annexe A.1.1). Ce composant est équivalent à un circuit RLC [Balanis 2005, p.80] d'impédance $\underline{Z_{ant}}$. Cette impédance est l'impédance d'entrée de l'antenne et s'écrit

$$\underline{Z_{ant}} = R_{ant} + jX_{ant} \tag{2.7}$$

avec

R_{ant}	la résistance d'antenne (en Ohm)
X_{ant}	la réactance (en Ohm)

Cette résistance R_{ant} est la somme de deux résistances placées en série :

1. la résistance de perte ohmique R_{loss} responsable des pertes par effet Joule dans le conducteur.
2. la résistance de rayonnement R_{rad}, la résistance virtuelle traduisant l'aptitude d'une antenne émettrice à dissiper de l'énergie par rayonnement (se traduisant par une perte effective d'énergie dans le circuit électrique).

La réactance X_{ant} représente l'aptitude d'une antenne à stocker de l'énergie. Cette partie stockée ne contribue pas au rayonnement de l'antenne et représente donc une quantité à minimiser. Plus de détails sont donnés en annexe A.1.2.

Largeur de bande d'une antenne La largeur de bande d'une antenne peut se définir comme l'intervalle de fréquences dans lequel l'antenne possède des propriétés stables par rapport à un critère de qualité. Cette définition se décline différemment suivant la critère considéré : la largeur de bande peut porter sur le rendement d'antenne ou l'impédance d'entrée de l'antenne $\underline{Z}_{ant}$ (*impedance bandwidth*), ou sur les caractéristiques du diagramme de rayonnement (*pattern bandwidth*) incluant les variations du gain, du HPBW, du SLL, etc.). Cette largeur de bande est définie en fonction du rapport des fréquences limites f_{min} et f_{max} de l'intervalle sur le critère de qualité est satisfait. Il s'exprime par le rapport n :1 où $n = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ [Balanis 2005, p.70] (ex : une antenne possède une certaine caractéristique large bande sur 10-30 MHz, soit 3 :1).

Les variations des propriétés de l'antenne (directivité, variation d'impédance...) sont tributaires de la géométrie de l'antenne (longueur des brins et configuration géométrique) et de la qualité (de conception et de fabrication) des circuits électriques en fonction de la fréquence. Les antennes aux caractéristiques (très) large bande (présentant des largeurs supérieures à 40 :1) sont généralement recherchées pour une utilisation au sein d'un réseau d'antennes. En effet, une antenne large bande possède des caractéristiques stables avec la fréquence. Cette stabilité est importante pour le phasage des antennes au sein d'un réseau ; une variation notable de la forme du lobe primaire (et donc du champ de vue du réseau d'antenne) induit des erreurs de pointage (Fig. 3.31). Un exemple de ce type d'antenne est l'antenne log-spirale [6] du réseau décamétrique de Nançay [USN 2013, Boischot *et al.* 1980]. Dans le cas de la LSS entre $\approx$ 10 et 80 MHz, une antenne de rapport de bande 8 :1 serait idéale.

Rendement radiatif η_{cd} Le rendement radiatif η_{cd} [Balanis 2005, p.65] s'exprime en fonction des caractéristiques électriques de l'antenne par

$$\eta_{cd} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{loss}}{R_{rad}}} \tag{2.8}$$

Ainsi, pour assurer un rendement radiatif le plus proche possible de l'unité, il faut diminuer la résistance de perte R_{loss} et augmenter la résistance de rayonnement R_{rad}, en particulier aux basses fréquences pour lesquelles R_{loss} augmente (car la conductivité du sol diminue et la pénétration du rayonnement dans le sol augmente) [Weiner 2003, p.186].

En présence d'un sol non parfaitement conducteur, ll faut également prendre en compte les pertes dues à l'absorption par le sol. L'évaluation de ce rendement devient difficile à modéliser [Balanis 2005, p.82] sous la forme d'une résistance de perte en série avec la résistance de radiation. Il est cependant possible de déterminer ce rendement dans le cas d'une antenne émettrice en exprimant η_{cd} en fonction de la puissance électrique effective admise aux bornes du radiateur d'antenne et la puissance émise par l'antenne après intégration sur le demi-espace libre (2π). Ce rendement rendra également compte des pertes dans les conducteurs par effet Joule.

6. Une classe spéciale d'antennes est formée par les antennes auto-similaires (*self-similar*) [Hohlfeld & Cohen 1999]. Leurs brins présentent des géométries à invariance d'échelle (fondée sur des géométries fractales ou à progression logarithmique) et possèdent en conséquence des caractéristiques très large bande.

2.1.2 Cahier des charges

2.1.2.1 Géométrie et polarisation de l'antenne

Une première contrainte porte sur la mesure de polarisation fournie par l'antenne. Celle-ci doit être en capacité de mesurer la polarisation complète d'une onde EM incidente. La mesure complète de polarisation est possible avec deux types d'antennes :

- des antennes polarisées circulairement à gauche et à droite (de type disque ou log-spirale du réseau décamétrique [Boischot *et al.* 1980]).
- des antennes linéaires (type monopôle ou dipôle) [Stewart *et al.* 2004] mesurant les composantes linéaires de l'onde incidente. Elles sont formées d'un ensemble de conducteurs filaires plus facile (et moins coûteux) à réaliser en grand nombre que les antennes circulaire.

Les antennes log-spirales utilisées au RDN sont complexes à construire et à maintenir quand le nombre d'éléments devient grand ($\approx$ 2000 éléments pour la LSS). Afin de rester compatible avec LOFAR (i.e. mesure de polarisation et traitement des signaux) la LSS sera équipée d'antennes linéaires à polarisations croisées. Elle se présentera sous la forme de deux dipôles orthogonaux possédant des caractéristiques identiques (à une rotation plane de 90^o près). Les brins de ces antennes seront orientés dans les mêmes directions que les antennes LBA de la station LOFAR de Nançay, à savoir des directions perpendiculaires et tournées de 45^o par rapport à l'axe Nord-Sud. Cette orientation des dipôles permet de mesurer des composantes linéaires identiques d'une source qui passe au méridien local.

2.1.2.2 Caractéristiques directionnelles

L'augmentation de la directivité (et donc du gain) d'une antenne s'accompagne d'une augmentation de son aire effective mais également d'une diminution du champ de vue de l'antenne. Dans le cadre d'un réseau phasé d'antennes, l'aire effective du réseau sera principalement apportée par la multiplication du nombre d'antennes et non pas l'amélioration de l'aire effective d'une antenne individuelle (soumises, dans un réseau, aux pertes par recouvrement des aires effectives). En revanche, comme toutes les antennes sont fixes sur le sol (HBA, LBA ainsi que les antennes de la LSS), le diagramme de l'antenne élémentaire va limiter le champ de vue du MR et donc de la LSS (voir §3). L'objectif sera donc de former un diagramme de puissance présentant :

- un lobe primaire régulier sur le plus grand angle solide possible (maximum de HPBW) jusqu'à $\theta = 70^o$ (correspondant à l'angle zénithal maximal des observations avec LOFAR) et une diminution rapide du gain vers $\theta = 90^o$ afin de limiter la sensibilité aux interférences provenant de l'horizon.
- un lobe primaire symétrique (rapport axial voisin de 1) pour une mesure équilibrée des différentes composantes de polarisation d'une onde EM incidente.
- une minimisation des lobes secondaires.
  Ces caractéristiques peuvent se résumer à la recherche d'une antenne la plus isotrope possible (i.e. la moins directive) sur la bande de fréquence [20-80] MHz en étendant cette bande vers les basses fréquences (rapport de bande entre 4 :1 et 8 :1) [7].

2.1.2.3 Caractéristiques électriques

Antenne active Afin d'amplifier le signal mesuré par une antenne, on dispose en aval, un amplificateur. On utilisera un circuit d'adaptation permettant d'accorder l'impédance de l'antenne Z_{ant} à l'impédance de l'amplificateur Z_{elec} afin de maximiser la puissance transmise et limiter la puissance réfléchie vers les brins d'antennes (Fig. A.1.2). L'adaptation en puissance est généralement la méthode employée pour une antenne classique (ou "passive").

7. La température de ciel étant extrêmement grande aux basses fréquences, l'isotropie de l'antenne joue un rôle moins important (voir §2.1.2.4)

Dans le cadre de la mesure de signaux astrophysiques aux basses fréquences radio (bande VHF 10-100 MHz), nous utiliserons des antennes dites "actives" dans lesquelles le bloc de préamplification (appelé LNA [8] [Ardouin *et al.* 2005]) est directement connecté au radiateur d'antenne et effectue une adaptation en "bruit". Cette adaptation vise à minimiser la contribution en bruit du LNA sur une large bande de fréquences et donc de maximiser le rapport signal sur bruit à la sortie du LNA. La procédure d'adaptation consiste à créer un circuit d'adaptation d'impédance optimale Z_{opt} minimisant la température de bruit du LNA T_{LNA} (notamment en augmentant la résistance de radiation de l'antenne, car $T_{\mathrm{LNA}} \propto \frac{1}{R_{rad}}$ [Warnick & Jensen 2007]).

Le couple antenne-LNA forme un couple indissociable qui n'est pas adaptée en puissance. On peut donc considérer que les contraintes d'adaptation incombent à la conception du LNA. Il est alors possible d'optimiser la géométrie du radiateur pour d'autres paramètres (directivité, interaction avec le sol, envergure...) que son adaptation électrique.

Une antenne active est généralement plus courte que son équivalent passif pour des sensibilités équivalentes. En effet, un raccourcissement de la longueur des brins d'antennes (par rapport à la longueur d'onde) ne jouera pas sur la valeur du rapport signal sur bruit [Tan & Rohner 2000] tant que le bruit du ciel reste dominant par rapport aux sources de bruits internes au système électronique de l'antenne.

La sensibilité du dipôle pourra être optimisée pour des longueurs d'ondes plus grandes que la longueur effective de l'antenne. Pour des performances égales, des antennes actives plus courtes permettent de former des réseaux denses d'antennes aux dimensions raisonnables (par rapport à la longueur d'onde) et utilisables à des fréquences beaucoup plus basses que celles généralement observées par ces antennes.

L'un des principaux intérêts de placer ce préamplificateur directement en aval des brins d'antenne est d'amplifier très fortement le signal avant injection dans le système électrique en aval pour compenser :

- les pertes dues aux câbles
- l'insertion de bruit généré par les circuits électroniques.

Largeur de bande L'antenne sera utilisée sur la bande [$\lesssim$10-80 MHz] dans laquelle la variation d'impédance Z_{ant} (due à la géométrie ou à l'environnement électrique de l'antenne) devra être lente (pour obtenir une antenne large bande). Pour contribuer à augmenter la sensibilité de l'antenne aux très basses fréquences, nous rechercherons la géométrie de brins permettant d'avoir une résistance de radiation R_{rad} maximale aux basses fréquences [Warnick & Jensen 2007] et de minimiser la valeur et les variations de la réactance X_{ant} (associée à l'énergie stockée et réémise par l'antenne) dans la bande (cf. 2.1.1.3 et [Charrier *et al.* 2012]).

2.1.2.4 Sensibilité et mesures sur le ciel

Fond galactique Dans la bande 10-80 MHz, le ciel est dominé par le bruit galactique possédant une température de brillance T_{ciel} très élevée et isotrope (à l'ordre zéro). Cette température peut être estimée dans cette bande avec l'approximation suivante [Cane 1979] :

$$T_{ciel} = \frac{1.15 \times 10^8}{f^{2.5}} \tag{2.9}$$

avec f, la fréquence en MHz entre 10 et 100 MHz

8. Amplificateur à Bas Bruit ; *Low Noise Amplifier*

La température du ciel sur cette bande croît fortement avec la longueur d'onde ($T_{ciel}(\nu = 80\text{MHz}) \approx 2000K \ll T_{ciel}(\nu = 10\text{ MHz}) \approx 360000K$). En conséquence, la température d'antenne T_{ant} sera largement dominée par T_{ciel}. L'antenne fonctionnera dans un régime "dominé par le ciel".

Sensibilité et dynamique Pour le système électronique formé par l'antenne active, on peut écrire $T_{sys} = \eta_r T_{ant} + T_{LNA} \approx \eta_r T_{ciel} + T_{LNA}$ et définir un paramètre dépendant de la fréquence $\alpha_f = 10\log_{10}(\frac{T_{ciel}}{T_{LNA}})$ [Falkovich *et al.* 2011, Ellingson 2011] (où T_{LNA} dépend, pour un LNA donné et à une fréquence donnée, de l'impédance de l'antenne, et donc de sa géométrie).

Il faudra garantir une valeur minimale de α_f pour que l'antenne soit toujours dominée par le bruit galactique sur toute sa bande d'utilisation. La température de ciel est suffisamment grande pour permettre à une antenne, même inadaptée, de mesurer le signal provenant du ciel. Cependant, l'efficacité va décroître aux basses fréquences à cause du couplage de l'antenne avec son image (§2.3.1) et les caractéristiques non idéales du sol (§2.3.3).

Des mesures seront effectuées sur le ciel par un prototype d'antenne afin d'évaluer ses performances. Ces dernières dépendront principalement des performances du LNA installé sur l'antenne. En plus d'être dominée par le ciel, la dynamique du LNA devra permettre à l'antenne de mesurer des sources brillantes (ex : rayonnement décamétrique de Jupiter ≤ 40 MHz) sans saturer.

2.2 Modélisation de l'antenne LSS

2.2.1 Objectifs

Cette partie est dédiée aux études comparatives et paramétriques menées sur différents modèles d'antennes existants. Elles visent à comprendre et à documenter l'influence de plusieurs paramètres géométriques et électriques sur les caractéristiques d'émission (et de réception) de ces modèles d'antennes. La meilleure géométrie de radiateur d'antenne devra répondre aux contraintes du cahier des charges. La priorité est donnée à la topologie du lobe primaire (HPBW, AR, SLL) dans la bande [≈10-80] MHz.

2.2.2 Outil de simulation

2.2.2.1 Le code NEC

Le code NEC (*Numerical Electromagnetics Code*) [Burke & Poggio 1981, Marshall 2002] permet une évaluation des caractéristiques EM et électriques d'une antenne par l'application de la méthode des moments [Balanis 2008, Rawle 2006] dans la résolution des équations intégrales fournissant le champ électrique émis par l'antenne. La version de NEC [9] utilisée (version 2) est publique. Nous avons utilisé l'application *4NEC2* [Voors 2002] qui est un environnement de travail pour le code NEC.

2.2.2.2 Modélisation de l'antenne

Dans NEC, chaque antenne est décomposée en un ensemble de conducteurs filaires cylindriques courts ("segments") le long desquels les distributions de courants sont calculées. Une antenne composée de surfaces conductrices "pleines" (plaque en métal), pourra être simulée correctement par un maillage de segments [10].

De même, des conducteurs à section non cylindrique pourront être modélisés (§2.3.2). En effet, il est possible dans le code NEC de spécifier un rayon de conducteur dans lesquels les courants vont circuler. Comme ce code permet seulement de simuler des conducteurs cylindriques, nous avons appliqué les relations [Balanis 2005, p.514] donnant les rayons de cylindre équivalent permettant de simuler des conducteurs non cylindriques (notamment $r_{eq} = 0,59a$ avec a le côté d'un tube à section carrée d'une antenne LWA Fork). Dans le cas de l'antenne LWABB, un treillis de conducteurs cylindriques est également un moyen de simuler des plans conducteurs.

2.2.2.3 Modélisation du sol

Quand la hauteur de l'antenne est inférieure à quelques longueurs d'onde, l'antenne va fortement interagir avec le sol. En supposant un sol d'extension infinie et parfaitement conducteur (PEC [11]), une antenne est équivalente, grâce au théorème des images [Balanis 2005, p.184], à un système à deux antennes (dont une virtuelle) qui sont symétriques par rapport au plan du sol mais situées en espace libre. Dans le cas d'un sol non parfait amenant des pertes, le code NEC propose deux méthodes pour prendre en compte l'effet du sol. Si l'antenne est située à une hauteur h supérieure à la longueur d'onde λ, les coefficients de réflexion de Fresnel [Supernec 2002, Lager & Lytle 1983] seront évalués et appliqués aux champs électriques émis par l'antenne image. Si, comme dans le cas des antennes LSS, l'antenne est proche du sol (ou que $\lambda \ll h$), NEC applique la méthode de Sommerfeld/Norton qui apporte une meilleure précision et une meilleure exactitude de calcul, pour un temps de calcul également

9. *Numerical Electromagnetics Code*
10. voir par exemple, la reconstruction des feuillets conducteurs de l'antenne log-spirale du RDN [Kraus 1950, p.701]. Un autre code permettant de modéliser des surfaces utilise la méthode des différences finies [Balanis 2008] (*Finite-difference Time-Domain*).
11. *Perfectly Conductive Ground*

plus long (cette méthode permet l'évaluation numérique des intégrales de Sommerfeld pour des petites distances d'interaction (avec le sol), qui sont par la suite étendues aux distances plus grandes par des approximations asymptotiques [Supernec 2002]) .

Nous serons amenés à considérer la présence d'un plan réflecteur métallique situé sur le sol sous l'antenne. Ce plan réflecteur est une surface qui peut être également être décomposée en un maillage de segments formant des cellules (voir étude 3d, [Ellingson 2011, Paravastu *et al.* 2007]).

2.2.3 Modélisation des antennes de l'étude

Afin de restreindre le nombre de paramètres libres du problème, un nombre limité de paramètres décrivant la géométrie des brins d'antenne et l'environnement électrique de l'antenne ont été considérés.

2.2.3.1 Géométrie des brins d'antennes

Dans cette étude, nous nous sommes restreints à deux géométries type d'antenne dipolaire : les antennes rectilignes "papillon" (*Bow-tie*) et les antennes en V inversé (*Inverted-V*) (Fig. 2.2).

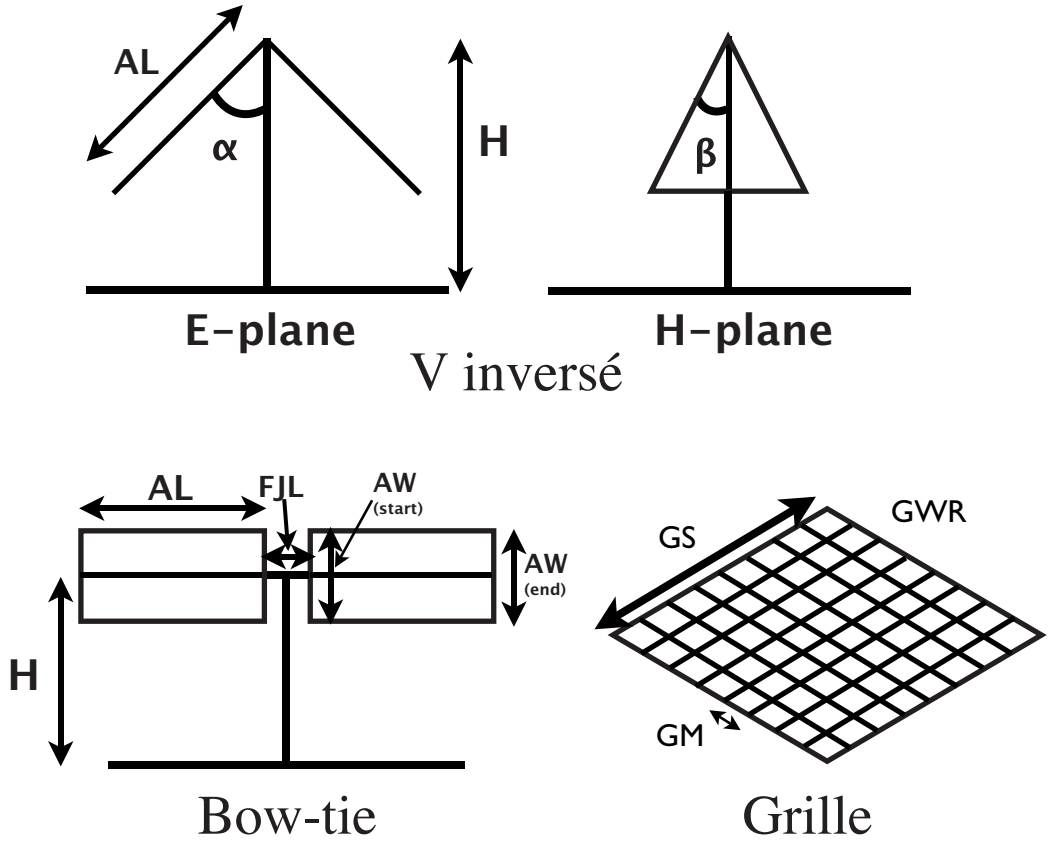


Figure 2.2. *Paramétrisation de la géométrie des antennes et des caractéristiques du sol. Chaque acronyme est associé à une grandeur caractéristique.*

Les paramètres considérés ci-dessous sont également indiqués sur la figure 2.2 :
- La hauteur (H) du centre de connexion de l'antenne (et position du LNA) par rapport au sol.
- La longueur physique du brin d'antenne (AL [12]).
- La largeur du brin d'antenne (AW [13]) pour les antennes papillon. Le cas échéant, cette valeur se décline en une valeur AW_{start} ou AW_{end} si le brin est trapézoïdal.

12. *Arm length*
13. *Arm Width*

- Le rayon équivalent du fil (WR [14]) conducteur à section circulaire qui modélise la taille et la géométrie du conducteur réel (fil ou tube).
- L'angle α (DA [15]) du brin d'antenne par rapport à la verticale pour les antennes en V inversé.
- Le demi-angle β (FA [16]) de l'évasement du brin triangulaire de l'antenne LWA Fork.
- la distance entre les deux brins (FJL [17]) au lieu où se trouve le LNA.

2.2.3.2 Environnement proche de l'antenne

En plus de la géométrie des brins d'antennes, nous pouvons définir les grandeurs associées à l'environnement immédiat de l'antenne :

- Le type de sol (GT [18]) décrivant les propriétés électriques du sol à travers la variation de deux constantes : σ la conductivité (en S.m^{-1}) et ε la permittivité diélectrique relative (sans dimension). Différentes combinaisons du couple (σ, ε) permettent de modéliser une grande variété de sols (e.g. sol désertique ($\sigma = 10^{-3} S.m^{-1}$,$\varepsilon = 10$), sol détrempé ($\sigma = 10 S.m^{-1}$,$\varepsilon = 4$), ou encore sol sans perte ($\sigma = \infty S.m^{-1}$,$\varepsilon = 1$)).
- La présence d'un plan réflecteur artificiel sous la forme d'un treillis métallique carré décrit par trois quantités : sa dimension maximale (GS [19]), la taille de cellule de la grille (GM [20]) et le rayon des fils conducteurs de la grille (GWR [21]).

2.2.4 Antennes candidates

Les antennes candidates sont : l'antenne LBA de LOFAR [van Cappellen *et al.* 2007a], l'antenne développée à Kharkov pour le projet GURT [22] [Falkovich *et al.* 2011], l'APA [23] développée à SUBATECH dans le cadre de projet de détection sol de rayons cosmiques comme CODALEMA [24] [Ardouin *et al.* 2005, Charrier *et al.* 2012] ainsi que les antennes LWA Big Blade (LWABB) [Kerkhoff 2007] et LWA Fork (LWAF) étudiées pour le projet nord américain LWA [25] [Ellingson 2011]. En figure 2.3 sont représentés une photographie de chaque antenne ainsi que le modèle 3D filaire exploité sous NEC.

La table 2.1 rassemble les valeurs de chaque paramètre défini en §2.2.3 et se décompose en deux parties : une première partie répertoriant la valeurs des variables référencées dans la littérature ; l'autre partie du tableau regroupant ces mêmes paramètres mis sur une échelle commune correspondante à celle d'une antenne dipolaire de longueur 3 m (dipôle $\lambda/2$ résonant à 50 MHz) afin de comparer la sensibilité de chaque paramètre pour différentes géométries d'antenne.
Une variation de la longueur des brins (AL) est équivalente à un simple changement de fréquence si la hauteur (H) de l'antenne changeait également avec la longueur (AL). Pour des géométries d'antennes identiques, deux antennes sont équivalentes par simple mise à l'échelle de toutes les longueurs et hauteurs intervenant dans le système en proportion de la variation en longueur d'onde.

14. *Wire radius*
15. *Droop Angle*
16. *Flare Angle*
17. *Feed Junction Length*
18. *Ground Type*
19. *Grid size*
20. *Grid Meshing*
21. *Grid Wire Radius*
22. *Giant Ukrainian Radio Telescope*
23. Antenne Papillon Active
24. *COsmic ray Detection Array with Logarithmic ElectroMagnetic Antennas*
25. *Long Wavelength Array*

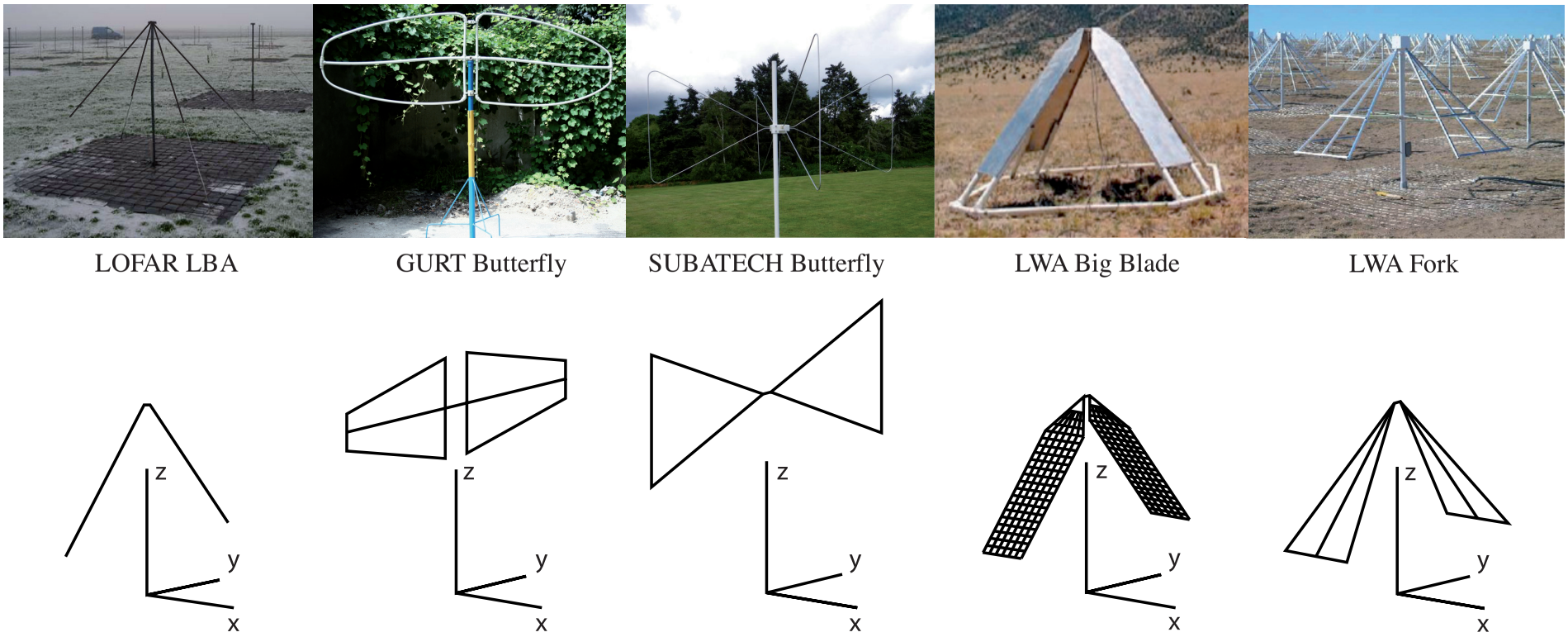


Figure 2.3. *Cinq modèles numériques (entièrement paramétrés à partir de modèle de base) et photos des antennes candidates à l'étude. De gauche à droite : LBA [van Cappellen et al. 2007a], GURT (L. Denis - USN) [Falkovich et al. 2011], APA (D. Charrier - SUBATECH) [Charrier et al. 2012], LWABB [Kerkhoff 2007] et LWAF (équipe du LWA) [Ellingson 2011].*

Table 2.1. *(Haut) Valeurs originales des variables communes à toutes les antennes définies en §2.2.3. (Bas) mise à l'échelle des modèles vers un modèle d'antenne dipôlaire de longueur 3m (dipôle λ/2 résonant à f=50 MHz). Chaque valeur surlignée est une valeur qui a été modifiée par rapport à la valeur originale qui figure entre parenthèses). La barre transversale du modèle LWA Fork a été retirée (justifié a posteriori par l'étude 4a).*

Paramètre	**LOFAR LBA**	**GURT**	**APA**	**LWABB**	**LWAF**
longueurs en m	Inv. V-Shape	*Bow-tie*	*Bow-tie*	Inv. V-shape	Inv. V-shape
Angles en degrés					
	Valeur à l'échelle (valeur originale)				
Droop Angle (DA)	45	90	90	45	45
Height (H)	1,50 (1,60)	1,50 (1,60)	1,50 (1,60)	1,5	1,5
Arm Length (AL)	1,50 (1,38)	1,4	1,50 (1,00)	1,53 (1,72)	1,50 (1,42)
Arm Width (AW)					
Start	N/A	0,80	0,00	0,42	0,00
End	N/A	0,30	1,00	0,42	0,71
Feed Junction L. (FJL)	0,09	0,30	0,10	0,09	0,09 (0,012)
Wire Radius (WR)	0,003 (0,0003)	0,003 (0,008)	0,003	0,003 (0,005)	0,003 (0,012)
Reference	[van Cappellen *et al.* 2007a]	[Falkovich *et al.* 2011]	[Charrier *et al.* 2012]	[Kerkhoff 2007]	[Ellingson 2011]

2.3 Étude de la géométrie de l'antenne LSS

Toutes les études présentées en annexe §C.2.2 contiennent un ensemble de figures analogues : les diagrammes de rayonnements (à une résolution de 2^o) dans les plans principaux de l'antenne (**E** et **H**) pour deux fréquences de référence, $f_1 = 20$ MHz et $f_2 = 80$ MHz. Un tableau rassemble pour chaque étude les valeurs maximales de gain, les valeurs de gain au zénith $\theta = 0^o$ et à basse élévation $\theta = 70^o$, les largeurs à mi hauteur (HPBW) dans les plans principaux et le rapport axial (AR) du lobe primaire pour les deux fréquences caractéristiques. Les graphes suivant fournissent les variations de la résistance de rayonnement R_{ant} et de réactance X_{ant} entre les fréquences 20 et 80 MHz. Pour chaque étude, des conclusions partielles sont tirées dans le cadre du projet LSS. Dans un second temps, une étude plus fine précisera les paramètres de l'antenne qui aura été sélectionnée.

Nous considérons ici des antennes linéaires constituées de conducteurs parfaits (sans perte ohmique) situés au dessus d'un sol d'extension infinie et, par défaut, parfaitement conducteur. L'étude du rendement radiatif ne s'effectuera que dans le cadre des simulations de sol non parfaitement conducteurs (études 3a à 3e). Les antennes sont simulées en émission en s'appuyant sur le théorème de réciprocité. La présence d'un LNA (qui disposera d'un circuit d'adaptation supposé idéal) n'est pas prise en compte dans ces études.

Nous dresserons ici un résumé des résultats obtenus. Certaines valeurs importantes sont reportées ici, les autres sont disponibles dans l'étude complète disponible en annexe §C.2.2. En plus des conclusions spécifiques à la détermination d'une antenne pour la LSS, certaines études permettent de tirer des conclusions générales sur les antennes, notamment sur les géométries préférentielles des antennes et l'effet de la grille en présence d'un sol non parfaitement conducteur.

2.3.1 Configuration du radiateur

Les deux premières études portent sur le comportement général des antennes dipolaires de classe *Bow-tie* (étude 1a) et "V inversé" (étude 1b) à partir d'un même modèle d'antenne simple (l'antenne papillon APA) constitué d'une simple boucle triangulaire. Ces antennes sont des approximations électriques d'une antenne dipolaire biconique [Balanis 2005, p.498] qui est une antenne théorique large bande. Cette antenne idéale est composée de deux cônes d'extension infinie disposés en regard l'un de l'autre, de part et d'autre du centre de l'antenne. Dans la pratique, seules des approximations électriques peuvent être réalisées avec des antennes de longueur finie (de même, le modèle d'antenne GURT [Falkovich *et al.* 2011] [26]. Pour chacune de ces antennes, nous considérons les deux configurations de brins suivantes : le plan des brins est vertical et confondu avec le plan **E** de l'antenne ou est horizontal et perpendiculaire au plan **E**.

Etude 1a : Orientation des brins d'une antenne *Bow-tie* par rapport au plan E Les antennes de type *Bow-tie* horizontales présentent un lobe primaire asymétrique avec une ouverture plus importante dans le plan **H** que dans le plan **E**. L'interaction de l'antenne avec son image donnée par le plan conducteur parfait amène une diminution notable du gain en direction du zénith en raison de la combinaison destructive des champs électriques incident et réfléchi par le sol. Cet effet dépend principalement de la hauteur de l'antenne relativement de la longueur d'onde (cf. étude 2e) mais également de l'orientation des brins de l'antenne. La diminution de gain en direction du zénith est plus prononcée dans le cas où le brin d'antenne est dans le plan **E**. Cette diminution peut être attribuée aux parties de l'antenne qui se situent à des hauteurs différentes par rapport au plan réflecteur. Le gain à l'horizon est nul (ou très faible), dans les plans **E** et **H**, et a pour effet une diminution de l'ouverture du lobe (déjà noté dans cette étude [Kerkhoff 2007]). On ne remarque aucune variation notable de l'impédance de l'antenne entre ces deux modèles.

26. et également les antennes cylindriques du radiotélescope UTR-2 [Braude *et al.* 1978]

Etude 1b : Orientation des brins d'une antenne "V inversé" par rapport au plan E De façon analogue, on peut étudier l'orientation des brins pour une antenne en V inversé. L'ouverture (HPBW) ainsi que la symétrie du lobe (petit AR) sont plus importants avec cette antenne qu'avec une antenne *Bow-tie*. Le gain à l'horizon est cette fois non nul à toutes les fréquences dans le plan **E**. À haute fréquence (80 MHz), l'orientation des brins joue sur l'ouverture du lobe primaire dans le plan **H** et **E** : quand les brins sont perpendiculaires au plan réflecteur, l'ouverture dans le plan H est supérieure à celle obtenues pour l'autre orientation.

Du fait de l'inclinaison des brins, l'interaction avec le sol se traduira par une diminution du gain dans des directions autres que le zénith (ici $\theta \approx 45^o$). Le lobe résultant sera moins régulier dans le plan **E**. Par ailleurs, les variations d'impédance sont mineures dans tous les cas mais avantagent marginalement l'antenne avec des brins perpendiculaires au plan **E** (résistance de radiation légèrement plus grande aux BF et valeur de X_{ant} légèrement plus faible).

De ces deux études, on pourra conclure qu'une antenne *Bow-tie* présentera un gain plus fort au zénith si ses brins sont dans le plan **E**. A l'inverse, l'antenne APA modifiée en V inversé aura un lobe primaire plus régulier si ses conducteurs sont hors du plan **E**. Cette première étude permet de mettre en lumière les avantages respectifs apportés par ces antennes. Les antennes *Bow-tie* auront tendance à fournir de grande valeurs de gain ($G_{max} \approx 8,5$ dBi pour les *Bow-tie* à comparer à $G_{max} \approx$ 5,5-7 dBi pour les "V inversé") mais une directivité également plus grande. Les antennes en V inversée seront moins directives mais fourniront des champs de vue plus grands et plus symétriques (AR $\approx 5^o$ à comparer à AR $\approx 28^o$ pour les *Bow-tie*) par leur grande ouverture quasi-symétrique en **E** et **B**.

Pour des raisons d'isotropie du diagramme de rayonnement (aux basses et aux hautes fréquences), les antennes en V inversé sont donc préférables aux antennes *Bow-tie* pour une application dans un réseau phasé nécessitant des antennes peu directives. Une antenne V inversé possédant des brins en dehors du plan **E** permet de limiter les interactions de l'antenne avec le sol (diminution de gain pour des directions différentes du zénith). Cependant, cette antenne présente des variations d'impédance plus marquées que les antennes *Bow-tie*.

L'effet de l'orientation des brins (ainsi que les autres changements de géométrie de l'antenne des études suivantes) sera toujours moins important aux grandes longueurs d'onde ($\lambda = 15$m – F=20 MHz) qu'au plus petites longueurs d'ondes ($\lambda = 3,75$ m – F=80 MHz). La taille relative de l'antenne diminue avec la longueur d'onde en tendant vers le régime "dipôle court" ($l_{ant} < \lambda$max/10).

Toutes les antennes aux basses fréquences auront des comportements relativement proches de celui d'un dipôle horizontal. Avant de choisir quel type d'antenne sera la mieux adapté à la LSS, il faut d'abord étudier le comportement de chacune en fonction des autres paramètres géométriques.

2.3.2 Géométrie du radiateur

Etude 2a : Épaisseur du dipôle (AW) Dans cette étude ont été comparés les trois modèles d'antennes en V inversé afin de comprendre l'effet de la largeur du brin du dipôle. Les antennes filaires comme l'antenne LBA de LOFAR est qualifiée de "fine" comparée aux deux autres modèles qui sont plus "épais". La largeur de bande d'une antenne résulte de cette épaisseur. Plus les antennes sont épaisses, plus leurs caractéristiques seront proches des modèles d'antennes idéales biconiques et cylindriques dont les antennes LWAF [27] et LWABB [28] sont des approximations.

Aux basses fréquences, les réponses simulées des antennes sont similaires. Aux hautes fréquences, les différences entre chaque antenne sont plus facilement identifiables. Les antennes LWATF et LWABB possèdent des diagrammes de rayonnement très similaires. L'antenne LBA LOFAR possède une ouverture plus grande dans son plan **H** que dans son plan **E**, augmentant ainsi la dissymétrie du lobe primaire ($AR = 8^o$) par rapport aux deux autres antennes ($AR = 4^o$ et 6^o). Les variations les plus remarquables

27. *LWA Fork*
28. *LWA Big Blade*

se situent au niveau des variations d'impédances. Les variations de X_{ant} sont minimes pour l'antenne LWABB qui est la plus large bande. Cependant, la plus grande résistance de rayonnement aux basses fréquences favorise l'antenne LWAF. Ces deux dernières antennes ont été développées dans le cadre du projet LWA [Ellingson 2011].

Ces trois antennes ont un comportement globalement équivalent en terme de directivité. Elles diffèrent (comme il est attendu) par leur largeur de bande, l'antenne LBA présentant clairement des variations d'impédance plus grandes caractéristiques des antennes à bande "étroite".

Etude 2b : Inclinaison des brins (DA) Un des paramètres libres accompagnant la géométrie en V inversé est l'angle d'inclinaison des brins α (DA) entre les brins d'antennes et la verticale (Fig. 2.3). Nous avons étudié les variations des caractéristiques d'une antenne LBA pour des valeurs de DA entre 9^o et 81^o. Une diminution de l'angle α se traduit par l'augmentation de l'ouverture du lobe primaire dans le plan **E** ainsi que la modification du gain à l'horizon.

À haute fréquence, cette variation de la forme du lobe s'étend jusqu'à formation de deux lobes principaux, symétriques par rapport au plan **H**, et d'une diminution du gain au zénith. Les antennes à petites valeurs de α (antenne quasiment polarisée verticalement) ne sont pas adaptées à l'observation de signaux d'origine astrophysique et sont très sensibles aux parasites provenant de l'horizon. Aux plus grandes valeurs de α, le comportement de l'antenne tend vers celui d'un dipôle horizontal. Un valeur intermédiaire proche de $\alpha \approx 45^o$ représente un compromis permettant d'obtenir un lobe primaire symétrique et régulier.

Comme déjà noté pendant l'étude 1a, les variations de la réactance sont mineures pour une grande valeur de α et sont très marquées pour des brins quasi-verticaux ($\alpha = 9^o$ et 27^o). L'amplitude de la résistance de radiation R_{ant} est analogue pour différentes valeurs de α mais la courbe se déplace en bloc vers les basses fréquences quand α croît.

Etude 2c : Longueur des brins (AL) La longueur des brins va contraindre la sensibilité de l'antenne aux basses fréquences ainsi que son encombrement spatiale réelle sur le terrain. Pour quatre modèles d'antennes (LBA, LWABB, APA et GURT), nous étudions l'impact de la longueur du brin d'antennes (AL).

Aux basses fréquences, seules les antennes en V inversé seront influencées par une variation de longueur. Plus l'antenne sera longue, plus la directivité sera faible. Les antennes de type *Bow-tie* ont quant à elles des diagrammes de rayonnement très peu sensibles aux variations de AL, tant que $AL < \frac{\lambda}{4}$.

Aux hautes fréquences, les diagrammes de rayonnement des antennes *Bow-tie* développent des lobes multiples s'accompagnant d'une diminution notable du gain au zénith et de grandes asymétries **E**/**H**, par rapport à ceux des antennes en V-inversé où lobes primaires restent réguliers.

La longueur du brin (et donc la longueur effective du dipôle) va également avoir une incidence sur la valeur de la fréquence de résonance [29]. La position du maximum de résistance de rayonnement correspond à la fréquence d'"anti-résonance" [30] de l'antenne. Une antenne plus longue permet également d'augmenter la valeur de la résistance de radiation aux basses fréquences, en décalant vers le bas les fréquences de résonance et d'anti-résonance. L'antenne aura une résistance de radiation plus grande aux très basses fréquences mais également des variations d'impédance plus fortes et sera donc moins large bande. Le diagramme de rayonnement sera également moins isotrope.

Etude 2d : rayon du conducteur Le rayon des conducteurs est un des paramètres libres permettant d'augmenter la largeur de bande d'une antenne sans influencer ses caractéristiques de directivité. Pour le modèle LBA et un jeu de trois rayons de conducteur (WR = 0.3 mm, 3 mm, 30mm), les diagrammes de rayonnement des antennes sont similaires pour chaque fréquence et dans chaque plan principal.

29. Fréquence où $X_{ant} = 0$ quand X_{ant} croît avec la fréquence.
30. Fréquence où $X_{ant} = 0$ quand X_{ant} décroît avec la fréquence.

Par ailleurs, un rayon de conducteur croissant diminue les variations de X_{ant} mais n'influe que légèrement sur la valeur de résistance de radiation aux basses fréquences. La largeur de bande des antennes LSS pourra être améliorée par l'utilisation de conducteurs "épais".

Etude 2e : Hauteur Plus la hauteur de l'antenne est petite, plus l'antenne va être fortement couplée avec le sol. Les caractéristiques de l'antenne à proximité de ce sol vont être notablement différentes du cas d'une antenne isolée en espace libre (cas limite où $H \to \infty$). Une antenne située à une certaine hauteur H du sol est équivalente à deux antennes isolées (pas de plan réflecteur) et symétriques (par le théorème des images) par rapport au plan réflecteur. Dans le cas d'un sol d'extension infinie et parfaitement conducteur, l'antenne et son image sont associées à des champs électriques (émis ou reçus) identiques. Pour un sol infini non parfaitement conducteur, l'amplitude du champ électrique associé à l'antenne image est plus basse (dépend des caractéristiques du sol et de la direction de départ/d'arrivée du champ électrique).

La réponse de l'antenne en présence d'un sol peut se déduire du théorème de multiplication des diagrammes [Balanis 2005, p.189] pour le réseau formé par l'antenne et son image miroir par le sol. Cette réponse dépendra du diagramme de rayonnement de l'antenne isolée et de la distance de séparation entre l'antenne et son image (=2H). Pour une hauteur suffisamment grande ($H \sim \frac{2}{2}$), le terme de réseau peut donner naissance à des lobes multiples issues des interférences constructives et destructives entre les champs électriques reçus sur l'antenne et de son image (voir Chap. 3.1.1).

Compte tenu de largeur de la bande de la LSS, la hauteur de l'antenne résultera d'un compromis afin d'éviter l'introduction de lobes multiples dans le diagramme d'antenne. La hauteur minimale est fixée par l'encombrement vertical de l'antenne, qui ne doit pas être en contact avec le sol. Différentes hauteurs d'antenne ont été simulées (H = 110 cm à 190 cm avec un pas de 20 cm). Comme sur la bande 20-80 MHz, la hauteur de l'antenne sera petite devant la longueur d'onde ($H \ll \lambda = 15$ m) ou du même ordre de grandeur ($H \lesssim 3,75$ m), les comportements aux hautes et basses fréquences seront différents. Nous avons dans cette étude considéré seulement le cas des antennes APA et LWAF.

Aux basses fréquences, la hauteur de l'antenne ne modifie ni la valeur du gain ni la forme du diagramme de rayonnement d'une antenne *Bow-tie*. Un constat similaire a été fait à l'étude 2c (variation de AL). Cependant, les antennes en V inversé vont être sensibles à la hauteur. Le lobe varie et devient symétrique ($AR = 0^o$) dans l'intervalle de hauteur $H \approx 1,3 - 1,5$ m .

Aux hautes fréquences, la hauteur n'est plus petite devant la longueur d'onde. Pour l'antenne APA, le gain au zénith diminue pour H>1.5 m jusqu'à former deux lobes dans le diagramme de rayonnement qui devient fortement anisotrope. L'antenne LWA Fork connait également des variations de gain et de symétrie du lobe avec la hauteur H.

Le comportement électrique attendu pour un dipôle horizontal est l'oscillation de la résistance de radiation et de la réactance autour des valeurs limites de ces quantités calculées dans le cas d'une antenne isolée dans l'espace libre [Balanis 2005, p.201]. Dans les domaines de fréquences et de hauteurs étudiés, plus la hauteur de l'antenne est grande, moins les variations de la réactance et de la résistance de radiation seront prononcées. La hauteur de l'antenne joue principalement sur la fréquence d'anti-résonance mais laisse la fréquence de résonance inchangée.

Ce paramètre (H) permet de distinguer clairement les différences de comportements d'une antenne en V inversé et d'une antenne *Bow-tie*. Avec ces dernières, le diagramme de rayonnement varie fortement dans la bande de fréquence (apparition de minima au zénith et formation de plusieurs lobes). Avec des antennes en V inversé, le diagramme de rayonnement reste régulier et est plus "stable" sur la bande de fréquence. La hauteur H finale résultera d'un compromis minimisant les variations d'impédance (donné par une grande valeur de H) tout en conservant des propriétés d'isotropie du lobe primaire.

La hauteur de l'antenne (défini par la hauteur du LNA par rapport au sol) résulte d'un compromis entre la sensibilité aux basses fréquences (la résistance de radiation décroît en H^{-2}) et l'apparition de minima de gain aux hautes fréquences (causées par les interférences destructives entre l'antenne et son

image). Pour un dipôle, on adopte typiquement une hauteur de $H = \frac{3\lambda_{min}}{8}$ avec λ_{min} la longueur d'onde minimale sur la bande. À 80 MHz, cette hauteur est d'environ 1,4 m. En utilisant une antenne en V inversé, une hauteur de 1,5 m est satisfaisante (correspondant à $\frac{\lambda}{4}$ pour un dipôle $\lambda/2$ fait de brins de 1,5 m – $\lambda = 6$ m).

2.3.3 Environnement de l'antenne

Etude 3a : Sol parfait, sol avec pertes Les antennes construites seront toujours placées, en réalité, au dessus d'un sol non parfaitement conducteur ($\varepsilon > 1, \sigma \ll \infty$). Du fait de l'interaction entre les antennes et le sol, une variation de la conductivité du sol va se traduire par une variation du rendement radiatif de l'antenne (§2.1.1.3). En effet, pour une antenne en émission, une partie de l'énergie émise sera perdue par absorption dans le sol (le raisonnement est analogue pour une onde incidente qui sera en partie réfléchie et absorbée par le sol avant d'être captée par l'antenne). Pour deux modèles d'antennes simples et représentatifs des antennes en V inversé et *Bow-tie* (APA et LOFAR LBA), nous comparons l'effet d'un sol parfaitement conducteur et d'un sol "moyen" aux caractéristiques proches d'un milieu boisé naturel de Nançay ($\varepsilon = 13, \sigma = 5.10^{-3}$ S.m^{-1}).

Aux basses fréquences, la présence d'un sol non parfait induit une diminution globale du gain de ≈10 dBr pour l'antenne LBA et de ≈6 dBr pour l'antenne APA.

Aux hautes fréquences, ces pertes de gain sont moins importantes (≈1,3 dBr pour LBA et ≈ 0,9 dBr pour APA). La présence d'un sol non parfait fait également apparaître un gain nul à l'horizon dans le diagramme de rayonnement de l'antenne LBA comme relevé dans [Kerkhoff 2007].

En disposant un plan réflecteur sur ce sol moyen (ex : grille métallique de 3×3m identique aux grilles sous les antennes LBA de LOFAR ; les dimensions de ce plan réflecteur sont étudiées aux études 3c et 3d), il est possible d'atténuer les pertes du sol en restaurant partiellement les propriétés d'un sol parfaitement conducteur. La table 2.2 regroupe les valeurs du rendement radiatif pour les deux antennes dans les trois cas simulés (sol parfait, sol moyen, sol moyen + grille). De ce tableau, on peut déduire un comportement global des antennes *Bow-tie* et des antennes en V inversé. Ces dernières sont plus sujettes à une baisse de rendement radiatif du fait de leur plus grande interaction avec le sol, et elle sont également plus sensibles à l'ajout de la grille. Dans le cas des antennes *Bow-tie*, les améliorations apportées par la grille sont moins importantes que celles obtenues avec des antennes en V inversé. Au niveau électrique, l'effet d'un sol non parfait change le comportement en fréquence de la résistance de radiation (plus particulièrement aux basses fréquences) et de la réactance dans une moindre mesure.

Les courbes d'impédance pour un sol parfait et un sol moyen munis d'une grille sont similaires et permettent de confirmer le fait que l'antenne voit un sol proche d'un sol parfait. Cette propriété peut être mise à profit dans le cas d'un sol dont les propriétés électriques varie avec le temps (ex : hygrométrie).

La conclusion de cette étude est que l'utilisation d'antennes en V inversé impose l'utilisation d'un plan réflecteur si le sol n'est pas parfaitement conducteur. Son utilisation reste optionnelle pour les antennes *Bow-tie* et est effectivement absent dans les instruments UTR-2 et GURT.

Etude 3b : Variations des caractéristiques du sol Les propriétés électriques du sol (permittivité diélectrique et conductivité) sont des quantités qui varient au cours de l'année suivant l'humidité du sol. Ceci a pour effet d'entraîner des variations du rendement radiatif et donc de la sensibilité de l'antenne (aire effective, gain...). Plus le sol sera conducteur (et donc proche d'un conducteur parfait), meilleures seront les performances de l'antenne. La présence d'une grille sous l'antenne permet de diminuer la dépendance des performances de l'antenne aux variations du sol [Paravastu *et al.* 2007] (stabilisation de l'impédance dans le temps). Une variation de 10% des caractéristiques d'un sol ($\varepsilon = 18 - 22, \sigma = 0,9.10^{-3} - 1,1.10^{-3} S.m^{-1}$) n'influe pas sur les caractéristiques des antennes de type V inversé et *Bow-tie*.

Table 2.2. *Rendements radiatifs simulés pour deux modèles d'antennes (LOFAR LBA et APA) à 20 MHz et à 80 MHz pour un sol moyen ($\varepsilon = 13, \sigma = 5.10^{-3}$ $S.m^{-1}$) et un sol moyen accompagné d'une grille 3×3 m sous l'antenne. Les différences de rendement radiatif entre ces deux cas sont indiquées en italique. Le rendement radiatif obtenu avec un sol parfait (PEC - $\varepsilon = 1, \sigma = \infty$ $S.m^{-1}$) est de 100 % dans tous les cas (les conducteurs constituant les brins d'antennes sont également supposés parfaits).*

	Sol parfait		**Sol moyen**		**Sol moyen + grille**		**Différences**	
Rendement radiatif	LBA	APA	LBA	APA	LBA	APA	LBA	APA
20 MHz	100%	100%	16 %	32 %	52 %	46 %	*+36 %*	*+14 %*
80 MHz	100%	100%	61 %	79 %	83 %	91 %	*+22 %*	*+12 %*
Gain global (dBi)								
20 MHz	7,7	8,7	-3,6	2,9	4,8	4,8	*+8,4*	*+1,9*
80 MHz	5,4	8,9	4,2	8,0	5,7	8,1	*+1,5*	*+0,1*

Etude 3c : Taille de la grille (GS) Si l'utilisation d'une grille comme plan réflecteur sous l'antenne est envisagée, les dimensions de cette grille (taille et maillage) sont des paramètres libres en partie contraints par les coûts de construction. Nous avons donc simulé les réponses des deux types d'antennes (antennes LBA et GURT) pour différentes tailles de grilles ($GS = 1,95 \times 1,95$ m ; 3×3 m ; $4,05 \times 4,05$ m) formées d'un maillage de cellules de taille fixe ($GM = 15$ cm). Nous avons utilisé un sol moyen dans les simulations. La table 2.3 rassemble les rendements radiatifs pour les trois tailles de grille.
La taille de la grille joue sur la valeur du gain global de l'antenne aux basses fréquences mais a relativement peu d'impact sur la forme du diagramme de rayonnement et de l'impédance de l'antenne. Une grande grille permet de s'approcher au mieux des conditions d'un sol infini et parfaitement conducteur, spécialement aux basses fréquences (quand GS se rapproche de la longueur d'onde λ). Chaque MR constituera un réseau dense d'antennes aux basses fréquences. Une grille large couvrant toute la surface d'un MR permettrait non seulement de se rapprocher davantage d'un plan conducteur parfait mais aussi de rendre cette grille effective aux grandes longueurs d'ondes où la taille de la grille ne sera pas négligeable.
L'installation d'une très grande grille unique sous un MR est fastidieuse et coûteuse. On reproduira son effet par l'association de toutes les grilles individuelles placées sous chaque antenne. Pour cela, une grille de taille 3×3 m constitue un compromis acceptable dans un MR d'une vingtaine d'antennes.

Table 2.3. *Rendement radiatif pour différentes tailles de grille (GS =1,95m ; 3m ; 4,05 m). Le maillage de la grille est pris égale à GS=15 cm.*

Rendement radiatif	**Grille GS=1,95 m**		**Grille GS=3 m**		**Grille GS=4,05 m**	
Fréquence	LBA	APA	LBA	APA	LBA	APA
20 MHz	18,6 %	30,7 %	46,3 %	46,4 %	66,8 %	66,2 %
80 MHz	76,4 %	86,7 %	82,0 %	91,4 %	84,1 %	94,7 %

Etude 3d : Maillage de la grille (GM) Afin de simuler correctement un plan conducteur continu, le maillage du plan réflecteur (i.e. la taille des cellules) doit être de petite dimension devant la longueur d'onde (GM $\lesssim \lambda/10$). Ce critère intervient également dans la conception d'antennes paraboliques fonctionnant à plus haute fréquence. En prenant la longueur d'onde la plus courte (λ = 3,75 m à 80 MHz), la taille de la cellule maximale tolérable est donc d'environ 37 cm.
Pour couvrir différents maillages, nous avons simulé des grilles de taille identique (GS = cste = 4×4 m), modélisées avec différentes finesses de maillage (GM = 10 cm ; 20 cm ; 30 cm ; 40 cm) au dessus d'un sol moyen. La table 2.4 regroupe les valeurs de rendement radiatif de l'antenne LWAF considérée dans cette étude.
Plus la taille de la cellule est grande (pour une taille de grille donnée), moins le sol sera proche d'un plan réflecteur parfait. Aux basses fréquences, l'effet de ce maillage sur le diagramme de rayonnement est marginal mais aux hautes fréquences, un maillage plus large permet se traduit par une diminution globale du gain (et donc de la directivité de l'antenne). Le maillage de la grille a peu d'effet sur l'impédance de l'antenne.

Table 2.4. *Variations du rendement radiatif et du gain global pour une grille de taille fixée (GS=4m) et différents maillages (GM=10 cm ; 20 cm ; 30 cm ; 40 cm).*

Rendement radiatif (%)	**GM=10 cm**	**GM=20 cm**	**GM=30 cm**	**GM=40 cm**
20 MHz	66,5 %	63,4 %	59,8 %	57,4 %
80 MHz	84,0 %	79,6 %	73,6 %	69,2 %
Gain global (dBi)				
20 MHz	5,75	5,55	5,31	5,13
80 MHz	5,95	5,52	4,8	4,3

Etude 3e : Rayon des conducteurs de la grille (GWR) De façon analogue à l'étude 2d, le rayon des conducteurs de la grille peut être étudié afin d'améliorer la réponse de l'antenne. De manière pratique, la grille disposée sous les antennes sera composée d'un treillis soudé de tiges de fer généralement utilisé dans la construction de structures en béton armé. Un sol moyen est utilisé pour cette étude.
Suivant la norme utilisée ([ADETS 2013]), le rayon des tiges dans ces fers varie typiquement de 2,2 mm à 8 mm. Nous avons simulé 3 rayons de fils (GWR = 3 mm ; 6 mm ; 10mm). Comme attendu, la variation du paramètre GWR ne change pas la forme du diagramme de rayonnement. Elle ne joue pas non plus sur la largeur de bande de l'antenne. Un rayon croissant permet néanmoins une légère augmentation du rendement radiatif (entre 3 et 4% d'augmentation entre la valeur minimale (GWR=3 mm) et maximale (GWR = 10 mm)). Si une grille métallique est disposée sous les antennes, il sera alors intéressant de maximiser le rayon des conducteurs qui la constituent.

2.3.4 Résumé de l'étude

Cette approche comparative permet de déterminer, parmi les candidats d'antennes étudiés, quel est celui qui répond le mieux au cahier des charges de la LSS. La table 2.5 répertorie les différentes études menées sur les paramètres géométriques définis en §2.2.3, l'effet prépondérant de chacun d'eux sur les caractéristiques de l'antenne ainsi que les conclusions de chaque étude. À la lumière des études précédentes, il a donc été fait le choix de se concentrer sur une antenne V inversé de type LWA Fork. Cette géométrie d'antenne rassemble les caractéristiques nécessaires pour répondre aux exigences du cahier des charges (§2.1.2).
Cette antenne présentera donc les caractéristiques techniques suivantes :

- Antenne dipolaire à géométrie en V inversé, pour assurer une plus grande ouverture du lobe primaire, symétrique dans les plans **E** et **H**.
- Antenne large bande "épaisse" (*Fat dipole*) pour diminuer les variations d'impédance sur la bande 20-80 MHz.
- Antenne à brins épais et tubulaires (pour minimiser les variations de X_{ant} et pour augmenter davantage la largeur de bande utile de l'antenne).
- Antenne disposant d'un plan réflecteur pour améliorer le rendement d'antenne et tempérer les pertes du sol (et par conséquent, stabiliser le comportement électrique de l'antenne en fonction du temps). Cette stabilisation permet de systématiser l'étalonnage de l'antenne (et du MR) indépendamment de sa localisation et de son environnement.

Certains paramètres géométriques restent cependant à préciser et ont fait l'objet d'études complémentaires.

2.3.5 Raffinement du modèle d'antenne

Etude 4a : Remplissage du brin de l'antenne Les études suivantes feront spécifiquement intervenir des antennes de type V inversé LWA car elles ont été effectuées après le choix de la géométrie de l'antenne. Pour un même modèle d'antenne (LWA Fork), différents "remplissages" de ces antennes ont été simulés pour rendre compte de différentes possibilités de construction pratique de l'antenne sous la forme :

1. d'une simple boucle triangulaire à l'image d'une antenne papillon (2.3.1).
2. d'une fourche composée de trois conducteurs (LWA Fork).
3. d'une surface métallique conductrice (*LWA Big Blade* ou *LWA Filled Fork*).

Comme le nombre d'éléments est grand dans la LSS (entre ≈1000 et ≈2000 antennes), les choix issus de cette étude vont jouer directement sur le coût global de construction des antennes. Les diagrammes de rayonnement sont assez proches (différence de gain $\lesssim$ 1dB) et peuvent être considérés comme identiques dans le cas des antennes de type 2 et 3.

Cette constatation peut également être formulée au sujet des impédances d'antennes : l'antenne de type 1 présente des variations d'impédances supérieures à celles des deux autres antennes "plus remplies" qui, elles, ont des comportements identiques (fait déjà noté pendant l'étude 2a). En conséquence, on peut donc indépendamment choisir l'antenne 2 ou 3.

Nous sélectionnerons donc l'antenne LWA Fork pour les libertés de choix qu'elle offre, d'une part, pour le rayon du conducteur des brins (2.3.2 étude 2d) qui augmente la largeur de bande de l'antenne et, d'autre part, pour diminuer le coût de construction des antennes (coût du conducteur).

Etude 4b : Effet de la tige transversale Dans le modèle d'antenne LWA [Ellingson 2011], l'antenne possède une barre transversale reliant les trois conducteurs (en plus de la connexion aux extrémités des brins). Cette simulation a pour but de déterminer si cette barre transversale a un effet sur les propriétés électriques et directionnelles de l'antenne. Des tests préliminaires sur un sol parfait montrent que cette barre ne modifie notablement aucun paramètre d'antenne (diagramme de rayonnement et impédance).

Ce constat est identique en présence d'un sol moyen. Le rendement d'antenne n'est pas amélioré par la présence de la barre. Compte tenu de ces simulations, cette barre semble servir uniquement à la stabilité mécanique de l'antenne et n'apporte pas d'amélioration de ses caractéristiques large bande ou directionnelle.

Etude 4c : Angle d'ouverture (FA) Un paramètre spécifique à l'antenne LWA Fork est l'angle au sommet de chaque brin d'antenne. L'ouverture de cet angle va directement jouer sur l'impédance de l'antenne comme décrit en [Balanis 2005, p.507]. En échantillonnant l'angle d'ouverture (FA= 10^o ; $14,6^o$ [Ellingson 2011] ; 20^o ; 25^o) nous avons simulé différentes antennes au dessus d'un plan réflecteur (3×3 m) et d'un sol moyen. Avec l'angle d'ouverture croissant, l'impédance d'antenne se déplace en bloc vers les basses fréquences. En maintenant la longueur du brin (AL) constante, un angle FA croissant se traduit par une augmentation du périmètre des brins d'antenne et donc une fréquence de résonance plus basse. Par ailleurs, une augmentation de l'angle s'accompagne d'une diminution du rendement d'antenne ($\Delta\eta_{cd} \approx -7\%$ à 20 MHz et -13% à 80 MHz) et du rapport axial ($\Delta AR = -16^o$). Afin de conserver une valeur minimale du rendement de radiation (>60% à toutes les fréquences), il faut choisir une valeur de FA entre 10^o et 20^o

Table 2.5. *Résumé des études menées sur la géométrie du radiateur d'antenne et son environnement. Les résultats détaillés des études sont disponibles à l'annexe A.2.*

N^o	Paramètre étudié	Antennes étudiées	Influe sur...	Meilleur choix
Configuration du radiateur (§2.3.1)				
1a	*Bow-tie* ($DA = 90^o$)	APA	Gain au zénith	// plan **E**
1b	V inv. ($DA \neq 90^o$)	APAm [a]	HPBW	$\perp$ plan **E**
Géométrie du radiateur (§2.3.2)				
2a	Épaisseur du brin du dipôle (AW)	LBA, LWABB, LWAF	Impédance	LWABB
2b	Inclinaison du brin (DA)	LBA	Gain au zénith & lobes [b]	$DA \approx 45^o$
2c	Longueur du brin (AL)	APA, GURT, LBA, LWABB	Gain au zénith & lobes$^{\cdot}$ [b]	V inv. avec AL $\approx 1.5m$
2d	Rayon du conducteur (WR)	LBA	Impédance	Grand rayon
2e	Hauteur (H)	APA, LWAF	Lobes$^{\cdot}$ [b] & impédance	V-inversé
Environnement de l'antenne (§2.3.3)				
3a	Type de sol (GT)	LBA, APA	Rendement radiatif & Gain max	*Bow-tie* ou {V inv.+grille}
3b	Variations saisonnières du sol [c]	LBA, GURT	Pas significatif$^{\cdot}$ [f]	/
3c	Taille de la grille (GS)	LBA, APA	Gain max	Grille large
3d	Maillage de la grille (GM)	LWAF	Gain au zénith & lobes$^{\cdot}$ [b]	Maillage dense (GM$\approx$ 15 cm)
3e	Rayon du conducteur de la grille (GWR)	LWAF	Rendement radiatif	Rayon large (GWR$\approx$ 1 cm)
Etudes complémentaires (Antenne LWA Fork) (§2.3.5)				
4a	Remplissage de l'antenne	APAm$^{\cdot}$ [a]& LWAF & LWAFF [d]	Impédance et HPBW	LWAF
4b	Effet de la tige transversale LWA Fork	LWAF [e]	Pas significatif [f]	/
4c	Angle d'ouverture (FA)	LWAF	Rendement radiatif & Impedance	AR $\approx 15^o$

a. modifiée en V inv..
b. apparition de lobes multiples séparés par des directions de gain faible.
c. variation de 10% des quantités ε et σ.
d. remplissage de l'antenne Fork avec un treillis à la façon de l'antenne LWA Big Blade $\rightarrow$ *Filled Fork*.
e. avec et sans barre transversale.
f. sur les quantités observées.

2.4 Conclusion

L'ensemble des études précédentes (résultats rassemblés en table 2.5) a permis de converger vers un modèle d'antenne possédant les caractéristiques de directivité nécessaires à l'antenne LSS. Le modèle d'antenne LWA Tied Fork en V inversé est la géométrie d'antenne qui a été retenue. Les dimensions de cette antenne sont identiques à celles utilisées dans le projet LWA opérant dans la même bande de fréquences, et celles-ci tiennent compte des contraintes de gabarit et de coût. La table 2.6 résume les caractéristiques de cette antenne.
En annexe A.3.1 sont présentées des mesures préliminaires effectuées conjointement avec le RDN pendant une période d'activité radio de Jupiter dans le domaine décamétrique. Ces mesures permettent de déduire le gain effectif de l'antenne prototype aux basses fréquences (entre 13 et 37 MHz). Une seule antenne LSS est en mesure de capter les émissions radio décamétriques de Jupiter jusqu'à une fréquence aussi basse que 13 MHz. Avec une taille inférieure, elle possède un gain équivalent (dans la direction de Jupiter) à celle d'une antenne spirale du RDN. D'autres tests, actuellement en cours, portent sur l'étude du type de LNA (annexe A.3.2) qui équipera les antennes LSS dans un mini-réseau (MR).
L'architecture de cet MR phasé fait l'objet de la partie suivante.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont représentés aux fréquences 20 et 80 MHz dans les plans principaux **E** et **B** pour un sol parfait (Fig. 2.4) et pour un sol moyen ($\varepsilon = 13$,$\sigma = 5.10^{-3} S.m^{-1}$) et une grille de 3×3 m (Fig. 2.5). Une photographie du prototype ainsi qu'un schéma de l'antenne sont présentés en figure 2.6.

Les annexes §A.3.1 et §A.3.2 présentent des résultats de mesures avec le prototype d'antenne et différents LNA actuellement à l'étude.

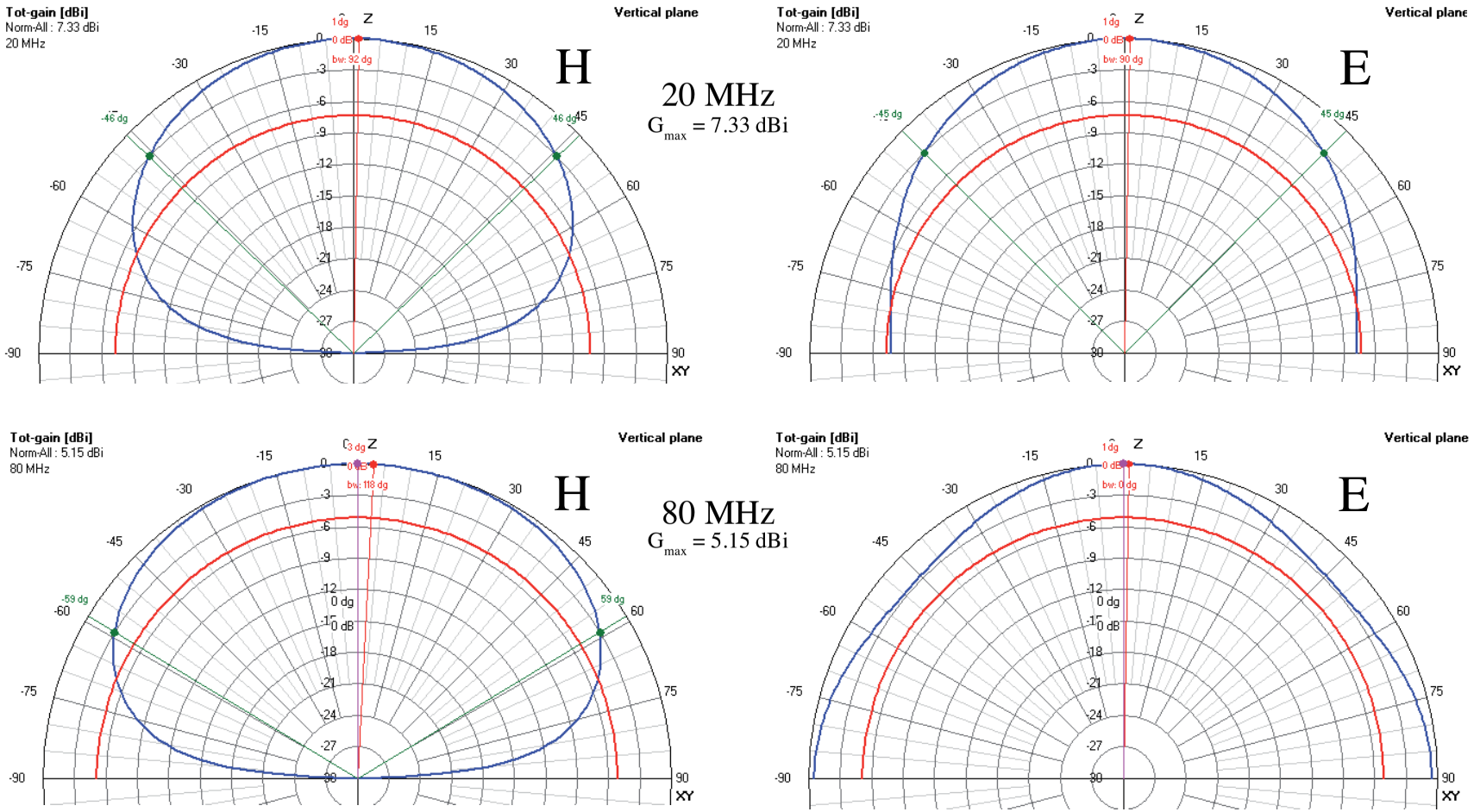


Figure 2.4. *Diagrammes de rayonnement simulés d'une antenne isotrope (rouge) et de l'antenne LSS (bleu) au dessus d'un sol parfait dans les deux plans principaux* ***H*** *(gauche) et* ***E*** *(droite) de l'antenne. Les diagrammes sont calculés aux fréquences : 20 MHz (haut) et 80 MHz (bas). Pour chaque fréquence, le gain maximum G_{max} est indiqué (en dBi). Il est possible de convertir les valeurs de gain normalisé des graphes en gain en dBi en additionnant la valeur de G_{max}. L'ouverture du lobe à mi-puissance est indiqué sur chaque graphe (vert).*

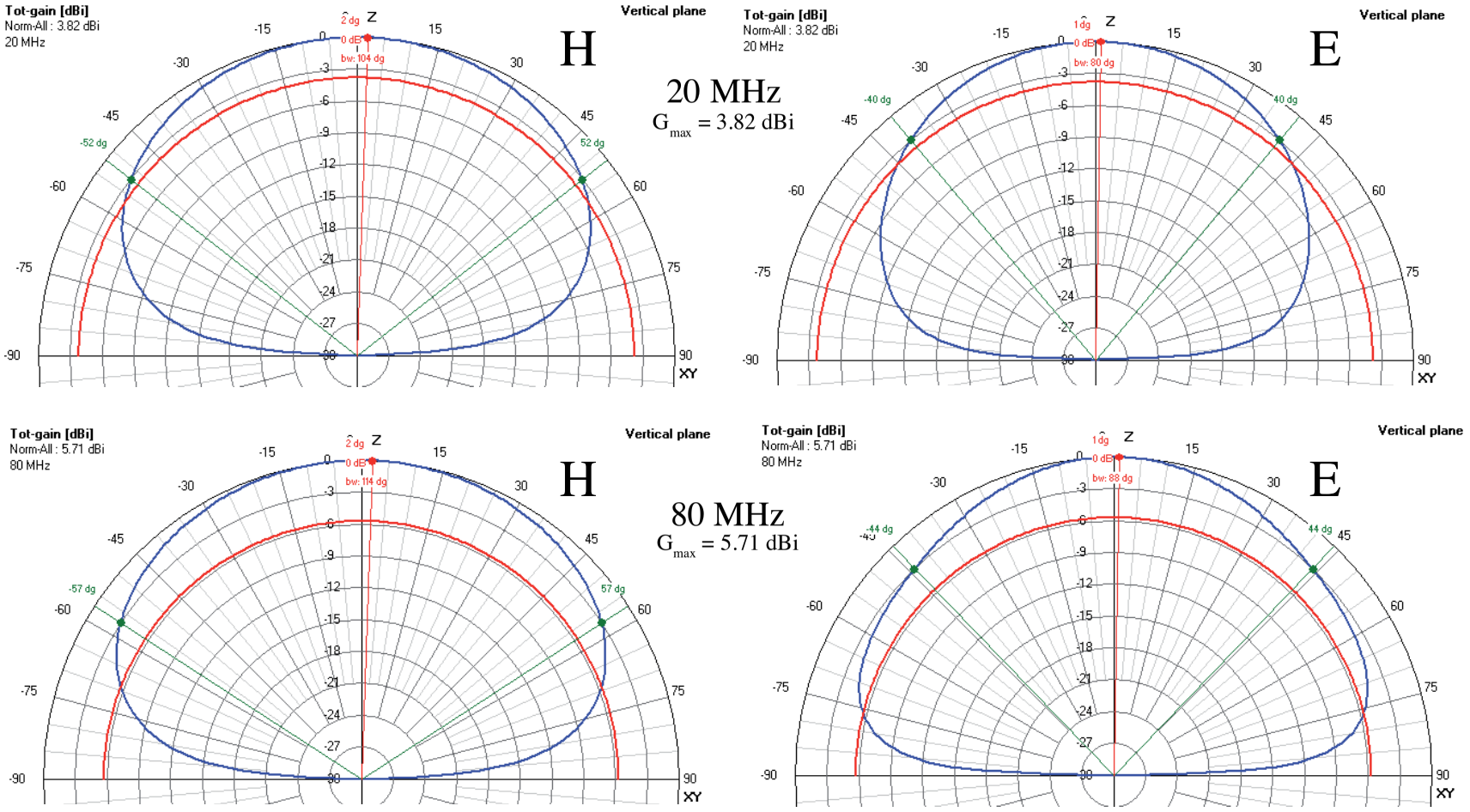


Figure 2.5. *Diagrammes de rayonnement simulé de l'ensemble {antenne LSS + grille} au dessus d'un sol moyen (ε, σ)=$(13, 5.10^{-3} S.m^{-1})$ dans les deux plans principaux* ***E*** *et* ***H****. La figure suivent les mêmes notations que la Fig. 2.4.*

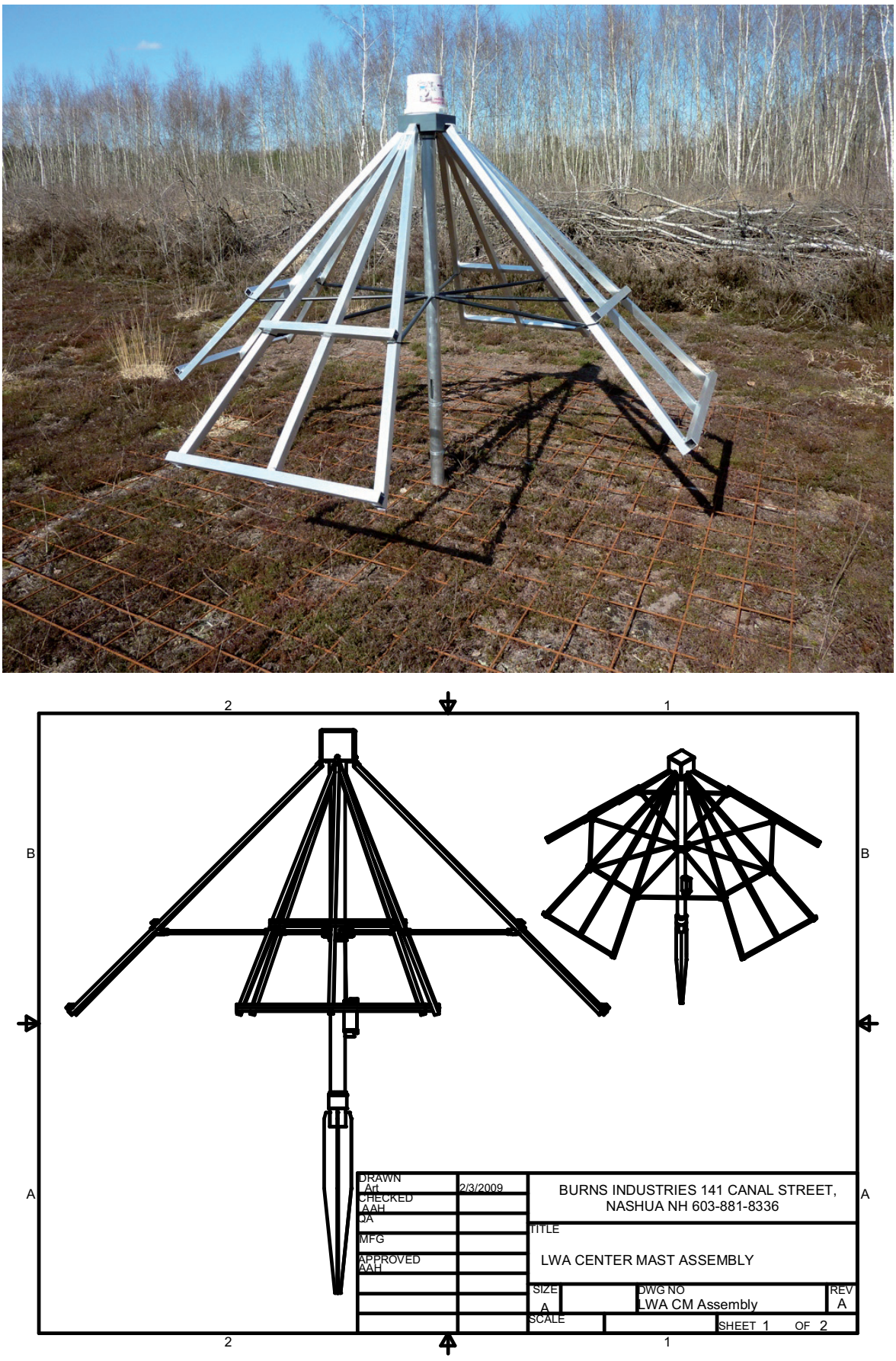


Figure 2.6. *Premier prototype d'antenne LSS développé à Nançay (antenne LWA) au-dessus d'un plan réflecteur identique à ceux utilisés pour les antennes LBA. (Bas) dessin technique de l'antenne avec son mât de fixation.*

Table 2.6. *Récapitulation des caractéristiques définitives de l'antenne incluant également certaines valeurs du modèle prototype construit à Nançay.*

Géométrie		
Geométrie	LWA Tied-Fork	§2.3.1 ét. 1a et §2.3.5 étude 4c
Angle α (DA)	45^o	§2.3.2 étude 2b
Angle β (FA)	$14,6^o$	§2.3.5 étude 4c
Longueur d'un brin (AL)	1,5 m	§2.3.2 étude 2c
Périmètre d'un brin	3,88 m	
Hauteur (H)	1,5 m	§2.3.3 étude 2e

Matériau		
Conducteur	tubes d'aluminium	
Section (WR)	carrée de 1,9 cm	§2.3.2 étude 2d
Epaisseur conducteur	0,16 cm	
Environnement de l'antenne		
Grille (GT)	3×3 m	§2.3.3 étude 3c
Maillage grille (GM)	0,15 m	§2.3.3 étude 3d

Caractéristiques				
	PEC, Sol parfait		Sol Moyen [a]	
FWHM	**E**	**H**	**E**	**H**
F=20 MHz	90^o	92^o	80^o	104^o
F=80 MHz	180^o	118^o	88^o	114^o
Fréquence de résonance	38,6 MHz			

a. ($\varepsilon = 13$,$\sigma = 5.10^{-3} S.m^{-1}$)

Chapitre 3

Mini-réseau LSS

Sommaire

3.1 Introduction 49
3.1.1 Grandeurs de réseaux 50
3.1.2 Contexte instrumental 51
3.1.3 Cahier des charges LSS 52
3.2 Étude de la distribution des antennes des mini-réseaux 54
3.2.1 Objectifs 54
3.2.2 Méthodes d'optimisation – *Article [P2] Partie 3* 54
3.2.3 Contraintes d'optimisation – *Article [P2] Partie 4* 54
3.2.4 Principaux résultats de l'étude – *Article [P2] Partie 5* 55
3.2.5 Conséquences sur la conception de la Super Station LOFAR – *Article [P2] Partie 6* 58
3.2.6 Distribution du mini-réseau à 19 antennes 62
3.3 Phasage des mini-réseaux 69
3.3.1 Introduction 69
3.3.2 Théorie du phasage des antennes d'un réseau simple 69
3.3.3 Réalisation pratique du phasage d'un réseau simple 70
3.3.4 Cahier des charges LSS 75
3.3.5 Dimensionnement du système de phasage 76
3.3.6 Tests en laboratoire 83
3.3.7 Stratégie de pointage des mini-réseaux 89
3.4 Conclusion 97

3.1 Introduction

L'antenne LSS sélectionnée par les études précédentes peut maintenant être utilisée au sein d'un petit réseau d'antennes : le mini-réseau (MR). Ce chapitre sera consacré à la détermination du nombre d'antennes et de la topologie du MR d'après des études d'optimisation de ses caractéristiques (§3.2 et article en annexe §E.3). A l'issue du choix de la topologie, nous dimensionnerons le MR pour la LSS (§3.2.6). Nous présenterons ensuite les études de conception et de dimensionnement du système de phasage analogique du MR (§3.3). Dans toutes ces études, nous calculerons le diagramme de rayonnement d'un petit réseau d'antennes.

3.1.1 Grandeurs de réseaux

3.1.1.1 Calcul de la réponse d'un réseau

Pour des antennes indépendantes dont on connait les diagrammes en champ lointain, on peut calculer théoriquement le diagramme de rayonnement d'un réseau quelconque. Par le théorème de réciprocité (§2.1.1.1) et le principe de superposition des champs électriques, la réponse en champ lointain d'un réseau à N_{ant} antennes arbitrairement réparties dans le plan (Fig. 3.1) [Mailloux 2005, p.12], s'exprime par le champ électrique complexe :

$$\underline{E}(\vec{R}(\theta,\phi)) = \sum_{i=1}^{N_{ant}} \underline{w_i f_i}(\vec{R}).e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{r_i}.\vec{R}} \tag{3.1}$$

avec

- $\vec{R}(\theta,\phi)$ Le vecteur directeur pointant la direction (θ,ϕ) où θ est l'angle zénithal ($\theta = \frac{\pi}{2}$-élévation) et ϕ l'azimut.
- $\underline{w_i}$ le poids complexe appliqué à l'antenne i ($\underline{w_i} = a_i e^{-j\Phi_i}$, avec $a_i \leq 1$, le terme d'amplitude permettant de modifier le poids relatif de chaque signal du réseau et le terme de phase (ou déphasage) ϕ_i intervenant dans le phasage relatif des antennes).
- $\underline{f_i}$ le champ electrique lointain de l'antenne i
- $\vec{r_i}$ le vecteur position de l'antenne i ayant pour origine le centre de phase du réseau.

Le diagramme de puissance P se déduit par $P = \underline{E}\underline{E}^*$.

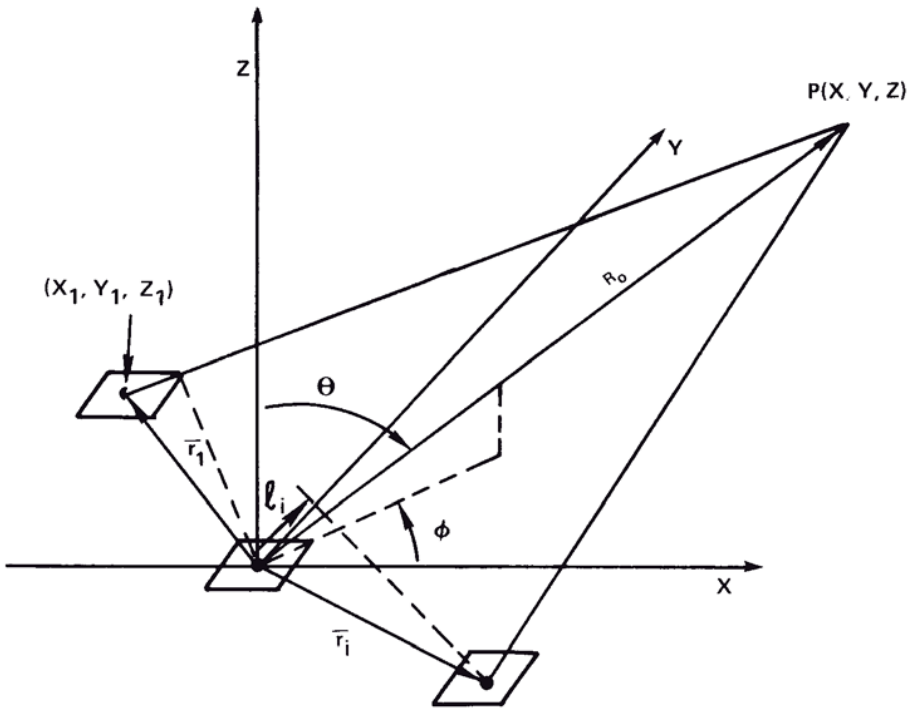


Figure 3.1. *Réseau d'antennes générique dans le repère (X,Y,Z). Le vecteur $\vec{R_0}$ est le vecteur pointant la direction (θ,ϕ) sur le ciel. En définissant un point de référence, la longueur l_i représente la différence de marche entre l'antenne centrale est l'antenne i distance de $|\vec{r_i}|$ de l'antenne centrale [Mailloux 2005, p.12].*

3.1.1.2 Hypothèses simplificatrices

Si les antennes sont identiques et qu'elles ne présentent pas d'interaction particulière avec le sol ou les antennes voisines (pas de couplage), en appliquant à chaque signal des poids w_i uniformes (i.e. $\forall i,\ w_i = 1$), on peut alors appliquer le théorème de multiplication des diagrammes [Balanis 2005, p.189][Mailloux 2005, p.12] :

$$\underline{E}(\vec{R}(\theta,\phi)) = \underline{f_i}(\vec{R}) \sum_{i=1}^{N_{ant}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}.\vec{r_i}.\vec{R}} = \underline{f_i}(\vec{R})\underline{F}(\vec{R}) \tag{3.2}$$

où $\underline{F}$ est le facteur de réseau. Ce facteur est le champ électrique lointain émis par le réseau s'il était composé d'antennes isotropes ($\underline{f_i} = 1$).

On pourra prendre en compte l'effet du couplage des antennes avec le sol et inter-antenne en considérant le recouvrement (ou non) des aires effectives entre les antennes (voir ci-dessous).

3.1.1.3 Diagramme de rayonnement

Dans la suite, nous utiliserons à nouveau le diagramme de puissance normalisé $P_n = \frac{P}{P_{max}}$ où cette fois $P_{max} = N_{ant}^2$ (valeur se déduisant de 3.2). Nous verrons dans la partie suivante, que la forme du diagramme de rayonnement est étroitement liée à l'ouverture constituée par le réseau via le théorème de Wiener-Khintchine (Chap. 4). Ces formules sont analogues à celles utilisées en physique de la matière condensée et interviennent lors du calcul du réseau réciproque d'un réseau cristallin (nous utiliserons d'ailleurs cette propriété pour l'optimisation de la géométrie du MR en §3.2.2).

Les comportements électriques des antennes (en nombre fini) au sein d'un réseau plan (effet en champ proche, couplages...) ne fait pas l'objet de la présente étude mais peut être abordée par des approches électriques comme la modélisation en circuits multi-ports (consistant à modéliser le réseau d'antennes comme un circuit à n entrées et m sorties en prenant en compte les couplages entre les voies) [Kahn 1977, Tokarsky 2007].

3.1.2 Contexte instrumental

Au sein de différents projets de radiotélescopes multi-antennes basses fréquences, différentes études portant sur la distribution d'antennes dans le plan ont été menées. Les instruments géants (en taille et en nombre d'éléments comme LOFAR et SKA) apportant de grandes résolutions angulaires, spectrales et temporelles requièrent d'énormes besoins informatiques pour le traitement des signaux provenant des antennes élémentaires.
Les traitements doivent donc être partagés et distribués sur des sous-groupes d'antennes afin de diminuer le volume des données collectées. Dans cet esprit, les stations LOFAR se chargent des premières étapes de numérisation, du phasage et de la mise en forme des signaux provenant des antennes individuelles. De façon analogue, les lignes à retards et les sommateurs des tuiles HBA effectuent une première mise en phase et une sommation analogique des signaux d'un groupe de 16 antennes élémentaires. La hiérarchisation en différents niveaux de traitement (antenne, petit groupe d'antennes et groupes de groupes d'antennes) intervient également dans la conception d'instruments précurseurs de SKA comme le projet EMBRACE [Kant *et al.* 2011], GURT [Falkovich *et al.* 2011] et LSS.

Les études de distribution d'antennes des champs LBA et HBA ont fait l'objet de différentes études et ont donné lieux à des rapports (ou "mémos") non disponibles au public (une partie a cependant été rendue accessible sur demande).

Au contraire, il existe d'autres projets de grands réseaux d'antennes élémentaires n'effectuant pas ce genre de hiérarchisation. Le réseau LWA1 du projet LWA [Taylor *et al.* 2012] est composé d'un réseau unique à 256 dipoles réparties de manière éparse.

Le projet AARTFAAC [Cendes & AARTFAAC Team 2012] concentre ses efforts sur la numérisation et la combinaison en temps réel des signaux provenant de chaque élément LBA et HBA de l'ensemble des six stations du coeur de LOFAR.

3.1.3 Cahier des charges LSS

3.1.3.1 Architecture

La structure du MR LSS doit être compatible avec les contraintes imposées par le cabinet de la station LOFAR. Chaque MR sera connecté à deux entrées analogiques (correspondants aux deux polarisations linéaires) des RCU du cabinet LOFAR. Cette condition impose que toutes les opérations de traitement du signal du MR (phasage, sommation et rapatriement du signal du MR) se feront également de manière analogique. Sur ce principe, le MR LSS est donc analogue sur le principe à une tuile HBA aux performances étendues et aux dimensions adaptées aux basses fréquences.

3.1.3.2 Sensibilité

Les 96 MR de la LSS doivent chacun posséder une sensibilité supérieure d'au moins un ordre de grandeur à la sensibilité d'une unique antenne LBA. Cette condition fixe donc le nombre d'antenne du MR entre $\sim$10 et $\sim$20 éléments. Le MR doit posséder une aire effective (et donc une sensibilité) suffisante sur la bande d'opération de la LSS pour lui permettre d'accéder aux sources étalons (ou "calibrateurs") radios du ciel. Cette condition peut-être assurée en étudiant à chaque fréquence, la valeur de l'aire effective ($\propto \lambda^2$) en tenant compte des pertes liées au recouvrement des aires effectives entre les antennes (§3.2.6).

3.1.3.3 Directivité

Le MR LSS doit jouer le rôle d'une antenne élémentaire synthétique (à haute sensibilité). Cette antenne doit donc posséder une faible directivité afin de ne pas restreindre le champ de vue instantané de la LSS déjà limité par le champ de vue de l'antenne élémentaire. Le diagramme du MR doit présenter un lobe primaire large (plusieurs dizaines de degrés) sur toute la gamme de fréquences d'opération de la LSS. Cette faible directivité sera apportée par des réseaux compacts (§3.2) mais s'accompagnera d'une perte d'aire effective aux basses fréquences.
La mise en réseau d'antennes rend la présence de lobes secondaires inévitable. La distribution des antennes dans le MR doit assurer un niveau de lobes secondaires le plus bas possible. Il est possible d'établir des stratégies de modelage du lobe (*tapering*) en jouant sur les valeurs des poids w_i (§3.1.1) de chaque antenne (en utilisant par exemple une série d'atténuateurs réglables sur les voies de chaque antenne (§3.3)). En utilisant notamment des distributions de w_i connues comme le tapering de type "Dolph-Tchebyschev" [Hansen 2009, p.53][Bressler 1980]. Cette distribution de poids imposera un niveau maximal aux lobes secondaires du réseau. L'inconvénient majeur de l'utilisation de ces stratégies de modelage dans des réseaux à petit nombre d'antennes est la perte conséquente de sensibilité du réseau. Dans le cas du MR LSS, la sensibilité totale du MR est prioritaire devant le modelage des lobes. Nous adopterons dans toute la suite une distribution w_i uniforme.

3.1.3.4 Distribution des antennes

Le placement des antennes est libre sur le sol. Les besoins en directivité (réseau compact) et en sensibilité (faible recouvrement des aires effectives) sont des objectifs contradictoires entrant en compétition (§3.2.6). Un compromis sera atteint en fixant la distance minimale séparant les antennes du MR et cela quel que soit la topologie de la distribution. Nous verrons par la suite que ces distributions seront fortement contraintes par la nécessité de construire un système de phasage analogique des antennes.

3.1.3.5 Pointage des mini-réseaux

L'antenne virtuelle que constitue un MR doit posséder une réponse orientable électriquement. De la même manière qu'une tuile HBA de LOFAR, le MR devra permettre de pointer un champ de vue suffisamment grand pour effectuer des observations de plusieurs types de sources tout en restant compatible avec LOFAR. Un cahier des charges spécifiques est détaillé en §3.3.4.

3.2 Étude de la distribution des antennes des mini-réseaux

Note : Cette étude a fait l'objet d'un article présent en annexe ([P2] §E.3). Nous résumerons dans la suite, les principales hypothèses et méthodes utilisées dans cette étude ainsi que ses résultats marquants.

3.2.1 Objectifs

Afin de répondre aux besoins exprimés en terme de sensibilité, de directivité et de niveau de lobes secondaires, les objectifs de l'étude sont :

1. de déterminer le nombre optimal d'antennes constituant le MR
2. de trouver la meilleure configuration géométrique du MR dans le plan

Nous verrons dans la suite que les contraintes de phasage analogique des MR, imposent une distribution d'antennes régulières. Cette étude a été menée de manière indépendante avant l'étude du système de phasage. Elle est présentée ici dans un cadre plus général. Si une solution irrégulière est trouvée et qu'elle apporte d'excellentes performances pour le mini-réseau, il est possible d'envisager des solutions alternatives de phasage analogique (qui se révèleront peut-être plus coûteuses).

Cette étude se ramène à un problème de minimisation globale d'une "fonction de coût" définie en fonction des paramètres à optimiser (taille du lobe primaire, niveau des lobes secondaires...). L'étude menée ici porte principalement sur la minimisation du niveau des lobes secondaires. Cette minimisation va s'accompagner de l'augmentation de la taille du lobe primaire (*Article [P2] Partie 3.2.1*).

3.2.2 Méthodes d'optimisation – *Article [P2] Partie 3*

Pour étudier des distributions optimales de MR, nous avons utilisé deux algorithmes de natures différentes :

- L'algorithme de Kogan [Kogan 2000] constitue une approche déterministe de la minimisation du niveau des lobes secondaires. Cet algorithme est fondé sur la diminution itérative du niveau du plus fort lobe secondaire par utilisation des propriétés analytiques (dérivées premières et secondes) du diagramme de rayonnement (Eq. 3.1).
- Un algorithme d'optimisation original inspiré de l'algorithme de recuit simulé [Kirkpatrick *et al.* 1983], un algorithme de nature stochastique de recherche de minimum global par analogie avec le refroidissement contrôlé d'un réseau cristallin vers un cristal sans défaut représentant un état d'énergie minimal.

Ces deux algorithmes sont fondés sur le déplacement relatif des antennes, leur convergence est assurée de manière itérative en imposant seulement de petits déplacements aux antennes.

3.2.3 Contraintes d'optimisation – *Article [P2] Partie 4*

3.2.3.1 Calcul de la réponse du réseau

La recherche de distributions optimales est rendue indépendante de la fréquence par la normalisation des distances à la longueur d'onde λ. Nous étudierons le positionnement d'un nombre N_{ant} d'antennes dans un disque de diamètre 4λ (pour rechercher des distributions d'antennes contenant plusieurs dizaines d'éléments espacés d'une distance $\sim \lambda$). Sur le diagramme de rayonnement associé, nous définirons la région angulaire du lobe primaire ainsi que celle des lobes secondaires. Avec ces définitions, nous avons imposé indirectement au lobe primaire d'être symétrique (*Article [P2] Partie 4.2*).

3.2.3.2 Nombre d'antennes

Nous avons optimisé des réseaux possédant un nombre d'antennes N_{ant} entre 5 et 22. L'analyse des distributions optimales en fonction du N_{ant} permettra d'identifier des topologies particulières présentant les meilleures performances. Pour chaque valeur de N_{ant}, 10 distributions initiales d'antennes placées aléatoirement sont optimisées avec les deux algorithmes pour permettre un traitement statistique des résultats.

3.2.3.3 Types d'antennes utilisées

Nous avons utilisé deux types d'antennes génériques permettant de rendre compte la forme de la réponse d'une antenne dipolaire réelle dans ses deux plans principaux (**E** & **H**, §2) sur un sol parfait :

- une antenne isotrope de diagramme $\underline{f_{iso}} = 1$, approximant la réponse quasi isotrope de l'antenne élémentaire dans le plan **H** (perpendiculaire à l'antenne) et non nulle à l'horizon.
- une antenne de type dipolaire dont le diagramme est symétrique en azimut : $\underline{f_{dip}} = cos(\theta)$ avec θ, l'angle zénithal. Cette réponse correspond à la forme du lobe primaire de l'antenne élémentaire dans le plan **E** (parallèle à l'antenne) décroissant avec θ et s'annulant à l'horizon. Il est à noté que ce dipôle idéal présente une directivité légèrement différente d'un dipôle demi-onde (D = 1,5 pour D = 1,64) qui amènera donc une aire effective légèrement plus faible.

3.2.3.4 Distance minimale

Afin d'éviter des recouvrements (des aires physiques et des aires effectives) entre les antennes, une distance minimale d_{min} a été fixée. Elle est basée sur l'hypothèse de l'utilisation d'antennes dipolaires courts d'aire effective $A_{eff} = \frac{\lambda^2}{\Omega_d}$ [Kraus 1966, ch.6-2] avec $\Omega_d = \frac{8\pi}{3}$ [Balanis 2005, p.161]. En représentant l'aire effective maximale du dipôle sous la forme d'un disque de surface $\pi(\frac{d_{min}}{2})^2$, on définit la distance minimale entre les antennes par :

$$d_{min} = \frac{2\lambda}{\sqrt{\pi\Omega_d}} = 0,39\lambda. \tag{3.3}$$

3.2.4 Principaux résultats de l'étude – *Article [P2] Partie 5*

Note : L'analyse complète des solutions est effectuée dans l'article présenté en annexe ([P2] §E.3). Nous ne détaillerons ici que les résultats marquants de l'étude.

3.2.4.1 Etude en fonction de N_{ant}

Dans cette partie sont analysées les variations du niveau des lobes secondaires (SLL), de la largeur à mi-hauteur (HPBW) ainsi que du rapport axial (AR) du lobe primaire obtenus après optimisations par les deux algorithmes (3.2.2) pour chaque type d'antenne élémentaire.
Les figures 3.2, 3.3 et 3.4, présentent les variations de ces quantités en fonction du nombre d'antennes. Dans le cas de l'antenne isotrope ($\underline{f_{iso}}$), les lobes secondaires ont été réduits de ≈5 dBr à ≈15 dBr de manière continue avec N_{ant}. Le niveau minimal (-35 dBr) a été atteint pour $N_{ant} = 7$. Pour l'autre antenne ($\underline{f_{dip}}$), on parvient à diminuer le niveau des lobes de ≈10 dBr ($N_{ant} = 10$) jusqu'à la disparition complète des lobes secondaires ($N_{ant} = 5$ à 9). Pour $N_{ant} \geq 10$, les lobes secondaires ont été réduits de 15-20 dB en moyenne. Pour certaines valeurs de N_{ant} (= 8, 10, 12), on remarque une grande disparité (grandes barres d'erreurs) des solutions obtenues avec le recuit simulée. Elles mettent en évidence la difficulté qu'a cet algorithme à converger vers une solution globale, laissant entendre que l'espace des solutions possède plusieurs minima locaux dans lesquels l'algorithme s'est retrouvé piégé (cela se traduit par des configurations compactes d'antennes non satisfaisantes car non symétriques).

La réduction du niveau des lobes s'est accompagnée d'une augmentation de la taille du lobe primaire (Fig. 3.3). Cette augmentation varie de 5^o à 25-30^o pour les deux antennes élémentaires. La symétrie du lobe primaire (donnée par des valeurs de AR proches de 1) est obtenue pour $N_{ant} > 10$. À petit nombre d'antennes, les dissymétries de la distribution se retrouvent dans la forme du lobe primaire.

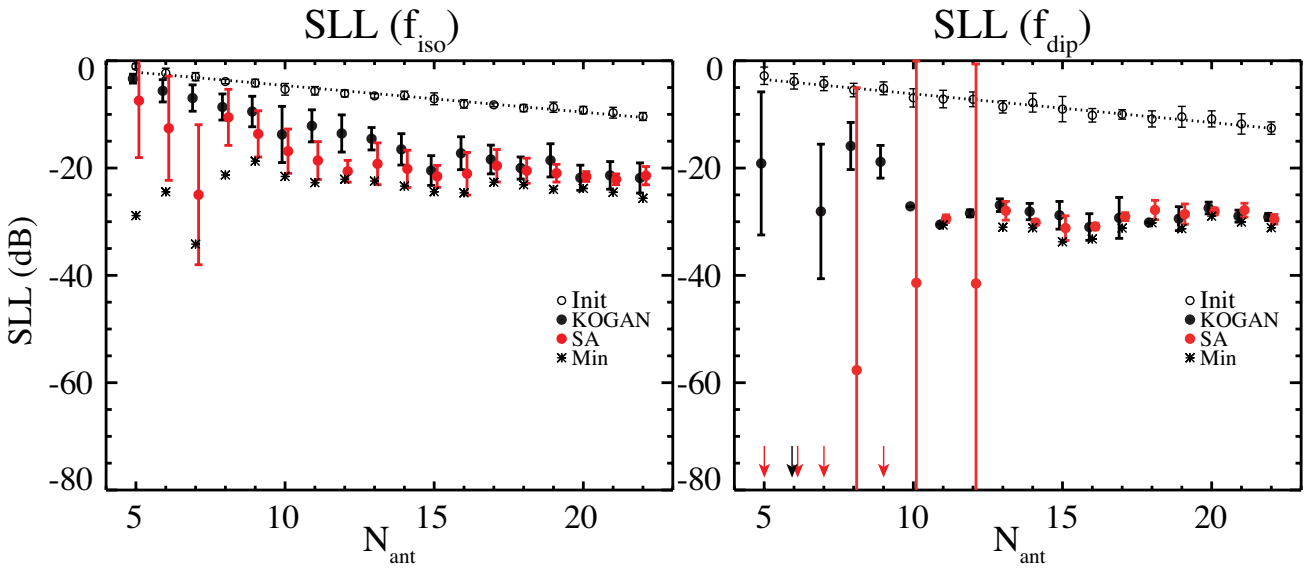


Figure 3.2. *Niveau maximal des lobes secondaires (SLL) obtenus avec les deux algorithmes SA et Kogan pour les deux lobes d'antennes élémentaires $\underline{f_{iso}}$ (gauche) et $\underline{f_{dip}}$ (droite). Chaque point et barre d'erreur représente la valeur moyenne et l'écart-type sur 10 essais. Les valeurs de SLL des 10 distributions aléatoires initiales sont représentées par des cercles vides. Les valeurs de SLL des distributions optimisées sont représentées pour l'algorithme de Kogan (cercle noir) et l'algorithme recuit simulé (cercle rouge). La ligne en pointillés représente le meilleur ajustement linéaire pour la valeur de SLL initiale. Les étoiles sont les valeurs de SLL minimales obtenues entre les deux algorithmes. Les flèches indiquent les valeurs hors échelles.*

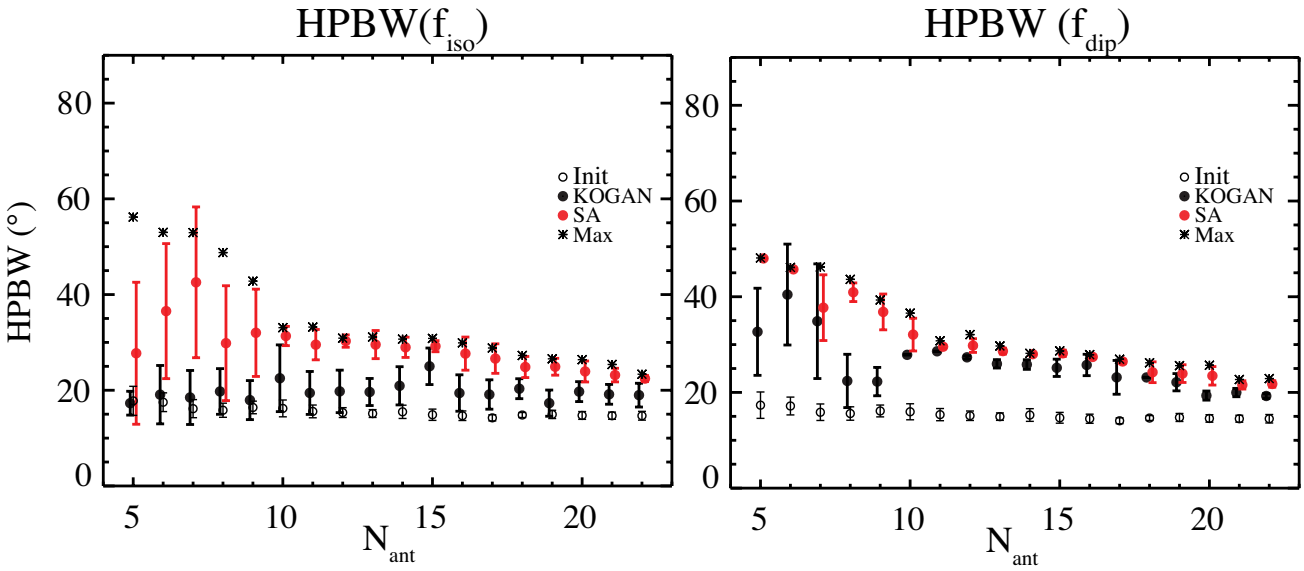


Figure 3.3. *Valeurs de largeurs à mi-puissance (HPBW) obtenues avec les deux algorithmes SA et Kogan pour les deux lobes d'antennes élémentaires $\underline{f_{iso}}$ (gauche) et $\underline{f_{dip}}$ (droite). Les conventions sont identiques à celles de la figure 3.2 sauf pour les étoiles qui représentent les valeurs maximales de HPBW obtenues entre les deux algorithmes.*

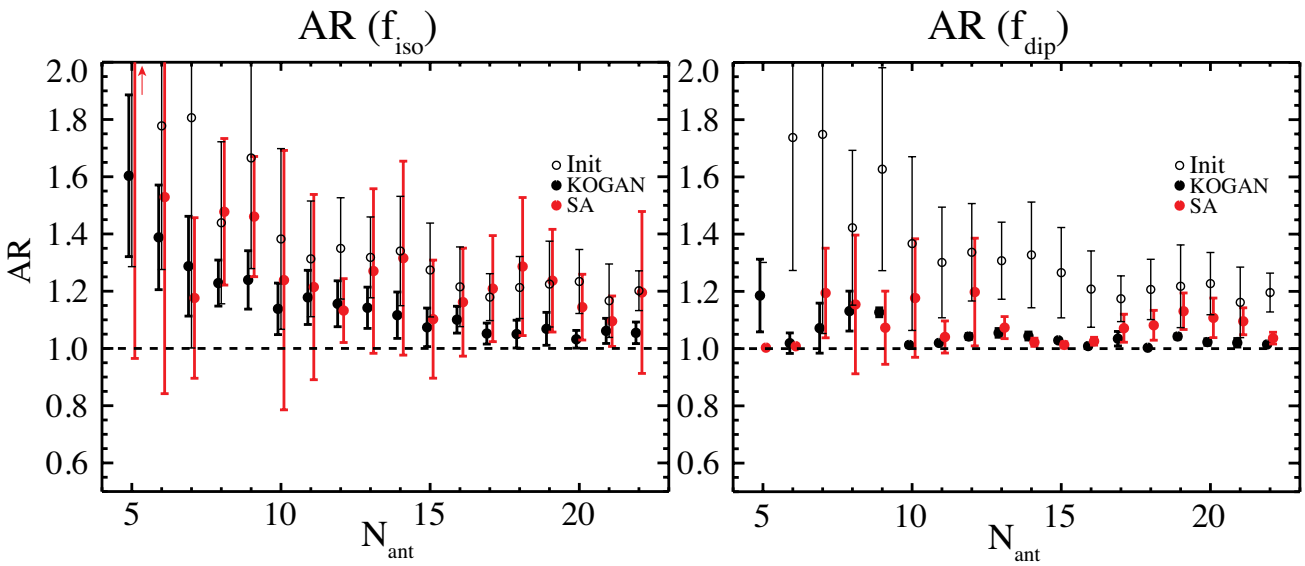


Figure 3.4. *Valeurs de rapport axial (AR) obtenues avec les deux algorithmes SA et Kogan pour les deux lobes d'antennes élémentaires $\underline{f_{iso}}$ (gauche) et $\underline{f_{dip}}$ (droite). Les conventions sont identiques à celles des figures 3.2 et 3.3 sauf pour les étoiles. La ligne horizontale (tirets) à AR = 1 représente un lobe primaire à symétrie circulaire.*

3.2.4.2 Topologie des distributions

À l'issue de cette étude, nous avons pu tirer les caractéristiques communes aux distributions optimales. En figures 3.5 et 3.6 sont présentées les topologies des distributions optimales obtenues avec les deux types d'antennes élémentaires.

1. **Ces distributions sont irrégulières** : l'irrégularité du réseau assure l'absence de lobes de réseaux et un faible niveau des lobes secondaires. Cette propriété d'irrégularité trouve également une justification par des arguments interférométriques (§4). L'irrégularité d'un réseau d'antennes permettra un meilleur échantillonnage de l'ouverture du MR sous conditions d'avoir un nombre suffisant d'antennes.
2. **Ces distributions sont des réseaux compacts** : Cette propriété assure l'obtention d'un lobe primaire de grande taille. Si on augmente davantage la compacité du réseau, celui-ci tendra vers un réseau régulier du fait de la distance minimale imposée entre les antennes. Comme la distance minimale est définie à partir de l'aire effective circulaire des antennes, la compacité maximale est obtenue pour un agencement régulier à maille triangulaire. C'est le cas de la distribution à $N_{ant} = 7$ qui se présente sous la forme d'un hexagone. Certaines distributions peuvent se composer d'un coeur d'antennes central (de même topologie que la distribution à $N_{ant} = 7$) et d'un anneau d'antennes. C'est le cas pour N_{ant}=15, 16, 17.
3. **Ces distributions présentent des symétries** : Toutes les distributions présentent une symétrie axiale par rapport à l'axe perpendiculaire au plan des antennes. Il s'agit en fait de "pseudo-symétrie" car ces distributions ne peuvent pas être superposées sur elles-mêmes par des rotations R_ϕ avec $\phi \neq 2\pi$.

3.2.5 Conséquences sur la conception de la Super Station LOFAR – *Article [P2] Partie 6*

3.2.5.1 Choix de la distribution optimale

Dans le contexte de la construction de grands réseaux constitués de sous-ensembles d'antennes (comme LOFAR ou la LSS), le choix du MR va dépendre des priorités fixées par l'argumentaire scientifique de l'instrument. Avec un nombre total d'antennes fixé, si l'orientation choisie est l'amélioration des propriétés d'imagerie de l'instrument, il sera préférable de privilégier des petits sous-réseaux (comme $N_{ant} = 5$ ou 7). La sensibilité de cette antenne synthétique sera amoindrie mais permettra une augmentation du nombre et de la variété des bases interférométriques. Au contraire, si la sensibilité de l'instrument prévaut sur ses caractéristiques d'imagerie, il faudra former des sous-réseaux à grand nombre d'antennes ($N_{ant} = 15, 16$ ou 25).
La LSS fonctionnera en tant que réseau phasé géant au sein du réseau LOFAR mais constituera également un interféromètre et un réseau phasé autonome. La sensibilité du MR est une priorité donnée par l'argumentaire scientifique. Par ailleurs, le nombre de MR disponibles ($N_{MR} = 96$) va permettre un très bon échantillonnage instantané de l'ouverture de la LSS d'un point de vue interférométrique (Chap. 4). Les distributions avec $N_{ant} = 15$ à 17 constituent des solutions optimales locales (en terme de N_{ant}) pour cette taille de MR ($N_{ant} > 10$). Elles présentent une ouverture circulaire et symétrique (AR proche de 1) et de moins en moins dense (similaire à une ouverture gaussienne) et possèdent les plus bas niveaux de lobes secondaires (inférieure à -31 dBr). En conséquence, nous choisirons une topologie de MR similaire à celles obtenues pour $N_{ant} = 15$ à 17.

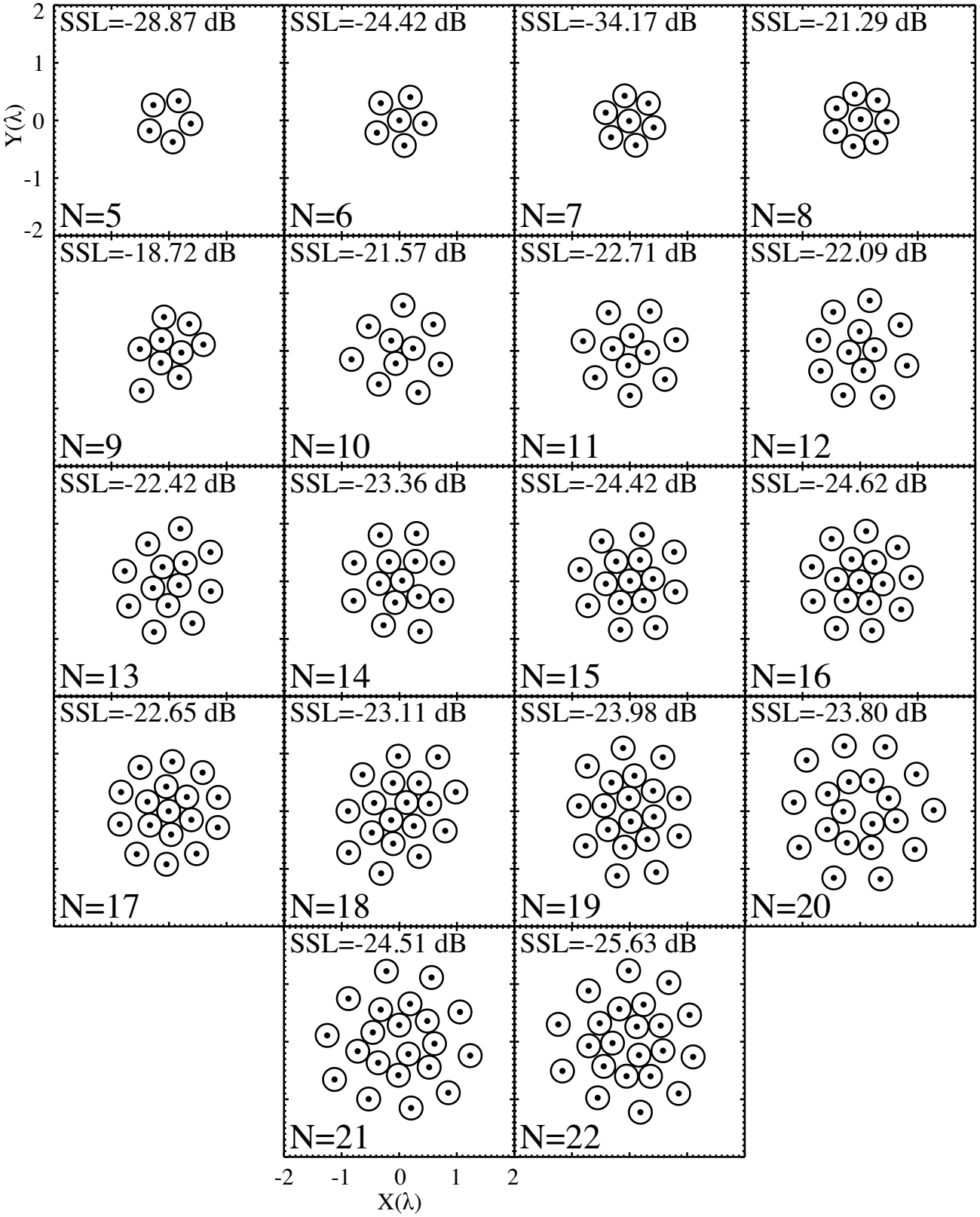


Figure 3.5. *Distributions de MR optimaux avec $\underline{f_{iso}}$ de $N_{ant} = 5$ à $N_{ant} = 22$. Pour chaque valeur de N_{ant} est reporté le niveau des lobes secondaires (SLL). Les points noirs marquent les positions des antennes et les cercles, l'empreinte de son aire effective à une fréquence f_{opt} (§3.2.5). Toutes les longueurs sont exprimées en unités de longueurs d'ondes.*

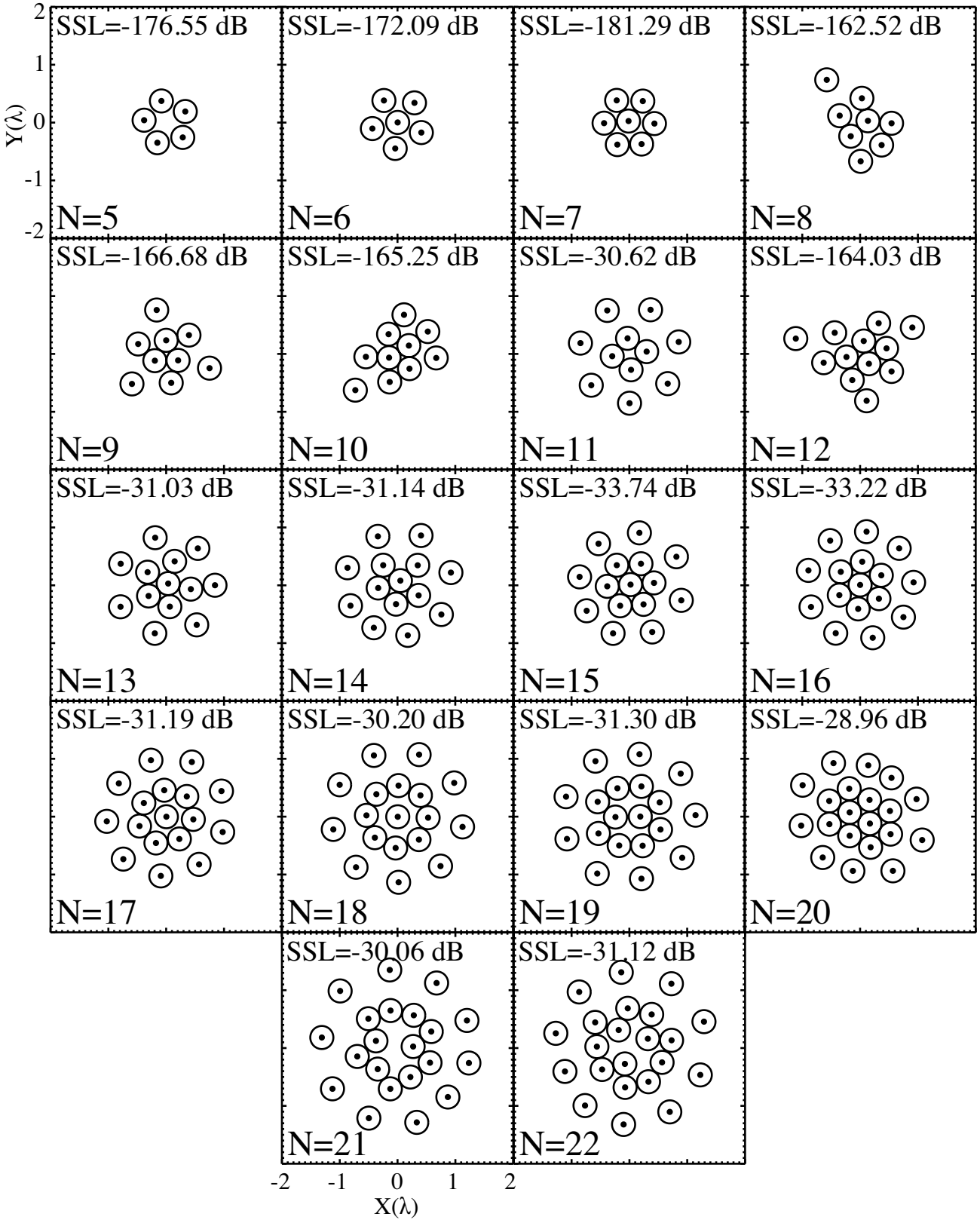


Figure 3.6. *Distributions de MR optimaux avec $\underline{f_{dip}}$ de $N_{ant} = 5$ à $N_{ant} = 22$. Pour chaque valeur de N_{ant} est reporté le niveau des lobes secondaires (SLL). Les mêmes conventions que celles de la figure 3.5 sont utilisées.*

3.2.5.2 Mise à l'échelle de la distribution optimale

Les distributions optimales déterminées dans cette étude ont des tailles normalisées à la longueur d'onde. Comme elles sont compactes et constituées d'antennes "accolées", elles définissent une longueur d'onde λ_{opt} au-dessus de laquelle les aires effectives des antennes vont commencer à se recouvrir (§3.2.3). Pour un instrument fonctionnant dans une bande $[\lambda_{min},\lambda_{max}]$, deux cas sont envisagés :

1. Si $\lambda_{opt} = \lambda_{max}$, le nombre et l'intensité des lobes secondaires seront grands à haute fréquence. Le réseau sera clairsemé et le lobe primaire résultant sera mince.
2. Si $\lambda_{opt} = \lambda_{min}$, il y aura un fort recouvrement des aires effectives aux basses fréquences et le réseau sera beaucoup moins sensible.

Le choix de λ_{opt} est le résultat d'un compromis entre les pertes tolérées d'aire effective et la qualité du diagramme de rayonnement.

Par exemple, les tuiles HBA couvrent la bande [110-250] MHz (λ_{min}=1,2 m, λ_{max}=2,7 m) et possèdent 16 éléments espacés de 1,25 m correspondant au choix $\lambda_{opt} = \lambda_{min}$. Dans les tuiles HBA, il y a un fort recouvrement des aires effectives aux basses fréquences.

Les antennes LBA, couvrant la bande [20,80] MHz (λ_{min}=3,75 m, λ_{max}=15 m) sont distribuées différemment suivant le type de station (distribution quasi uniforme pour les stations internationales et gaussienne pour les stations du coeur et *remote*). Un MR composé de plusieurs éléments, espacés d'une distance de 15 m les uns des autres, permet de ne pas perdre d'aire effective aux basses fréquences mais apparaîtra comme un réseau clairsemé aux hautes fréquences. De plus, l'ouverture à mi-puissance du diagramme de rayonnement d'un tel MR sera beaucoup plus faible et ce diagramme pourra également présenter des lobes de réseaux.

La distance inter-antenne choisie pour les MR LSS est abordée au §3.2.6.1.

3.2.5.3 Choix du mini-réseau LSS

Contraintes liées au phasage analogique des MR Une des contraintes extérieures va être imposée par la définition d'un système de phasage analogique pour le MR. Nous verrons en effet (§3.3) que ce phasage analogique est effectué à l'aide de lignes à retards discrètes constituées de câbles coaxiaux. Dans un cas idéal, chaque antenne du MR peut disposer de sa propre ligne à retards analogique, cependant, les coûts de ces systèmes deviennent prohibitifs dès que :

- le MR possède un grand nombre d'antennes
- la taille du MR augmente
- le pas de discrétisation des lignes à retard augmente

Le phasage d'une distribution régulière d'antennes dans un MR permet une réduction notable de ces coûts en permettant l'utilisation conjointe des même lignes à retards pour phaser des paires d'antennes et la possibilité de hiérarchiser le phasage en différents "étages" chargés de phaser les antennes dans deux directions différentes. Pour ces raisons (justifiées après étude du système de phasage §3.3), le MR devra être régulier.

3.2.6 Distribution du mini-réseau à 19 antennes

Pour mettre en application les conclusions tirées de l'étude d'optimisation, nous choisirons une topologie régulière de MR s'approchant le plus des solutions $N_{ant} = 15$, 17 et partageant des propriétés analogues avec elles. En particulier, un MR circulaire à $N_{ant} = 19$ et à maille triangulaire (Fig. 3.8) est une bonne approximation de la solution $N_{ant} = 17$. Le MR alors est constitué d'un coeur dense de 7 antennes entouré d'un "anneau" hexagonal à 12 antennes (Fig. 3.7).

Les réseaux à mailles triangulaires sont déjà connus et complètement traités dans la littérature [Hansen 2009, p.24],[Mailloux 2005, p.84]. Les termes de réseau associés présentent tous des lobes de réseaux dus à la régularité de la distribution des antennes.

Sur la figure 3.8 sont représentés les termes de réseaux d'un réseau à maille rectangulaire et d'un réseau à maille triangulaire (Fig. 3.8). Pour une direction de pointage arbitraire et une même fréquence, l'occurrence des lobes de réseau dans l'espace visible est moins grande dans le cas d'un réseau à maille triangulaire que dans le cas d'un réseau à maille rectangulaire. Nous utiliserons cette propriété pour diminuer le nombre "instantané" de lobes de réseaux visibles à haute fréquence. La multiplicité des lobes secondaires est également plus faible pour le réseau à maille triangulaire et présente également un lobe primaire plus symétrique.

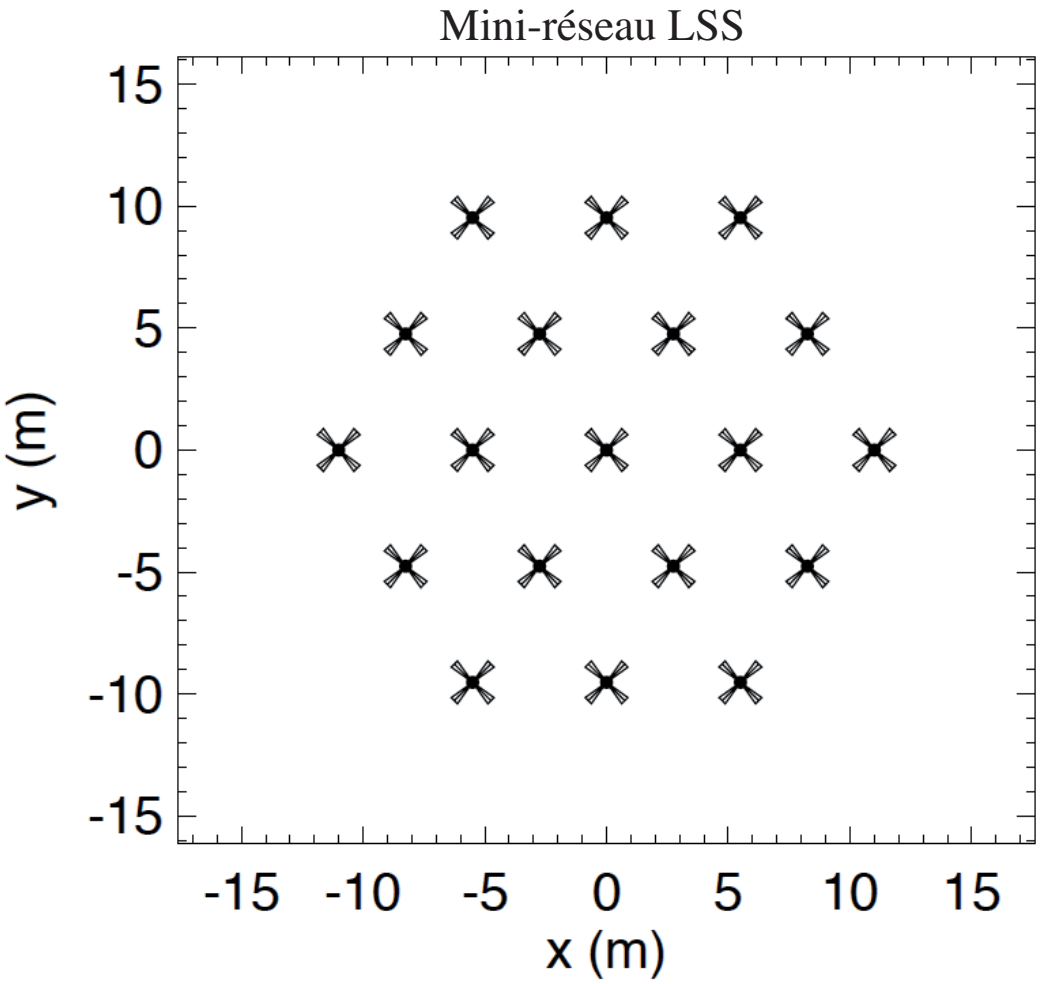


Figure 3.7. *Distribution finale du MR. Il est composé de 19 antennes arrangées sur deux hexagones concentriques. Cette distribution représente un compromis entre une solution optimale proche de celles trouvées pour $N_{ant} = 17$ (Chap. 3.2) et un réseau régulier, contraint par le phasage analogique. Chaque antenne occupe un noeud d'une maille triangulaire de côté 5,5 m.*

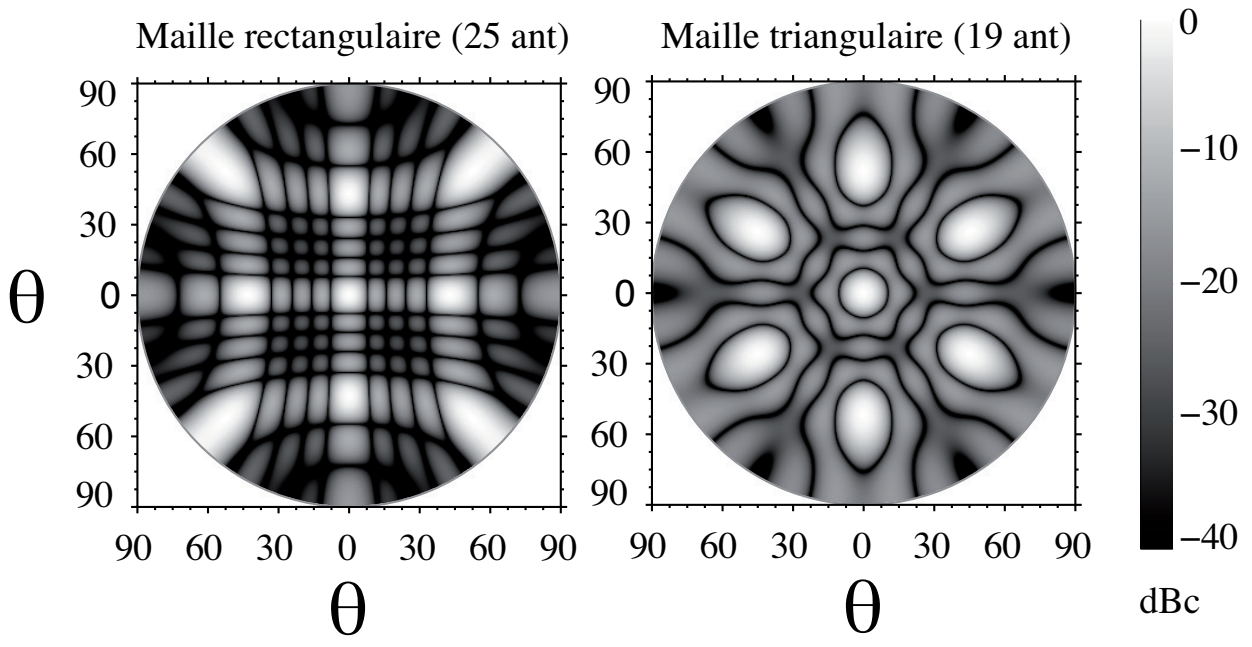


Figure 3.8. *Comparatif des diagrammes de rayonnement à F=80 MHz de deux réseaux de géométries différentes : un réseau carré de 25 antennes à maille rectangulaire et un réseau hexagonal. Les distances inter-antennes sont égales à 5,5m dans chaque cas. La maille triangulaire permet à haute fréquence d'avoir moins de lobes de réseaux dans le ciel, un plus faible nombre de lobes secondaires et un lobe primaire symétrique.*

3.2.6.1 Choix de la distance inter-antennes

La topologie du MR étant fixée, il faut choisir la distance inter-antennes (et donc choisir la longueur d'onde optimale λ_{opt} définie en §3.2.5). Nous avons considéré plusieurs distances inter-antennes d_{min} = [3,5 m, 4,5 m, 5,5 m, 6,5 m]. Pour chacune d'entre elles, nous avons calculé l'aire effective du MR ainsi que celle de la LSS en comparaison de celles d'une station LOFAR et du réseau LOFAR entier dans la bande LBA. Les calculs tiennent compte du recouvrement des aires effectives entre les antennes. Pour mettre en évidence l'effet de la géométrie des distributions, on suppose que toutes les antennes ont la même aire effective $A_{eff} = \frac{\lambda^2}{3}$ (correspondant à l'aire effective de l'antenne LOFAR LBA [ASTRON 2013a], amenant une valeur de d_{min}=0,65λ sachant que nous avions, dans le cadre de l'étude §3.2, $A_{eff} = \frac{3\lambda^2}{8\pi}$ amenant d_{min}=0,39λ). La grande sensibilité attendue de la LSS à basse fréquence orientera le choix de λ_{opt} vers la partie centrale de la bande [$\lesssim$10-20 ;80] MHz.

L'un des choix possibles est de fixer la distance inter-antennes à la valeur de la longueur d'onde de la fréquence la plus haute de la bande LSS (f_{max}=80 MHz – λ=3,75 m). Cette distance permet de ne pas avoir de lobe de réseau dans l'espace visible aux fréquences inférieures à 40 MHz, quelque soit le pointage. Cet apport améliore la qualité de la mesure aux BF. Cependant, cette amélioration notable du lobe aux BF s'accompagne de la perte d'aire effective aux BF par recouvrement.
À l'inverse, en fixant la distance inter-antenne à la plus grande longueur d'onde (f_{min}=20 MHz – λ=15 m), la taille d'un seul MR devient rédhibitoire pour la construction de la LSS (car son extension spatiale à Nançay est limitée et doit contenir 96 MR à Nançay). Un bon compromis entre qualité du lobe primaire et la perte d'aire effective aux basses fréquences pourrait être $\lambda_{opt} \sim \sqrt{\lambda_{max}\lambda_{min}}$= 7,5 m. Cette distance est égale à $\lambda/2$ à 20 MHz.

La distance inter-antennes, finalement adoptée pour le MR, sera égale à $d_{min}=\lambda/2$=5,5 m. Cette distance représente un compromis raisonnable entre les pertes d'aire effective aux BF du MR individuel (et donc celle de la LSS), la qualité du lobe primaire du MR et l'occupation spatiale de la LSS (également

contraintes par des critères d'imagerie cf. §4).

Aire effective MR En figure 3.9 (gauche) est représenté la comparaison de l'aire effective du MR à 19 antennes (traits pleins) avec l'aire effective d'un champ de 96 antennes LBA (tirets) en fonction de la fréquence. La fréquence $f_{opt} \approx 30$ MHz (associée à $\lambda_{opt} = 10$ m) indique la fréquence en dessous de laquelle il y aura recouvrement des aires effectives des antennes. La courbe grise représente l'aire effective du MR sans prise en compte du recouvrement des aires des antennes ; à l'inverse, la courbe noire montre l'effet de ce recouvrement matérialisé par la rupture de pente à f_{opt}. L'aire effective totale continue néanmoins de croître grâce aux 12 antennes situées sur l'anneau extérieur du MR.

Le panneau de droite de la figure 3.9 montre l'angle zénithal de pointage du MR pour lequel un lobe de réseau entre dans l'espace visible ($\theta \leq 90^o$). En dessous d'une fréquence $f = 27$ MHz, aucun lobe ne rentrera dans l'espace visible. Au contraire, pour $f \geq 55$ MHz, les lobes de réseau seront présents dans l'espace visible quel que soit la direction de pointage.

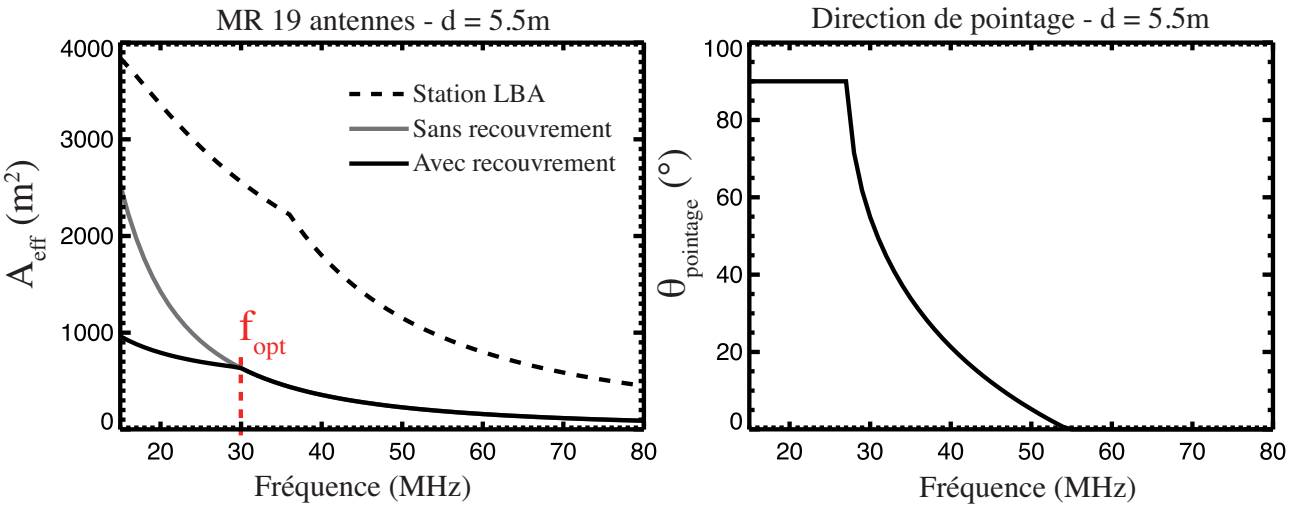


Figure 3.9. *(Gauche) Aire effective d'une station LOFAR LBA (tirets) et d'un MR à 19 antennes avec (noir) et sans (gris) prise en compte du recouvrement des aires effectives entre les antennes. (Droite) direction de pointage pour laquelle le premier lobe de réseau apparait dans l'espace visible. En-dessous de 27 MHz, aucun lobe de réseau n'entrera dans l'espace visible. Au-dessus de $f \geq 55$ MHz, des lobes de réseau seront présents dans l'espace visible même pour un pointage au zénith. Entre ces deux fréquences, les lobes de réseaux entrent dans l'espace visible pour des directions de pointage de plus en plus proches du zénith, quand la fréquence augmente.*

Aire effective LSS À l'échelle de l'instrument global, nous pouvons également comparer l'aire effective de la LSS avec celle du coeur de LOFAR (seul réseau utilisable en mode sommation cohérente), celle du réseau LOFAR entier et celle d'un radiotélescope de 300m de diamètre (équivalent du radiotélescope d'Arecibo) (Fig. 3.10 gauche). On évalue, sur le panneau de droite, l'aire effective relative de la LSS. Sur la bande [35-80] MHz, la LSS possède une aire effective représentant environ 70% de l'aire effective totale de LOFAR. À plus basse fréquence, ce niveau s'élève à 80-85%. L'aire effective de la LSS va cependant représenter au minimum $\approx$ 160% de l'aire effective du coeur de LOFAR au-dessus de 35 MHz et va presque doubler (190-200%) celle-ci en-dessous de 35 MHz.

Vers $f = 23$ MHz, la LSS a une surface collectrice équivalente à celle d'un radiotélescope de 300m. La LSS formera donc un équivalent local du radiotélescope d'Arecibo à basse fréquence et de taille 1,3 fois supérieure à f=15 MHz.

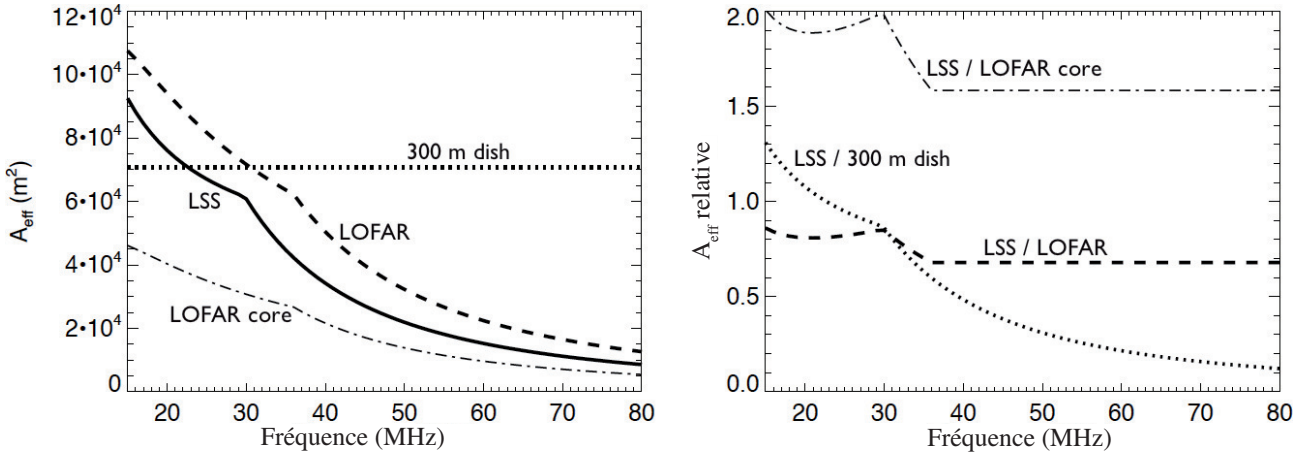


Figure 3.10. *(Gauche) Aire effective de la LSS en fonction de la fréquence comparée à celle d'un télescope de 300 m de diamètre (pointillés), à celle de LOFAR (tirets) et le coeur de LOFAR (pointillés et tirets). Le calcul prend en compte le recouvrement des aires effectives entre les antennes.*
(Droite) Aire effective relative de la LSS déduite du graphe de gauche.

Conséquences sur la distribution de la LSS Le choix de la distance d_{min} va avoir un impact sur la taille totale de la LSS ainsi que sur la distribution relative des MR. Sur la figure 3.11 (gauche) sont représentés le rayon physique du MR (pointillé), le rayon effectif (déduite de l'aire effective) d'un MR avec recouvrement (noir) et sans recouvrement (gris). On représente les mêmes quantités sur la figure 3.11 (droite) pour la LSS. Le rayon effectif du MR avec recouvrement (courbe noire) tient également compte de l'occupation physique des MR (un hexagone à 19 antennes est inscrit dans un cercle de rayon $r_{MR} \approx 2d_{min} = 11$ m). En tenant compte de l'aire effective des antennes situées en bord de MR, on obtient, à 80 MHz, un rayon effectif d'environ 12 m et à 20 MHz, un rayon effectif d'environ 18m.

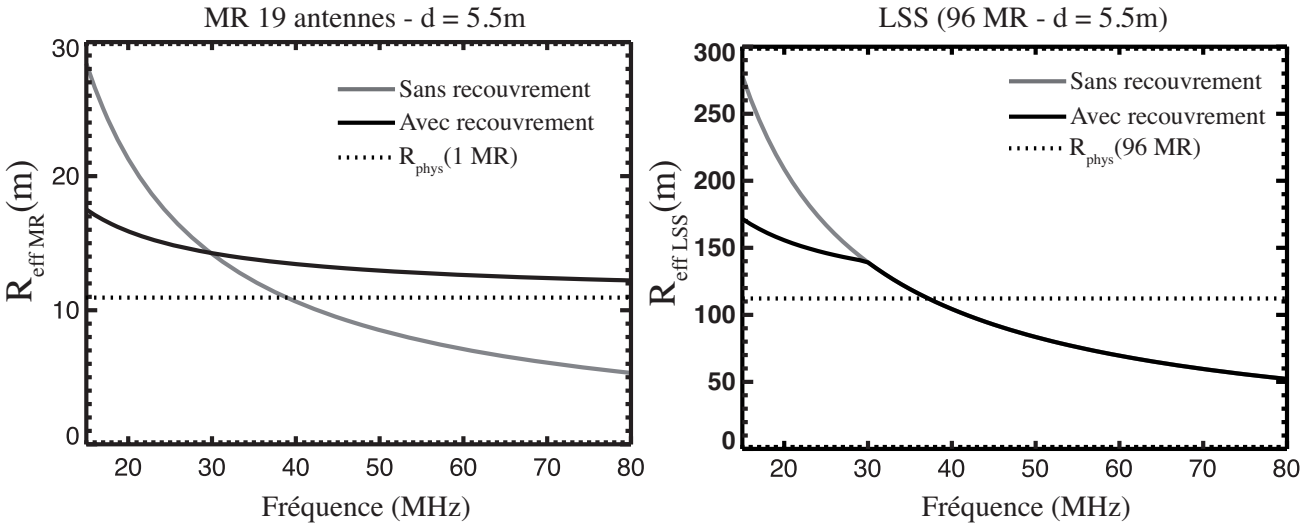


Figure 3.11. *Rayon effectif du MR (gauche) et de la LSS (droite) (déduite de l'aire effective du MR) en fonction de la fréquence pour une distance inter-antenne de 5,5m. Le trait en pointillé représente le rayon physique d'occupation des MR (représenté par un cercle de rayon 11m).*

De façon analogue, on peut évaluer la taille minimale de la LSS ayant la surface équivalente à la somme des surfaces physiques des 96 MR. Ce disque a un rayon de $R_{phys} = (\frac{96\pi(d_{min}/2)1{,}099}{\pi})^{1/2}$ (le facteur 1,099 permet de tenir compte de la surface perdue lors de l'assemblage des MR circulaire avec une compacité maximale).

À une fréquence donnée, la courbe de rayon effectif sans recouvrement (grise) permet d'évaluer quelle serait la taille de la LSS permettant de ne pas avoir de recouvrement d'aire effective entre les MR. Par exemple, une distribution uniforme de MR sur un disque de 200 m de diamètre permet le non-recouvrement des aires effectives jusqu'à une fréquence de seulement 21 MHz.

La distribution des MR dans le champ LSS va par ailleurs dépendre des caractéristiques attendues de l'interféromètre (ex : distribution des lignes de bases).

3.2.6.2 Diagrammes de rayonnement du mini-réseau

Nous avons tracé le diagramme de rayonnement du MR pour 4 fréquences caractéristiques (20, 40, 60, 80 MHz) sur la figure 3.12. Sur chaque ligne est représentée (gauche) la projection du diagramme de rayonnement avec une antenne isotrope et (droite) avec l'antenne LSS (réponse calculée avec les simulations NEC en prenant en compte la présence d'une grille et d'un sol moyen (Chap. 2 et §2.3.3)).

La table 3.1 regroupe pour chaque fréquence, la largeur à mi-hauteur du lobe primaire dans les plans principaux de l'antenne ainsi que le niveau maximum des lobes secondaires.

Table 3.1. *Largeurs à mi-puissance (HPBW) et niveau maximal de lobes secondaires (SLL) du MR, dans les plans principaux de l'antenne élémentaire. À hautes fréquences, les lobes de réseaux sont présents dans l'espace visible et sont responsables du haut niveau des lobes secondaires.*

F (MHz)	**HPBW E(^{o})**	**HPBW H (^{o})**	**SLL (dBr)**
20	33.4	34.1	-22.4
40	17.5	17.5	-15.8
60	11.8	11.8	-4.9
80	8.8	8.8	-2.04

Le diagramme à 80 MHz contient le lobe primaire ainsi que 6 lobes de réseaux. Avec un réseau régulier d'antennes séparées de d = 5,5 m, on aurait 8 lobes de réseaux ainsi qu'une multitude de lobes secondaires forts. De plus, le lobe primaire (ainsi que tous les autres lobes) serait inscrit sur une maille rectangulaire (les localisations des zéros sont rectangulaires et se déduisent de fonctions sinus cardinales - Fig. 3.8).

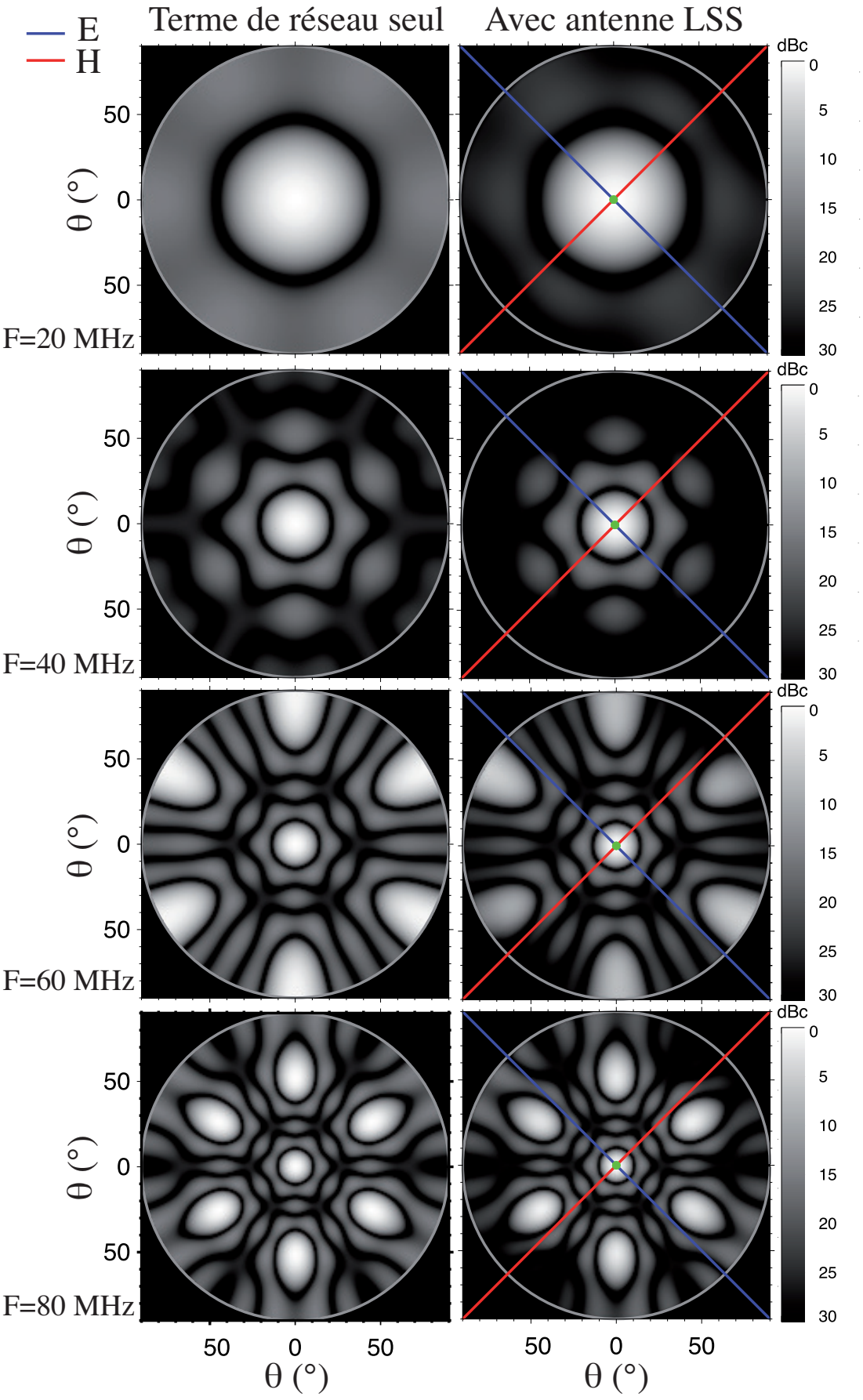


Figure 3.12. *Diagrammes de rayonnement du MR pour les fréquences caractéristiques 20, 40, 60 et 80 MHz. (gauche) diagramme de réseau seul (avec antenne isotrope). (droite) diagramme du MR après multiplication par le lobe de l'antenne élémentaire orienté à 45° par rapport au réseau. Les plans principaux **H** et **E** (traits rouge et bleu) de l'antenne sont pivotés de 45° par rapport à la direction Nord-Sud. Les valeurs de largeur à mi-hauteur ainsi que les niveaux des lobes secondaires sont rassemblées dans la table 3.1.*

3.3 Phasage des mini-réseaux

3.3.1 Introduction

Le MR du projet LSS est, sur le principe, analogue à une tuile HBA d'une station LOFAR. Ce MR a pour rôle de combiner les signaux de plusieurs antennes afin de constituer une antenne synthétique de grande sensibilité. Cette combinaison nécessite au préalable la compensation des délais géométriques d'arrivée des plans d'ondes provenant des sources astrophysiques observées. Cette compensation se traduira par le déplacement du lobe primaire en direction de la source observée. Le diagramme de rayonnement de cette antenne "virtuelle" pourra donc être pointé dans des directions particulières par un ensemble de déphasages appliqué électriquement aux antennes avant la combinaison de leurs signaux dans des sommateurs.

Les antennes du MR étant fixes sur le sol, on parlera dans la suite de "pointage électronique", ou de "phasage", dans une direction donnée, pour parler de l'opération équivalente au pointage mécanique d'une antenne radio parabolique vers une direction dans le ciel.

Cette partie traite de la question du phasage des antennes du MR ainsi que de la réalisation complète du système de phasage par utilisation de lignes à retards.

Les antennes du MR possèdent des positions relatives fixées (§3.2.6). Cette distribution (Fig. 3.7) possède plusieurs symétries axiales et centrales qui pourront être mises à profit dans la réalisation du système de phasage. Les 96 MR de la LSS possèderont des systèmes de phasage identiques. Cependant, les rotations relatives des MR (Chap. 4) vont entrainer la rotation du repère dans lequel est construit le système de phasage. Ainsi, pour une direction locale (θ, ϕ) du ciel, les directions à viser, dans le repère local tournant des MR, seront différentes d'un MR à l'autre. Avant d'énoncer les contraintes s'appliquant au phasage des antennes du MR et la description du système du phasage y répondant, il faut dans un premier temps s'intéresser aux aspects théoriques et pratiques du phasage d'un réseau simple d'antennes.

3.3.2 Théorie du phasage des antennes d'un réseau simple

3.3.2.1 Déphasage naturel entre antennes

Soit un réseau linéaire formé de 3 antennes identiques ant_1, ant_2 et ant_3 espacées d'une distance d et alignées dans le plan $\phi = 90^o$. Nous choisissons arbitrairement ant_2 comme référence temporelle (ou "référence de phase"). Une onde EM plane, en provenance de la direction θ par rapport au zénith, va atteindre chaque antenne en des temps différents comme représenté en figure 3.13. Ayant pris ant_2, comme référence de phase, l'onde atteindra l'antenne ant_1 avec un retard de Δt avec

$$\Delta t = \frac{d\cos(\theta)}{v} \tag{3.4}$$

où v est la célérité de l'onde dans le milieu (dans l'air, on supposera $v = c$).
À l'inverse, l'onde atteindra l'antenne ant_3 avec une avance de Δt. Si ces retards relatifs ne sont pas corrigés entre les antennes, la sommation de leurs signaux sera "incohérente" et la sensibilité résultante du réseau non optimale.
Pour pouvoir sommer correctement les signaux de chaque antenne, il faut compenser les différences de chemin optique (ou DDM [1]) matérialisés en vert sur la figure 3.13 entre chacune des antennes ant_1 et ant_3.

1. Différence de marche

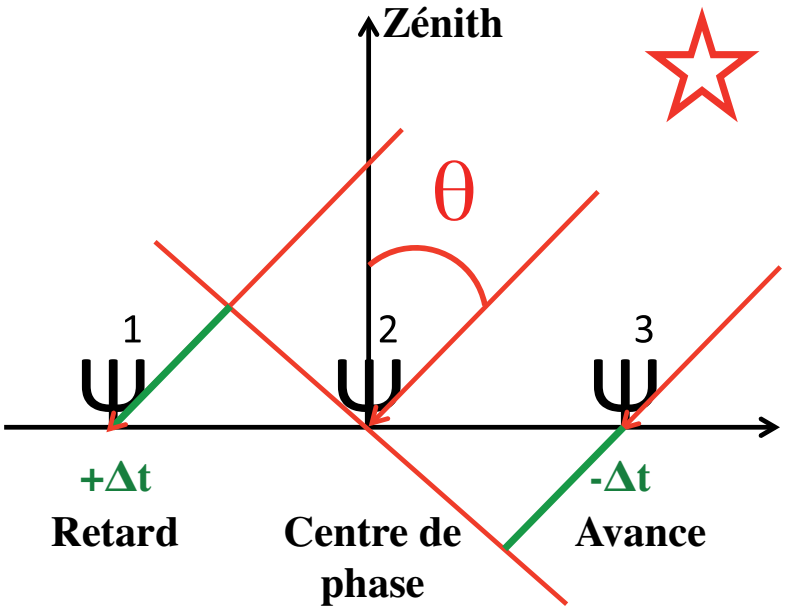


Figure 3.13. *DDM naturelle entre les antennes d'un réseau. En définissant ant_2 comme antenne de référence, un plan d'onde arrivant de la direction θ arrivera avec une avance (resp. un retard) sur l'antenne ant_3 (resp. ant_1) représenté en vert.*

3.3.2.2 Compensation et pointage

La compensation des délais géométriques entre les antennes, pour un plan d'onde provenant d'une direction donnée, est équivalente au pointage du maximum de la réponse d'un réseau d'antennes (i.e. le lobe primaire) vers cette direction. On observera donc de manière cohérente une source en donnant au système de phasage, l'ordre de pointage nécessaire au placement du lobe primaire dans cette direction.

D'après l'équation 3.2, on peut écrire la valeur du terme de réseau pour une direction de pointage $\vec{R_0}$ (notation de la figure 3.1).

$$\underline{F}(\vec{R}(\theta,\phi),\vec{R_0}) = \sum_{i=1}^{N_{ant}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}.\vec{r_i}.(\vec{R}-\vec{R_0})} \tag{3.5}$$

Dans eq. 3.5, $|\underline{F}|$ est maximal pour $\vec{R} = \vec{R_0}$. Cette situation correspond à un déplacement en bloc du diagramme de rayonnement vers la direction $\vec{R_0}$ qui sera la nouvelle direction du lobe primaire.

3.3.3 Réalisation pratique du phasage d'un réseau simple

3.3.3.1 Nature des déphasages

Chromaticité Cette compensation est réalisable par insertion de délais "vrais" ("true-time delays") ou des déphasages (généralement représentés par un facteur complexe $e^{j\Phi}$, avec Φ, la phase en radian). Le premier type de compensation peut se réaliser de manière analogique en utilisant à dessein le retard de propagation des signaux dans des câbles coaxiaux (ou des pistes électroniques). Pour un câble possèdant des propriétés fréquentielles uniformes, le retard ne dépendra pas de la fréquence et sera achromatique.

Le second type de déphasage est au contraire chromatique : en effet, par la relation générale $\Phi = \omega t = 2\pi f\tau$, on a, pour une valeur de Φ donnée, un produit $f \times \tau$ constant. Ainsi, le délai τ appliqué à un signal dépendra de la fréquence de ce signal et aura une dépendance en f^{-1}. Parce qu'il est nécessaire

de conserver des signaux analogiques avant la numérisation du signal, c'est un phasage analogique achromatique par câble qui a été choisi pour le MR. Il est également possible de construire des systèmes de phasage analogiques avec des composants discrets (résistance, capacité, inductance) pour réaliser les équivalents électriques de ces câbles (modélisés par des circuits RLC). Le caractère peu onéreux de ces systèmes et leur compacité pourrait à l'avenir permettre le phasage complet d'une distribution irrégulière d'antennes. Une étude consacrée à ces systèmes a fait l'objet d'un stage [Lecarpentier 2011]. Cependant, les circuits RLC possèdent des propriétés de filtrage du signal rendant alors incompatible leur utilisation avec la construction d'un système "large bande".

Phasage par câbles Si au retard Δt, on associe la longueur de câble ΔL (par $\Delta L = v\Delta t$ où v est la célérité de l'onde dans le câble), alors, d'après la figure 3.13, il apparaît nécessaire d'utiliser un câble de longueur négative pour compenser le retard de l'antenne ant_1 par rapport à ant_2. Il est évidemment impossible de faire cela en pratique. Cependant, en raisonnant de manière relative par rapport à un centre de phase (ant_2), il est possible de retarder le signal de ant_2 par l'ajout d'une longueur de câble fixe L supplémentaire. En déplaçant le "zéro" de la référence de phase, on s'assure que tous les câbles nécessaires, pour compenser les avances ou les retards, ont des longueurs positives.

En plaçant le câble de longueur constante L sur ant_2, nous avons maintenant besoin d'une longueur de câble $L + \Delta L$ pour retarder le signal de ant_3 et $L - \Delta L(> 0)$ pour compenser le retard de ant_1. Ce câble fixe sera généralement présent sur les antennes situées aux centres de phase du réseau.

3.3.3.2 Discrétisation des retards

Structure d'une ligne à retards Pour pointer de manière continue toutes les directions du ciel, il serait nécessaire d'utiliser des câbles dont la longueur varie continûment pendant une observation (à l'image des lignes à retards continues utilisées pour compenser les différences de marche entre des télescopes aux longueurs d'ondes du visible). De manière pratique et historique (RDN, LOFAR HBA), il est nécessaire de discrétiser le phasage (et donc discrétiser les longueurs de câbles dans des lignes à retards). Une conséquence directe est la discrétisation du nombre de directions accessibles sur le ciel. Les lignes à retards du système de phasage seront composées d'une succession de cellules élémentaires commutables possédant chacune des propriétés de déphasage différentes (mais constantes) pouvant se placer sur le trajet d'un signal. Ces cellules possèdent chacune deux états :

1. état déphasant : le signal entrant dans la cellule sera retardé.
2. état non déphasant : le signal entrant ne sera pas retardé.

Chaque cellule contiendra des longueurs croissantes de câbles suivant une progression géométrique. La cellule de déphasage permettant le plus court déphasage (i.e. la cellule contenant le câble le plus court, noté l_{min}) définira le pas de discrétisation des chemins optiques à compenser. Le nombre de cellules, construites à partir du câble de longueur l_{min}, influera sur l'amplitude maximale de compensation possible et donc définira la taille du champ de vue (autour du zénith) dans lequel le pointage pourra être effectué.

Pour un réseau de 3 antennes espacées de $d_x = 5,5$ m, la différence de marche (dans l'air) à compenser entre les antennes pour pointer la direction $\theta = 45^o$ est $ddm = d_x \sin\theta = d_x \frac{\sqrt{2}}{2}$. Le nombre de pas est $N_{pas} = \frac{ddm \times v}{L_{min} \times c}$ avec v et c, les célérités de l'onde dans le câble et dans le vide. Si $L_{min} = 20$ cm, alors $N_{pas} = 38.89 \approx 39 L_{min}$. Pour pointer la direction θ, il faudra que le système permette la compensation d'environ 39 fois la plus petite longueur de câble.

Encodage binaire du pointage Pour une direction quelconque θ, les différences de marche à compenser seront donc décomposées sur une base à progression géométrique de raison 2 en unité de L_{min}. Cela permettra d'encoder l'information du déphasage sous forme d'un mot binaire dont la longueur dépend du nombre de cellules de la ligne à retards. Il est donc nécessaire de définir un nombre de cellules (et donc un nombre de "bit", N_{bits} définissant la longueur de ce mot). Nous verrons dans le dimensionnement du système de phasage du MR que les définitions de L_{min} et N_{bits} seront interdépendantes et définiront la taille du champ de vue désiré et la résolution du pointage (§3.3.5).

Pour reprendre l'exemple précédent, $N_{pas} = 39l_{min} = 1 + 2 + 4 + 32 = 1 \times 2^0 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^4$ s'écrivant plus simplement sous forme binaire par le mot "11101". Ainsi, pour pointer la direction θ, il faudra au minimum une décomposition de la ligne à retards à 5 bits. Ce mot est la traduction du déphasage et sera "l'ordre de phasage" servant à commuter les états des cellules. Plus le nombre de bits sera important et plus l_{min} sera petit, plus le système de déphasage discret s'approchera de la valeur du déphasage exact.

Pour le MR, le choix du niveau de discrétisation (valeur de N_{bit} et L_{min}) dépendra des contraintes formulées dans le cahier des charges (§3.3.4).

Pour un réseau linéaire formé par 3 antennes (Fig. 3.14 (gauche)), l'antenne centrale va jouer le rôle de centre de phase et ne va pas être connectée aux cellules commutables (constituant les lignes à retards) mais va être connectée à une ligne de longueur fixe. Du fait de la symétrie des antennes par rapport à l'antenne centrale, les ant_1 et ant_3 vont posséder des lignes à retards identiques. Ce système est proche de celui utilisé pour phaser les blocs Nord-Sud et Est-Ouest du RDN [Rosolen 1977].

Les lignes à retards possèdent 7 cellules (7 bits) qui contiennent des câbles de longueurs croissantes de 1, 2, ..., 64×l_{min} (Fig. 3.14 (gauche)).

Mise en commun des lignes à retards Du fait de la symétrie du réseau à 3 antennes, les rôles de ant_1 et ant_3 sont inversés suivant que l'on pointe la direction θ ou "$-\theta$" (en fait θ avec l'azimut $\phi + 180^o$). Il en résulte que les ordres de phasage pour les lignes à retards d'ant_1 et d'ant_2 (Fig. 3.14 (gauche)) sont complémentaires. En d'autres termes, l'ensemble des cellules servant à déphaser le signal de ant_1 ne sert pas à déphaser celui de l'ant_3. À partir de ce constat, il est possible de "mutualiser" deux lignes à retards séparées en une seule (Fig. 3.14 (droite)) de manière à ce que toutes les cellules servent au déphasage du signal d'une antenne à chaque instant. Cette amélioration se traduit par une division par deux des longueurs de câbles nécessaires. Nous exploiterons cette propriété dans la suite. La seule contrainte de cette amélioration est d'associer les antennes par paires symétriques. Chaque paire sera phasée avec une seule ligne à retards qui possèdera alors deux voies (Fig. B.1).

Les longueurs des plus longues cellules ainsi que celle du câble fixe sur ant_2 sont diminuées d'une longueur l_{min} afin d'assurer un phasage correct entre les antennes (le phasage au zénith présenter en figure 3.15 (haut) permet de s'en convaincre en comparant la somme des longueurs des cellules rouges avec la longueur de la cellule bleue).

Phasage analogique à 3 antennes Le principe du pointage d'un réseau linéaire simple par utilisation de lignes à retards à deux voies est illustrée pour deux directions en figure 3.15. Les cellules possèdent une couleur correspondant à l'antenne sur laquelle le déphasage correspondant est appliqué.

En figure 3.15 (haut), le système est configuré pour un pointage au zénith ; le signal de chaque antenne est déphasé de la même quantité. L'ordre de phasage est "0111111" (l'ordre "1000000" produit également le même état) et permet à ant_1 et à ant_3 d'être phasée avec ant_2.

En figure 3.15 (bas), le système est configuré pour pointer la première direction voisine du zénith. Pour un signal provenant de cette direction, il faut compenser les différences de marche entre les antennes en créant une « rampe » de phase progressive entre les antennes. La commutation des cellules permet de répartir les cellules entre les antennes symétriques ant_1 et ant_3 de manière à créer cette rampe. Par ce système, les cellules sont constamment utilisées pour déphaser le signal de l'une ou l'autre des

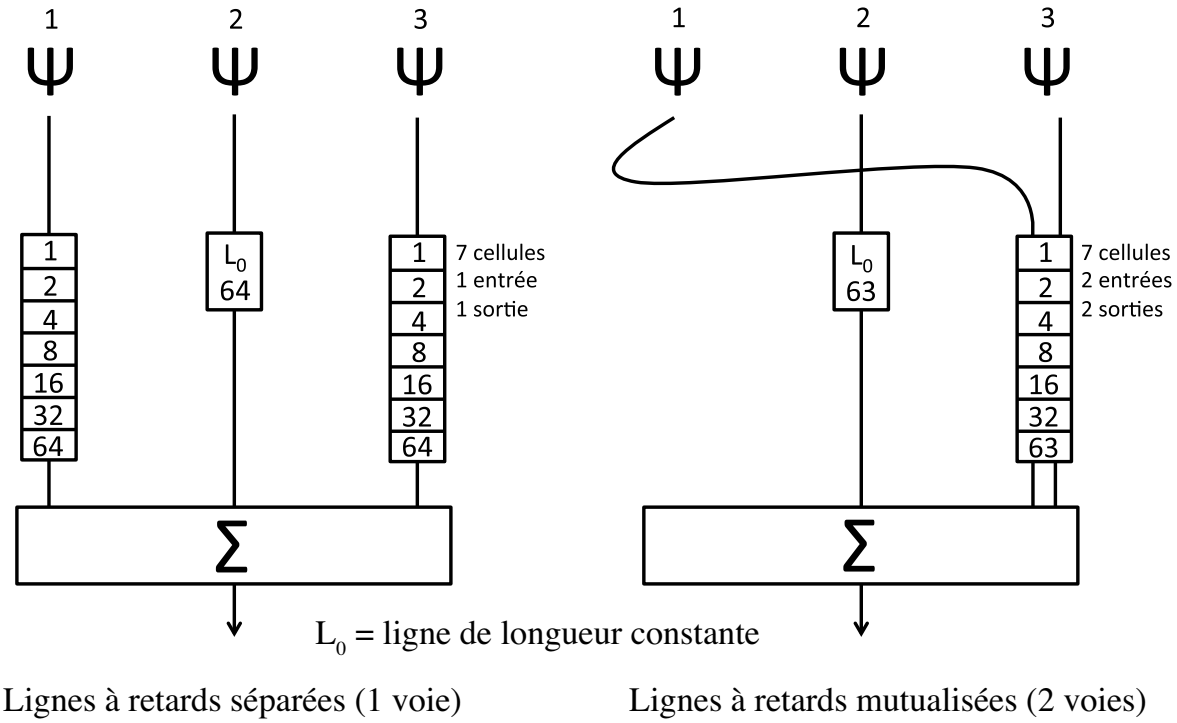


Figure 3.14. *Système de phasage (lignes à retards 7 bits et sommateur) d'un réseau linéaire à 3 antennes. (Gauche) système de phasage équivalent à celui d'une ligne E-W du réseau décamétrique de Nançay. Chaque ligne à retards est conçue pour déphaser le signal d'une seule antenne (qui est une tuile de 8 antennes en réalité).*
(Droite) Mutualisation des deux lignes à retards en une unique ligne à retards à 2 voies. À chaque instant, tous les câbles sont utilisés pour déphaser les signaux d'ant$_1$ et d'ant$_3$. Il faut cependant que ces antennes soient symétriques par rapport à l'antenne de référence ant$_2$.

antennes. L'ordre de phasage est ici "1000001" et l'ordre de pointage correspondant à une direction symétrique par rapport à l'axe vertical serait obtenu en prenant l'ordre complémentaire "0111110".

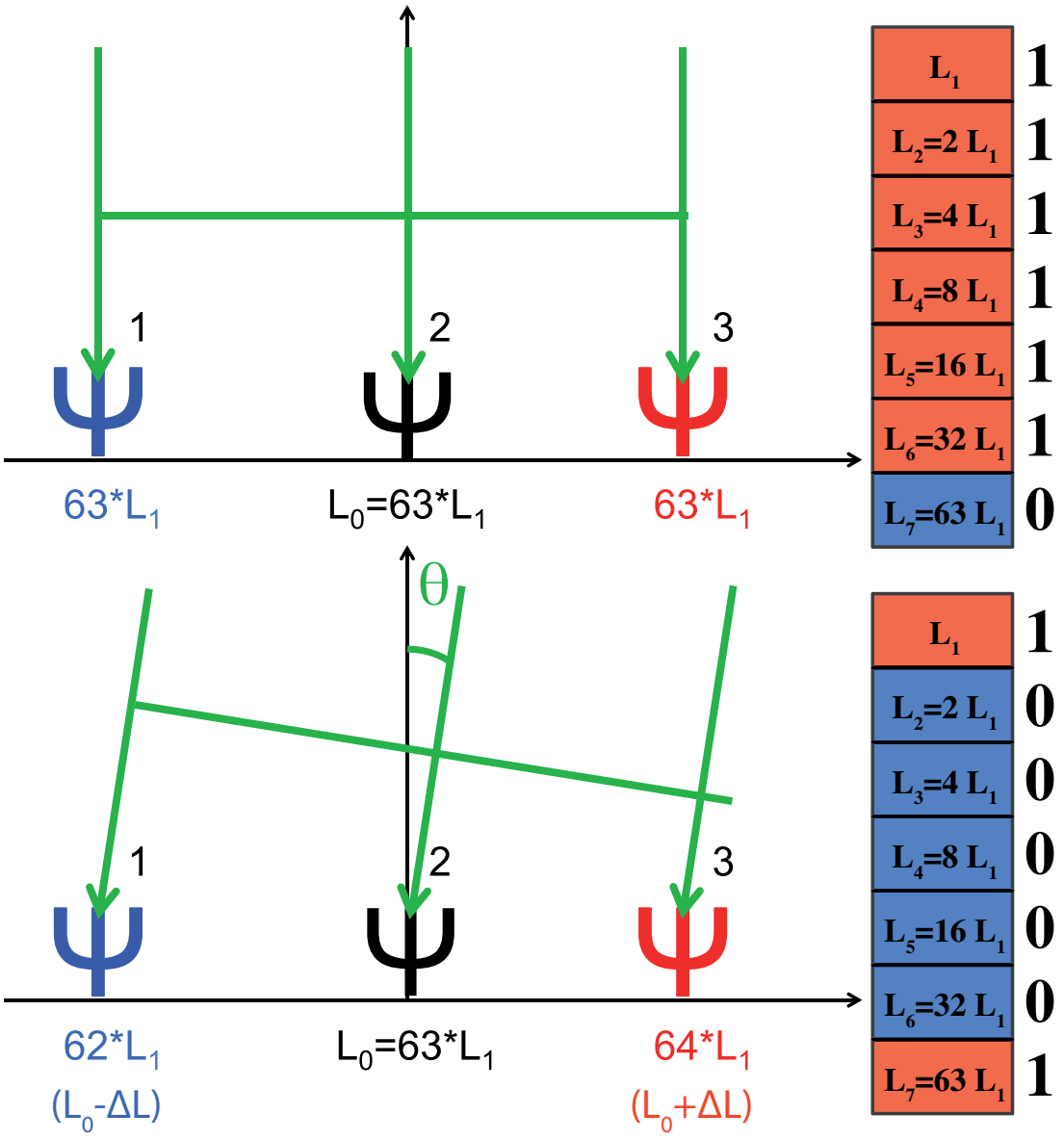


Figure 3.15. *Principe du pointage du réseau à 3 antennes avec une ligne à retards à 7 bits suivant la direction d'arrivée du signal. (Haut) configuration au zénith, chaque signal subit le même déphasage. (Bas) première direction pointée proche du zénith par la création d'une rampe de phase entre les antennes.*

3.3.4 Cahier des charges LSS

3.3.4.1 Contraintes

Le pointage des MR doit permettre deux utilisations : l'observation d'une radiosource à l'échelle d'un MR (étalonnage, observations de grandes structures) mais également un pointage compatible avec le système de commande de LOFAR (en terme de champ de vue et de "résolution de pointage" sur le ciel).
On définit alors, la section du ciel qui doit être accessible par le MR par les domaines : $\theta \in [0, 70^o], \phi \in [0, 2\pi]$ (avec θ, ϕ l'angle zénithal et l'azimut dans le repère sphérique local du MR). L'élévation minimale de 20^o correspond à celle choisie pour LOFAR.
Plusieurs facteurs vont contraindre la réalisation du système de phasage et les stratégies de pointage de sources par un MR :

- L'utilisation des entrées analogiques "LBL" du cabinet LOFAR impose aux signaux provenant des MR d'être analogiques. Le phasage doit donc également être constitué d'éléments analogiques excluant donc toute étape de numérisation du signal.
- Le phasage des antennes doit être achromatique de manière à pouvoir phaser les antennes indépendamment de la fréquence sur toute la bande d'observation des MR. Le système de phasage sera constitué d'éléments analogiques introduisants des "retards vrais" ("true time delay") comme des câbles coaxiaux.
- La variation de directivité entre des pointages successifs va définir la quantité de directions pointables sur le ciel (et donc la cadence de pointage des MR). En particulier, on limitera ces variations à $\leq 10\%$ de la directivité maximale D_{max} à 80 MHz (correspondant au lobe primaire le plus fin). Le lobe primaire étant naturellement plus large à plus basses fréquences, une variation en directivité inférieure à 10% sera assurée.
- L'utilisation d'antennes élémentaires non isotropes est à l'origine d'une erreur de pointage (§3.3.7) dépendant de la fréquence (car le lobe élémentaire de l'antenne en dépend). Avec ces antennes élémentaires, les directions effectivement pointées seront différentes des directions désirées. L'observation d'une source demandera alors la définition d'une fréquence "optimale" pour laquelle la différence entre les directions de pointage théoriques et effectives sera minimale.

3.3.4.2 Contraintes techniques et choix

L'utilisation de câbles coaxiaux va induire la prise en compte de plusieurs contraintes techniques :

- Les atténuations des câbles dont l'amplitude pour un câble "classique" peuvent s'élever à 0,08 dB/m ou à 0,01 dB/m pour un câble dit "faibles pertes".
- En plus de ces différences, la vitesse de propagation est différente dans ces deux types de câbles et vaut respectivement $\approx$0,66c et $\approx$0,82-0,84c (où 0,66 et 0,82 sont les "facteurs de célérité" représentant les rapports de vitesse de propagation dans le câble et dans le vide). Pour une même différence de marche à compenser dans le vide, c'est le câble apportant la plus grande atténuation qui aura la longueur "réelle" la plus courte ($L = 66$ cm pour ddm=1 m dans le vide, en comparaison de $L = 82$ cm pour le câble faibles pertes). Un système similaire à celui présent au réseau décamétrique (ou dans une tuile HBA) permet un contrôle de l'atténuation à travers les lignes à retards. Un tel système consiste à appliquer des atténuations au signal (à l'aide de composants atténuateurs) indépendamment de la longueur parcourue dans les voies déphasantes et non déphasantes. Cela permet de garder homogène le niveau du signal en sortie des blocs déphaseurs. La priorité est cependant donnée à la minimisation de l'atténuation dans le câble. Le système de phasage sera donc composé de câbles à faibles pertes (de type CFP6-50 et CFP8-50).
- Par rapport aux longueurs théoriques, les câbles seront découpés à des longueurs effectives permettant de se rapprocher le plus près possible du retard désiré avec une précision du cm. On peut ainsi tenir compte de la dispersion des caractéristiques du câble d'un lot à l'autre par rapport

aux spécifications de constructeur.
– Les câbles des cellules seront bobinés (après mesure de leurs longueurs) dans le cabinet du système de phasage. Du fait de la topologie du système (Fig. B.12) et des connexions des câbles sur les cartes électroniques, la longueur physique du plus petit câble sera limitée par son rayon de courbure de torsion indiqué par le constructeur. La longueur physique minimale des câbles a ainsi été fixée à 15 cm. Dans les cellules concernées les plus "courtes", les deux voies seront rallongées d'une longueur identique ou bien les câbles seront remplacés par des pistes gravées sur les cartes. Ces rajouts de longueurs seront pris en compte dans le système de phasage. Les tuiles LOFAR HBA possèdent par exemple des lignes à retards à 5 cellules [van Cappellen *et al.* 2007b]. Du fait de la taille réduite de la tuile (5×5 m), les longueurs de câbles sont composées de pistes gravées et les cellules possèdent deux voies pour permettre un contrôle de l'atténuation dans les pistes.

3.3.5 Dimensionnement du système de phasage

3.3.5.1 Distribution des lignes à retards du MR

Il a été question jusqu'à présent du phasage d'un réseau unidimensionnel pouvant pointer des directions contenues dans le plan des antennes (avec ϕ= cte). Pour un réseau régulier à deux dimensions (par exemple un réseau de 16=4×4 antennes comme les tuiles HBA de LOFAR), il est possible de décomposer le réseau en lignes et en colonnes d'antennes. Dans chaque ligne, on apparie les antennes qui sont symétriques par rapport au centre de phase ; le centre de chaque ligne. Chaque paire d'antennes sera associée à une ligne à retards à deux voies (§3.3.2). Une fois les signaux des antennes d'une ligne phasés par un premier étage de sommation, le MR sera équivalent à un réseau constitué d'antennes situées au centre de phase de la ligne (Fig. 3.16 (droite)). L'ensemble de ces nouvelles antennes virtuelles formera un nouveau réseau unidimensionnel (dans une direction perpendiculaire aux lignes précédentes) qui sera à nouveau phasé par un second étage de phasage. Les couleurs de la figure 3.16 recensent les 6 types de lignes à retards différentes nécessaires pour le MR (ces lignes à retards sont construites en plusieurs exemplaires et représentent un total de 10 lignes à retards par polarisation). Cette décomposition du phasage en deux étages successifs (et donc sur les deux plans perpendiculaires aux réseaux) est classique dans la conception des systèmes de phasage des tuiles LOFAR et des réseaux RDN, MWA, GURT et UTR-2.

Par extension de la figure 3.14 (droite) présentant le phasage d'une ligne à 3 antennes, la figure 3.17 illustre la répartition des lignes à retards commutables et des lignes fixes pour le phasage des lignes à 4 et 5 antennes du MR. On notera l'absence de câble fixe central dans la ligne à 4 antennes qui ne pose aucune contrainte de construction au système de phasage de cette ligne. Les longueurs de câbles dans chaque ligne à retards ont été mises à l'échelle afin de tenir compte des différentes distances entre les paires d'antennes : 11 m et 22 m pour la ligne à 5 antennes, 5,5 m et 8,25 m pour la ligne à 4 antennes et 11 m pour la ligne à 3 antennes.

3.3.5.2 Composition des lignes du mini-réseaux

3.3.5.3 Niveau de discrétisation

Variations du gain avec $\mathbf{L_{min}}$ Dans toutes les études suivantes portant sur L_{min}, on raisonnera sur des longueurs de câble L_{min} dans le vide. Les longueurs effectives des câbles dépendront du facteur de célérité du câble qui sera utilisé. Le critère principal qui a permis le dimensionnement du système de phasage du MR est un critère portant sur la variation relative du gain entre les différentes directions de pointage. Cette variation ne doit pas dépasser 10% ($\leq$0,46 dB) pour les différentes directions pointées. Avec ce critère, le niveau de signal observé d'une source parcourant le ciel ne subira pas de variations brutales dues à un pas de pointage trop grand par rapport à la taille du lobe primaire.
En tenant compte de la décomposition du phasage en lignes et en colonnes, le lobe primaire le plus fin est obtenu avec la ligne à 5 antennes (qui possède la plus grande extension spatiale) à une fréquence

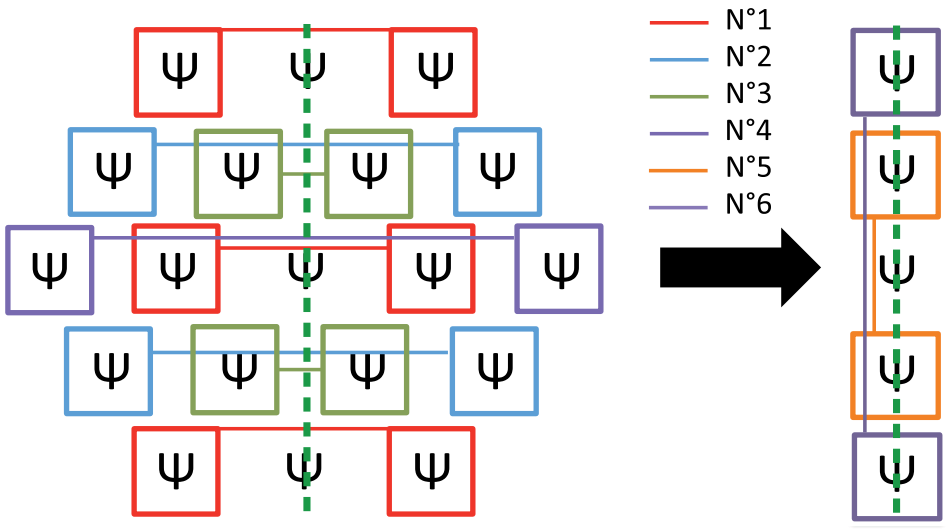


Figure 3.16. *Décomposition du MR LSS par paires d'antennes chacune symétrique par rapport aux centres des lignes. On forme alors 8 lignes à retards le long de la direction "X" qui forme le premier étage du système de phasage. Après sommation de chaque ligne, le système est équivalent à un nouveau réseau linéaire disposé perpendiculairement aux lignes, soit le long de la direction "Y". Le phasage dans la direction "Y" s'effectue avec un système équivalent au phasage d'une ligne de 5 antennes utilisant deux lignes à retards.*

de 80 MHz. Nous porterons donc dans la suite une étude sur le terme de réseau de cette ligne pour déterminer la plus petite longueur de câble L_{min} du système. Ce critère sera tout le temps satisfait à plus basse fréquence dans les autres lignes (d'extension spatiale plus faible) du fait de l'élargissement du lobe primaire. Cet élargissement se produit également quand le lobe primaire est pointé vers l'horizon [Mailloux 2005, p.89].
La figure 3.18 montre la variation relative moyenne du gain pour différentes longueurs L_{min} du système de phasage. Ces valeurs moyennes ainsi que la dispersion (barres d'erreurs) sont calculées sur les variations présentes en figure 3.19. Les variations relatives de gain sont inférieures à 10% pour des longueurs L_{min} inférieures à ≈30 cm et peuvent s'élever jusqu'à 60-80% (-4 à -7 dB). Le nombre de bits (i.e. le nombre de cellules) du système de phasage doit également être fixé.

Variation du gain avec N_{bits} et L_{min} De manière générale, une ligne à retards composée d'une petite valeur de L_{min} permet des déphasages plus fins entre les antennes et permet donc de pointer des directions avec un pas angulaire également fin. La conjugaison d'une valeur adéquate de L_{min} et du nombre de cellules permet de maximiser le nombre de directions N_{pas} sur le ciel ainsi que le taux d'utilisation des cellules (pour limiter le nombre de cellules utilisées rarement).

La figure 3.19 illustre les différentes combinaisons (L_{min},N_{bits}) raisonnables pour le phasage de la ligne à 5 antennes jusqu'à une élévation d'environ 20^o dans le plan des antennes. Pour chacun des graphes (haut et bas), on porte la variation relative de gain du terme de réseau (à $f = 80$ MHz) en fonction de la direction pointée. Chaque série de points est définie par une valeur de L_{min} et une ligne à retards possédant le nombre suffisant de cellules pour effectuer ces pointages jusqu'à 70^o.
Par exemple, avec $L_{min} = 75$ cm, le nombre de pas nécessaires pour pointer la direction $\theta = 70^o$ (donnant une $ddm = 2d_x \sin 70^o$) est $N_{pas} = \frac{ddm}{L_{min}} = 13.78 \approx 14$. Il faut donc avoir une ligne à retards

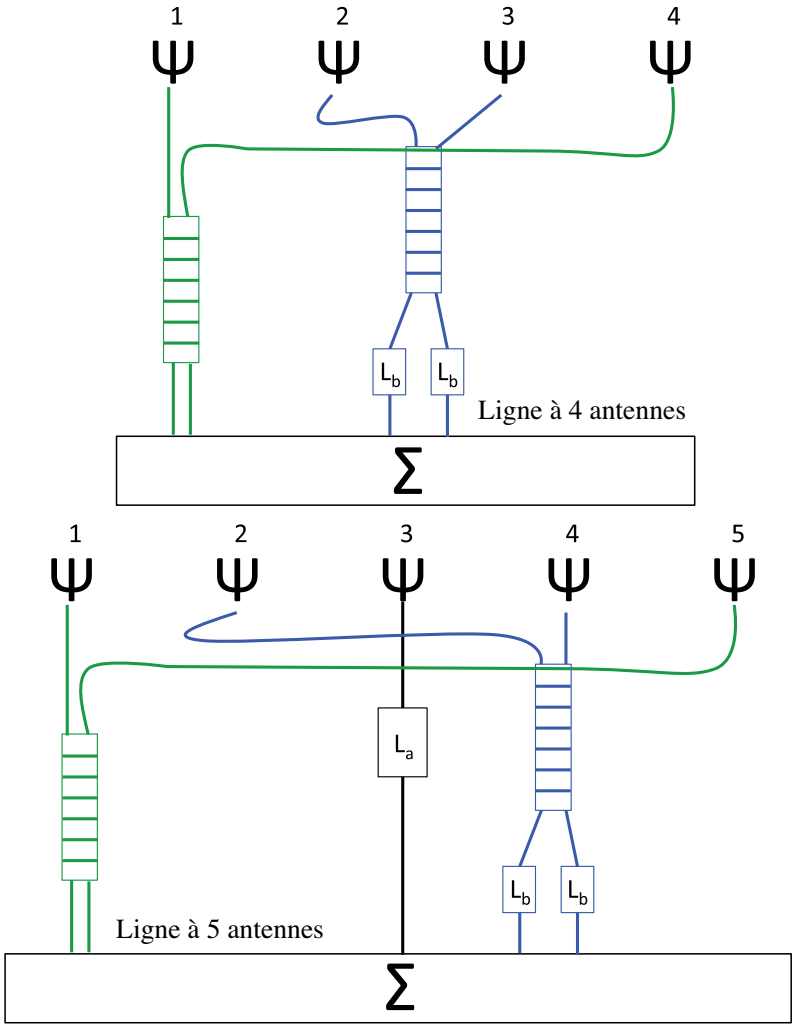


Figure 3.17. *Composition des systèmes de phasage pour des réseaux linéaires à 4 (haut) et 5 (bas) antennes correspondants aux lignes du MR. Le phasage de paire d'antennes nécessite l'adjonction d'une autre série de câbles de longueur constantes (L_b) afin d'accorder les deux lignes à retards (bleue et verte). Un ordre de phasage identique est envoyé aux deux lignes à retards. Dans le cas présent, les longueurs de câbles dans les lignes à retards ant_2/ant_4 (haut) sont deux fois plus courtes que celles déphasant les signaux ant_1/ant_5 (bas). Pour la ligne à 4 antennes, le rapport des longueurs est de 3/2.*

permettant de fournir ce nombre de pas dans cette direction. Du fait de la mutualisation des lignes à retards (§3.3.2), la ligne à retards doit également pouvoir pointer dans la direction symétrique par rapport à l'axe vertical avec le même nombre de pas. Cela porte le nombre de pas nécessaires à ≈ 28. Une ligne à retards à 5 cellules (5 bits correspondants à $2^5 = 32$ pas) permet de réaliser ce pointage. On définit ainsi pour chaque longueur de L_{min}, le nombre de directions pointables correspondant dans le demi-plan vertical, ainsi que le nombre de cellules (bits) nécessaires dans la ligne à retards. On voit sur cette figure qu'un trop grand nombre de cellules se traduirait par le pointage de directions situées sous l'horizon ($> 90^o$). Cette propriété peut cependant être utilisée à haute fréquence pour créer des directions de pointages supplémentaires en connaissant les directions des lobes de réseaux présents dans le diagramme.
Quand L_{min} diminue, le pas angulaire de pointage diminue également et le nombre de bits nécessaires pour couvrir toutes les directions jusqu'à $\theta = 70^o$ augmente.

Certaines valeurs de L_{min} ne sont cependant pas optimales car elles limitent le nombre de directions

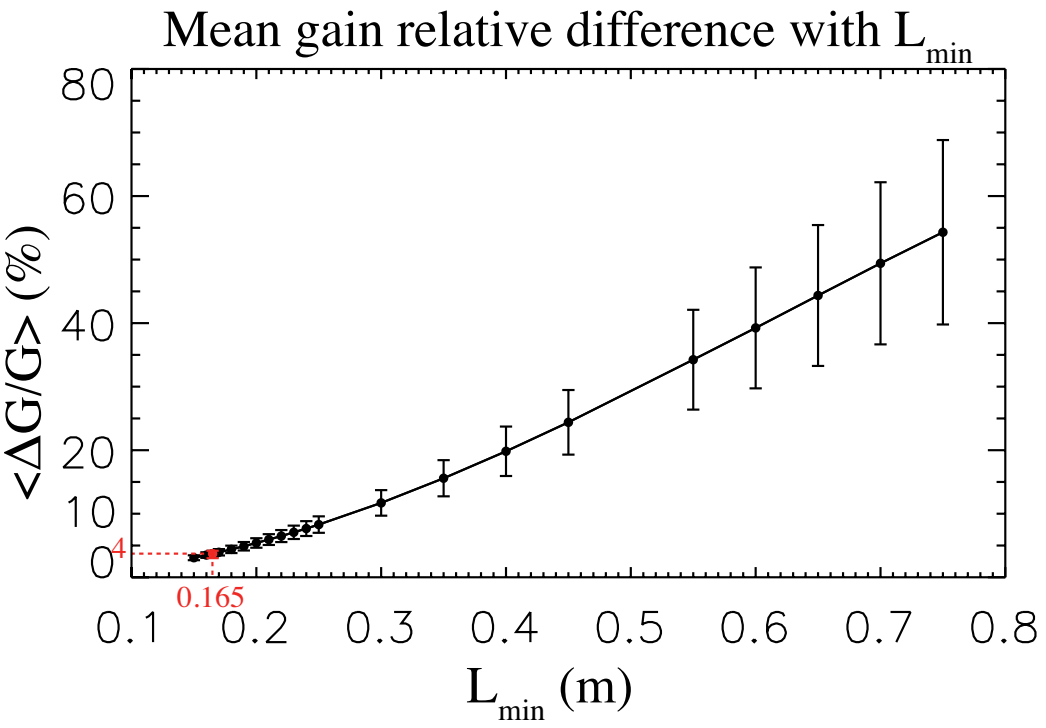


Figure 3.18. *Variations relatives de gain entre différentes directions de pointage successives en fonction de L_{min}. Les barres d'erreurs sont évaluées à partir de la dispersion des variations de gain pour différentes directions de pointages (voir fig. 3.19). En rouge est représentée la valeur de L_{min} finalement sélectionnée pour le dimensionnement.*

dans l'intervalle $\theta = [0, 70^o]$ tout en ne permettant pas d'exploiter au maximum les cellules de la ligne à retards. Par exemple, avec un système à 6 cellules (donnant 64 directions sur le ciel et donc 31 dans le demi-plan en excluant le zénith (qui compte deux fois, Fig. 3.15), la valeur de $L_{min} \approx 33$ cm optimiserait l'utilisation des cellules de la ligne à retards et le nombre de directions (table 3.2). Cependant, la variation relative de gain serait d'environ 14%, ce qui n'est pas satisfaisant pour la LSS. De même, sur la figure 3.19 (bas), avec un système à 7 cellules, la valeur de $L_{min} = 16.5$ cm permet une utilisation optimale des cellules de la ligne à retards tout en assurant une variation de gain inférieur à 10%. Une valeur plus faible de L_{min} ne permettrait pas de couvrir la zone désirée.

La table 3.2 permet de contraindre le dimensionnement des lignes à retards en fonction des directions de pointage accessibles par une ligne à 5 antennes (et plus particulièrement par la ligne à retards phasant les antennes 1 et 5 sur la figure 3.17). Pour chaque valeur de L_{min}, la valeur de N_{pas} nécessaire pour pointer la direction $\theta = 70^o$ est calculée. Sont ensuite calculées les directions accessibles avec un nombre maximal de pas N_{pas} fournis par les lignes à retards à 5, 6 et 7 bits dans le demi-plan $\theta = [0, 70^o]$. Les directions sont calculées par la relation $\theta_{N_{pas}} = \sin^{-1}(\frac{N_{pas} L_{min}}{2 \times d_x})$, avec $d_x = 5,5$ m. Une version étendue de la table 3.2 est disponible en figure B.2 et B.3 pour L_{min}=0,15-0,35 cm.

Carte de pointage Pour le MR, les choix de $L_{min} = 16,5$ cm et $N_{bits} = 7$ permettent d'obtenir un échantillonnage quasi-uniforme du ciel (jusqu'à $\theta = 70^o$) dans le plan du réseau linéaire (lignes d'antennes) avec un pas angulaire entre 0,86^o et $\approx 2.5^o$ (Fig. 3.20). Le nombre de directions (et donc le nombre d'ordres de phasage) accessibles par chaque ligne est de 128 se décomposant en 63 directions de part et d'autre du zénith ainsi que deux ordres permettant le pointage au zénith ("0111111" et "1000000" - Fig. 3.15).

Le phasage de chacune des 5 lignes d'antennes du MR dans la direction "X" ainsi que le phasage de

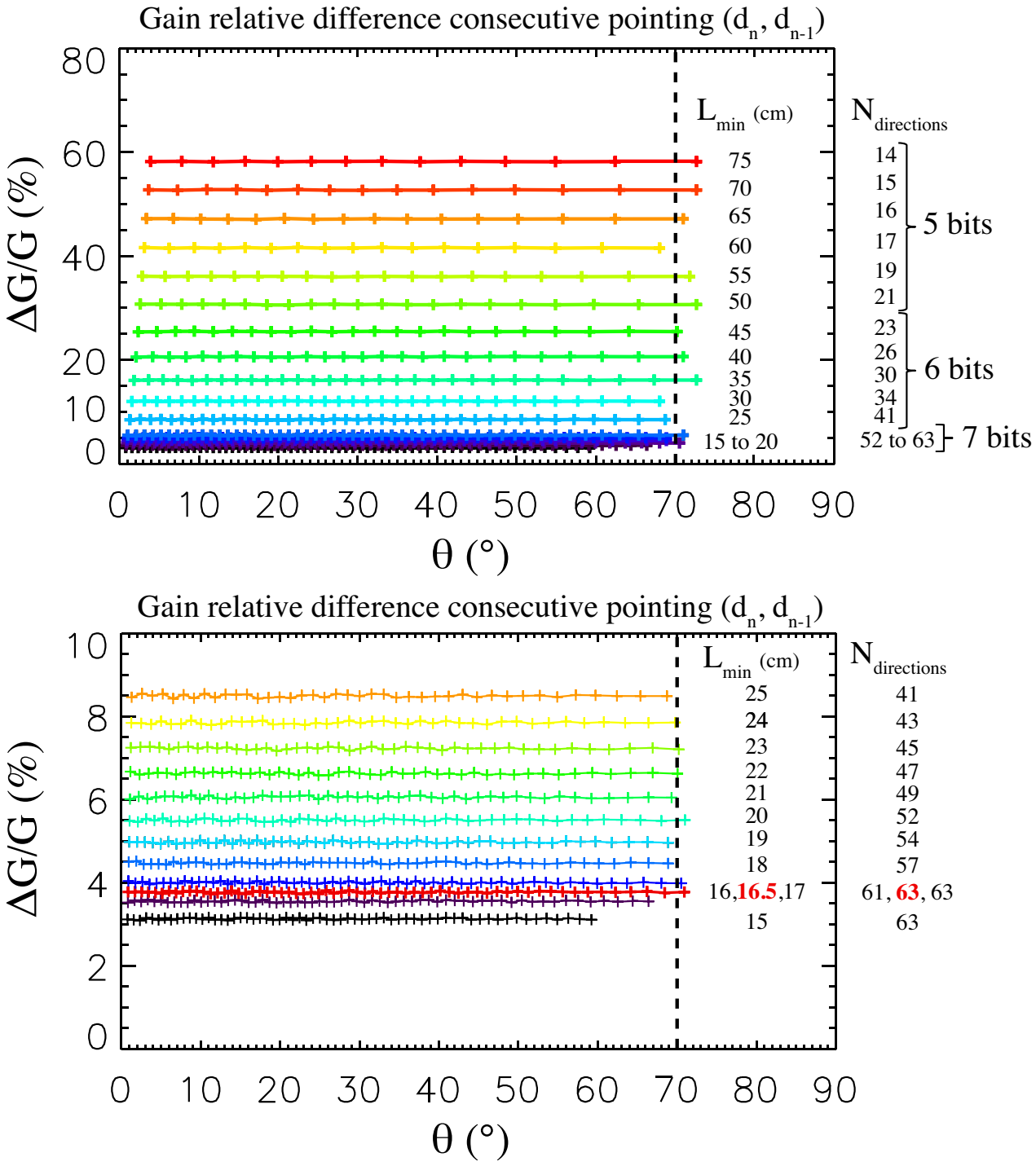


Figure 3.19. *Variations relatives de gain entre différentes directions de pointage successives en fonction de L_{min}, de N_{bits}. En abscisse est porté l'angle zénithal pointé dans le demi-plan vertical (θ=0-90°,$\phi = 90°$) contenant les antennes. (Haut) variation de gain pour des valeurs de L_{min}=[15-75] cm et nombre de directions correspondantes pour différents nombre de cellules (bits). (Bas) graphe identique pour les valeurs de L_{min}=15 à 25 cm. Les traits pointillés verticaux représentent les directions $\theta = 70°$. La valeur L_{min} = 16,5 cm est la valeur finalement retenue pour les MR LSS.*

Table 3.2. *Ce tableau permet de connaître, pour une valeur de L_{min} donnée (L_{min}=0,15-0,35 m) entre ($1^{ère}$ ligne), quel doit être le nombre de pas de phasage nécessaires pour le pointage à $\theta = 70^o$ ($2^{ème}$ ligne). La $3^{ème}$ ligne est la valeur de N_{pas} arrondie à l'entier le plus proche. La $4^{ème}$ ligne est la direction zénithale $\theta_{N_{pas}}$ (DDM= $N_{pas} \times L_{min}$). De façon analogue, pour trois types de lignes à retards différentes (5, 6 et 7 bits) sont calculées les valeurs de $\theta_{N_{pas}}$ correspondant aux pas N_{pas}=15, 31 et 63. Une version étendue de ce tableau est représentée en figure B.2 et B.3 pour L_{min}=0,15-0,35 m. En rouge est représenté les situations où $\theta_{N_{pas}}$ correspond à un pointage sous l'horizon. En gras, est représenté la valeur de L_{min} choisie pour le système de phasage du MR.*

L_{min} (cm)	15	16	**16,5**	17	18	19	20	25	30	33
N_{pas} ($\theta = 70^o$)	68,91	64,6	**62,65**	60,8	57,43	54,4	51,68	41,35	34,46	31,32
N_{pas} entier	69	65	**63**	61	57	54	52	41	34	31
$\theta_{N_{pas}}$	$70,2^o$	$70,99^o$	**$70,91^o$**	$70,51^o$	$68,86^o$	$68,86^o$	$70,99^o$	$68,72^o$	$68,01^o$	$68,43^o$
7 bits - $\theta_{N_{pas}=63}$	$59,21^o$	$66,4^o$	**$70,91^o$**	$76,81^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$
6 bits - $\theta_{N_{pas}=31}$	$25,01^o$	$26,8^o$	**$27,71^o$**	$28,63^o$	$30,48^o$	$32,37^o$	$34,31^o$	$44,79^o$	$57,72^o$	$68,43^o$
5 bits - $\theta_{N_{pas}=15}$	$11,8^o$	$12,6^o$	**13^o**	$13,4^o$	$14,21^o$	$15,02^o$	$15,83^o$	$19,93^o$	$24,15^o$	$26,74^o$

L_{min} (cm)	35	40	45	50	55	60	65	70	75
N_{pas} ($\theta = 70^o$)	29,53	25,84	22,97	20,67	18,79	17,23	15,9	14,77	13,78
N_{pas} entier	30	26	23	21	19	17	16	15	14
$\theta_{N_{pas}}$	$72,66^o$	$70,99^o$	$70,2^o$	$72,66^o$	$71,81^o$	$68,01^o$	$70,99^o$	$72,66^o$	$72,66^o$
7 bits - $\theta_{N_{pas}=63}$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$
6 bits - $\theta_{N_{pas}=31}$	$80,53^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$	$>90^o$
5 bits - $\theta_{N_{pas}=15}$	$28,51^o$	$33,06^o$	$37,85^o$	$42,99^o$	$48,59^o$	$54,9^o$	$62,42^o$	$72,66^o$	$>90^o$

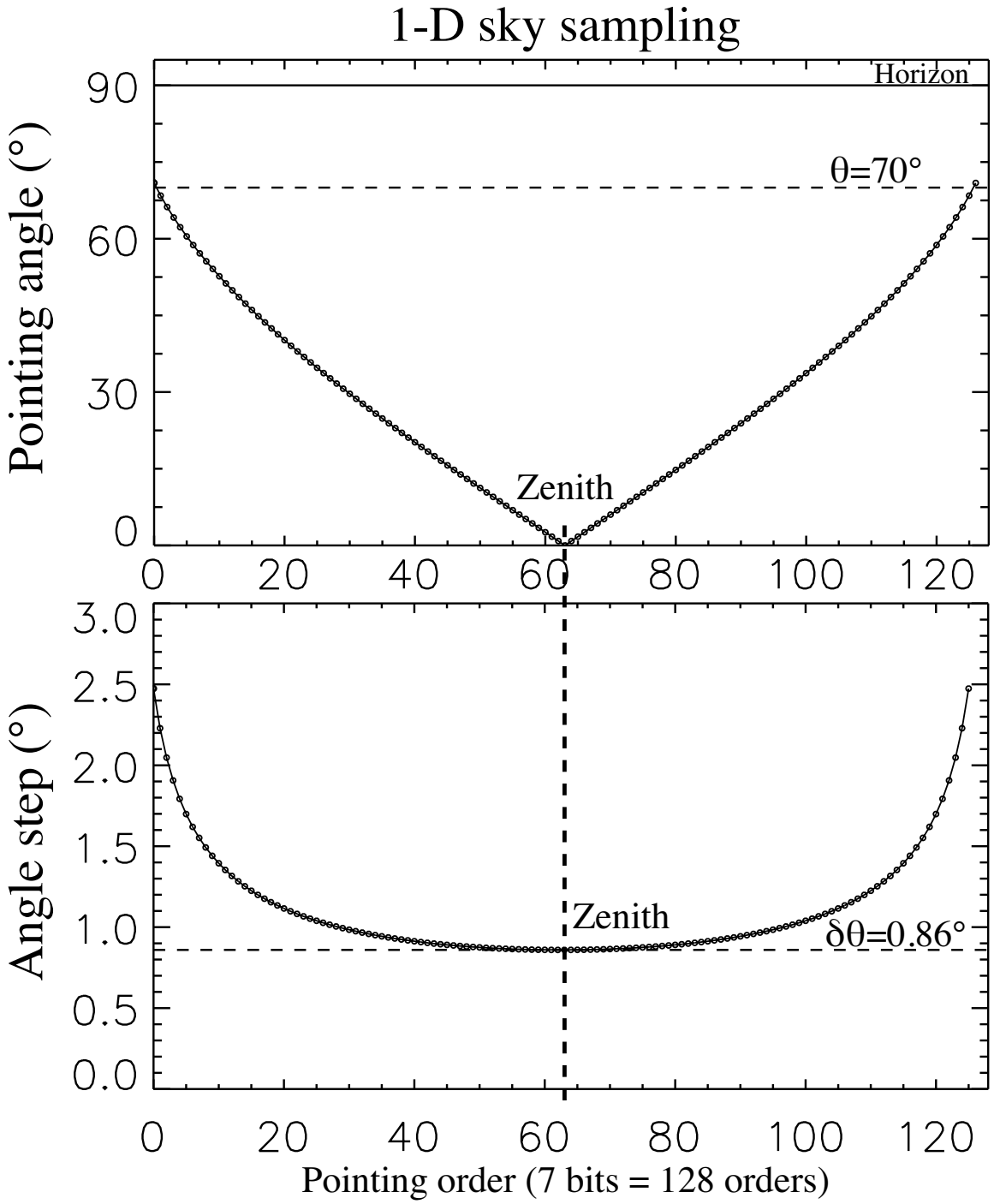


Figure 3.20. *(haut) Directions pointées et (bas) résolution de pointage pour chacun des $2^7 = 128$ ordres de pointage dans le plan vertical des antennes. Le système a été construit avec L_{min}=16,5 cm et avec des lignes à retards à deux voies de 7 bits. Le pas angulaire entre des directions de pointage consécutives augmente vers l'horizon.*

la colonne d'antennes équivalentes dans la direction "Y", permet de dresser une carte des directions de pointages possibles. Cette carte (Fig. 3.21) montre les directions qu'il est possible d'atteindre théoriquement avec le système précédemment défini. Le passage à deux dimensions permet également d'atteindre des directions qui sont au-delà de $\theta = 70^o$ le long des diagonales $\phi = \pm 45^o$. Le système de phasage à deux dimensions permet de pointer 12329 directions dans la section $\theta = [0, 70^o]$.

Pour une ligne à retards quelconque du MR (pour le phasage des lignes ou de la colonne), chaque direction (θ, ϕ) de cette carte est solution du système (en projetant le vecteur $\vec{R_0}$ dans le plan des antennes) :

$$(S_1) \begin{cases} \vec{R_0}.\vec{u_x} = \sin\theta\cos\phi = n_x K_x = n_x \frac{L_{min,x}}{d_x} \\ \vec{R_0}.\vec{u_y} = \sin\theta\sin\phi = n_y K_y = n_y \frac{L_{min,y}}{d_y} \end{cases} \tag{3.6}$$

avec

$\vec{u_x}, \vec{u_y}$	les vecteurs unitaires du repère $\mathcal{R}_{xyz}$ des antennes.
n_x, n_y	le nombre entier de pas (N_{pas}) pour retarder le signal de chaque paire d'antenne
d_x, d_y	les distances entre les deux antennes des lignes à retards phasant dans la direction "X" et "Y"
$L_{min,x}, L_{min,y}$	les valeurs de L_{min} associées aux distances de pointage "X" et "Y".

Dans toutes les lignes à retards qui phasent les paires d'antennes du MR, les valeurs d_x et d_y varient d'une paire d'antennes à l'autre (Fig. 3.16). Ainsi, les longueurs $L_{min,x}$ et $L_{min,y}$ sont mises à l'échelle dans les mêmes proportions afin de rendre les quantités K_x et K_y constantes et donc indépendantes de la ligne à retards considérée. Chaque ligne à retards pointera donc les mêmes directions théoriques pour un ordre de phasage donné. Le pointage du MR ne nécessite donc que la connaissance de deux ordres de 7 bits : l'ordre pour phaser les lignes dans la direction "X" (concerne les 8 lignes à retards du 1^{er} étage de phasage) et l'ordre pour phaser la colonne d'antennes équivalentes dans la direction "Y" (concerne les 2 lignes à retards du 2^{nd} étage de phasage).

3.3.5.4 Prototype de système de phasage

Cabinet du MR Dans le cadre de la construction de 3 prototypes de MR, 3 cabinets de phasages seront également réalisés. Chaque cabinet contient l'ensemble du système de phasage permettant de phaser séparément les signaux d'antennes de polarisations différentes. La photographie en figure 3.22 montre le premier cabinet MR en cours de test en laboratoire à Nançay. On peut identifier les racks permettant le phasage de chaque ligne d'antennes. Les longueurs de câbles finalement utilisées sont présentes en annexe (Fig. B.4 à B.7). La partie suivante (§3.3.6) rendra compte des premières mesures effectuées sur ce cabinet. Les schémas électriques ainsi qu'une photographie d'une carte sommateur sont présentés en annexe (Fig. B.9 à B.12).

3.3.6 Tests en laboratoire

3.3.6.1 Simulation d'une source au zénith

Principe Avant d'installer le cabinet du MR, une série de tests a permis d'évaluer les performances du système de phasage prototype. Pour cela, nous avons utilisé une diode à bruit (DAB) comme source de signal en entrée du système de phasage. Le signal a été divisé sur 19 voies identiques représentant les signaux provenant des 19 antennes du MR. Il a été possible, par la suite, de prélever le signal à différents endroits du système, notamment après le 1^{er} étage de sommation et à la sortie du système de phasage. Ce montage permet de simuler une source cohérente située au zénith qui émet un signal en phase sur les 19 entrées d'antennes du système de phasage (Fig. 3.23). Comme les antennes réelles sont absentes dans ces tests, nous ferons l'hypothèse que le MR est composé d'antennes isotropes. Nous

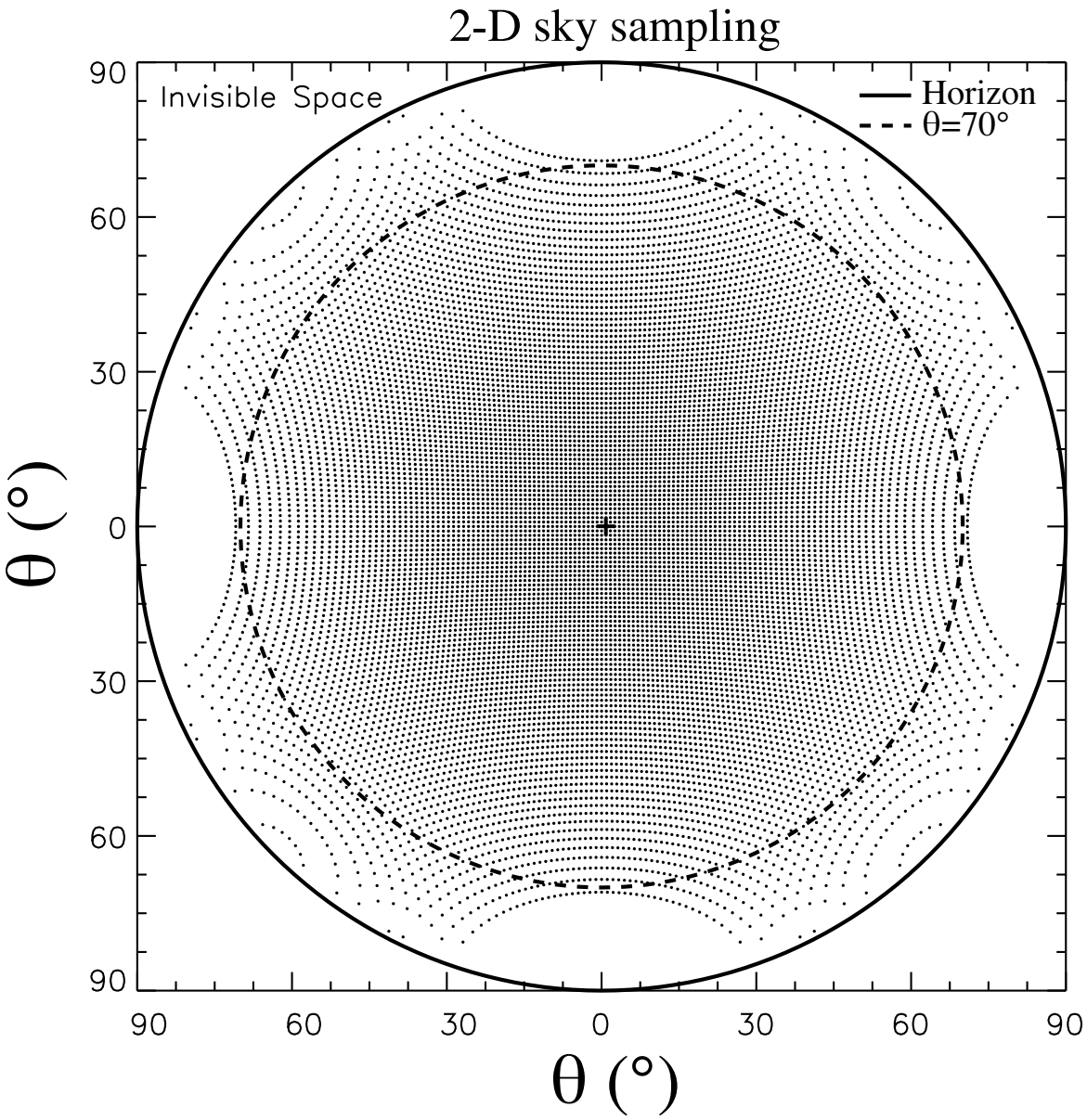


Figure 3.21. *Projection à deux dimensions de la carte des directions de pointages accessibles sur l'hémisphère visible par le système de phasage. La direction $\theta = 70^o$ (tirets) et la limite de l'horizon (trait plein) sont indiquées par les deux cercles concentriques. La croix positionne le zénith. Un mot unique de 7 bits pour la direction "X" et un pour la direction "Y" sont suffisants pour pouvoir phaser le MR vers ces directions. Le nombre de directions dans la section $\theta = [0, 70^o]$ s'élève à 12329 directions.*

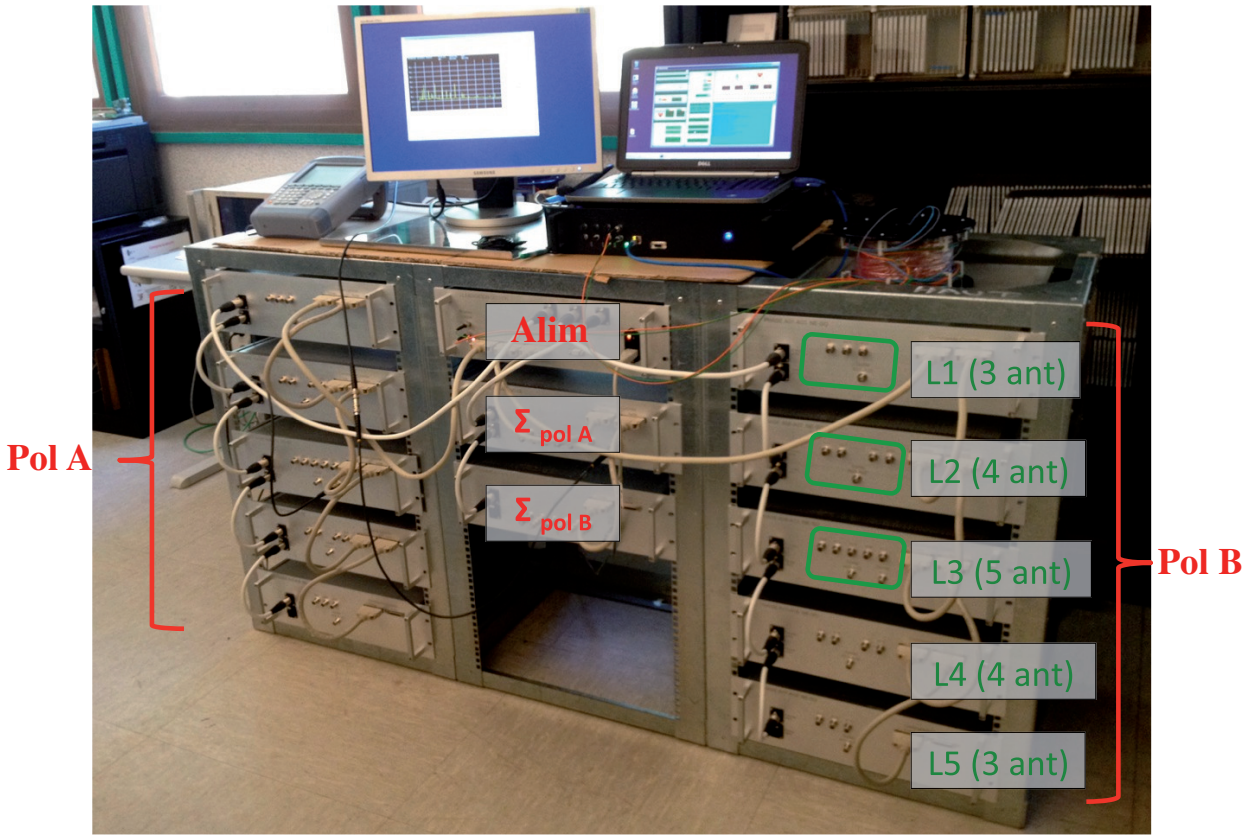


Figure 3.22. *Photographie présentant l'ensemble du système de phasage pour les deux polarisations d'un MR. Ce cabinet sera placé proche des antennes des MR. Le schéma électrique de ce cabinet est présenté figure B.9.*

aurons donc un aperçu direct du diagramme de réseau du MR.

Niveaux des signaux de sorties Le niveau de bruit du récepteur, celui de la source simulée ainsi que les niveaux de sortie des sommateurs à 3, 4 et 5 antennes du système de phasage sont représentés en figure 3.24. Une banque de filtres en sortie est prévue dans le système et se compose d'une voie non filtrée puis de trois voies filtrées en passe-haut coupant le signal en dessous de 15, 20, 25 MHz. Le premier graphe (Fig. 3.24 (haut)) représente en fonction de la fréquence, les niveaux absolus de ces signaux et le second graphe (Fig. 3.24 (bas)), les niveaux comparés relativement au niveau d'entrée du signal en dB.

On remarque que les niveaux des signaux des sorties sommateurs à 3, 4 et 5 antennes (1^{er} étage de phasage) sont différents. Cela est attendu et provient des pertes de niveau du signal lors de leur combinaison dans les sommateurs. Ces derniers n'effectuent pas la somme exacte des signaux en entrée mais fournissent le signal s, tel que $s = \eta_{\Sigma_3}(\eta_1 s_1 + \eta_2 s_2 + \eta_3 s_3)$ pour un sommateur à 3 entrées (de "rendement" η_{Σ_3}) avec $\eta_i \approx \eta_j < 1$. Ce facteur représentent les pertes d'insertion introduites sur chaque voie du sommateur. Les valeurs η_Σ, η_i dépendent du nombre d'entrées du sommateur [Mini-circuits 2005], de sa qualité et du poids relatif de chaque signal d'entrée.

Le système de phasage est conçu pour des antennes ayant des niveaux de signal équivalent. Il n'y a pas de stratégie d'apodisation (ou *tapering*) du diagramme de rayonnement par affectation de poids $|\underline{w_i}|$ sur les signaux des antennes (en plus de coefficients de phase $\arg \underline{w_i}$) (§3.1.1). Les signaux de chaque

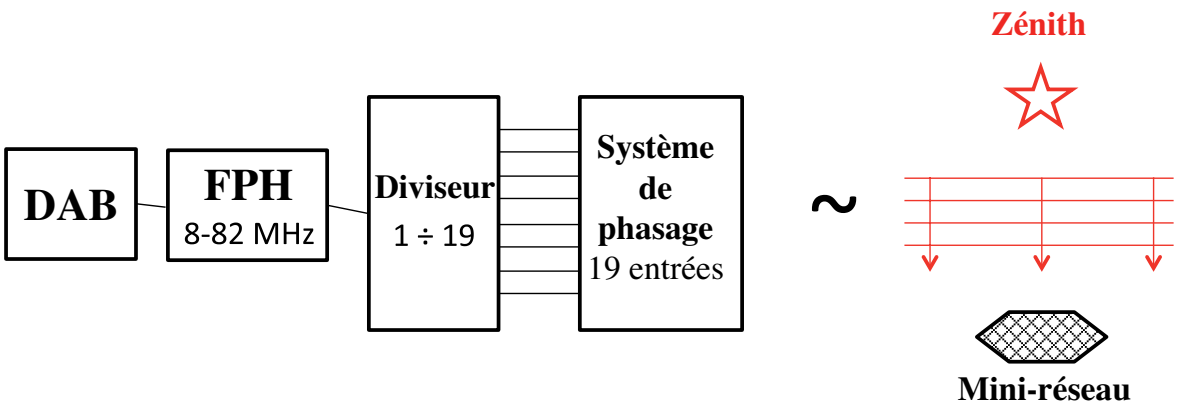


Figure 3.23. *Schéma-bloc de la simulation en laboratoire d'une source ponctuelle, cohérente et en phase avec le réseau linéaire. Le signal est généré par une diode à bruit (DAB) puis filtré dans la bande de la LSS. Le signal est ensuite divisé en 19 signaux qui sont ensuite connectés aux entrées du système de phasage. On récupère le signal sommé à différentes sorties (sortie sommation des lignes ou sommation globale).*

antenne ont un poids identique. Si on ne corrige pas les différences de niveaux constatées en sortie des sommations des lignes, les signaux provenant des antennes équivalentes (formant une colonne à 5 antennes virtuelles) ne seront pas phasés et sommés de manière uniforme dans le second étage de phasage. L'utilisation d'atténuateurs (d'atténuations indépendantes du pointage pour ce test) sur les voies appropriées permet d'égaliser les niveaux des signaux sommés avant l'entrée dans le second étage de sommation. On remarque par ailleurs des oscillations en fonction de la fréquence qui sont en cours d'investigations.

3.3.6.2 Pointage

1D-2D Après inspection des niveaux de signal, la commutation des lignes à retards a pu être testée. Comme nous simulons une source au zénith, il va être possible de sonder la forme du diagramme de rayonnement crée par le système de phasage en envoyant différents ordres de phasage au système. La figure 3.25 illustre le protocole de mesure qui a été choisi pour ce sondage. Sur la figure 3.25 (haut) est représenté le diagramme de puissance du MR à 30 MHz à 3 dimensions pour un pointage au zénith ($\theta = 0^o$) et un pointage vers une direction quelconque ($\theta = 40^o$). Les diagrammes de la figure 3.25 (bas) sont les sections correspondant à l'azimut $\phi = 90^o$. La source étant au zénith, la mesure du niveau de signal va permettre de suivre l'évolution du gain relatif G_{mes} pour différentes fréquences et différents couples d'ordres à 7 bits "X" et "Y". Cette mesure permet indirectement de sonder la forme du diagramme de réseau du MR dans l'hypothèse où ce diagramme se déplace en bloc et sans déformation.

Mesures et simulations Pour toutes les séries de mesures, un spectre a été enregistré entre 8 et 80 MHz durant des intervalles de 5 secondes où les ordres X et Y ont été maintenus. Nous avons ainsi mesuré :

- le niveau de sortie des sommateurs "X" des lignes (à 3,4 et 5 antennes) du MR (phasant dans la direction X) en scannant les 128 ordres selon X (X=[0-127] et Y= 63).
- le niveau de sortie du sommateur "Y" en scannant les 128 ordres selon Y (X=63 et Y=[0-127]).
- le niveau de sortie du sommateur "Y" en échantillonnant uniformément plusieurs directions dans le ciel représenté par plusieurs couples d'ordres (X,Y).

En accompagnement de chaque mesure, une série de simulations a également été effectuée afin de pouvoir comparer les résultats de mesures avec ceux attendues par l'expérience simulée (en connaissant la forme théorique du diagramme de réseau du MR et en utilisant un code de simulation du pointage).

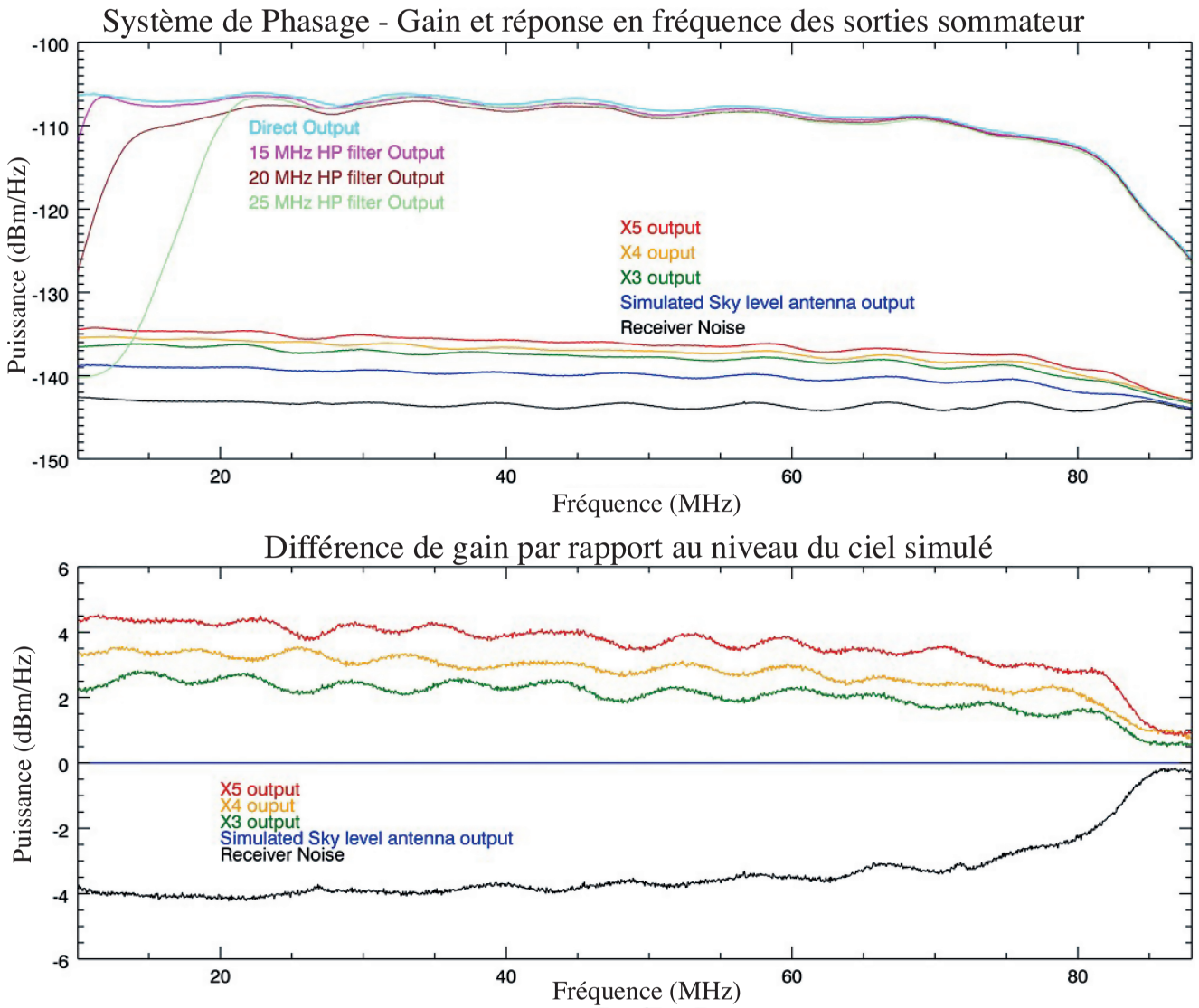


Figure 3.24. *(Haut) Niveaux absolus de différentes sorties du système de phasage en fonction de la fréquence. (Bas) Niveaux tracés relativement à la valeur du signal d'entrée (source simulée) en bleu. Les sorties de chaque sommateur "X" sont représentées en rouge, jaune et vert. le signal de sortie du système de phasage à travers 4 filtres passe-haut sont représentés en bleu, violet, marron et vert clair. Le niveau de bruit du récepteur est tracé en noir.*

Un aperçu des résultats de mesures sont présentés sur les figures 3.26 à 3.29.

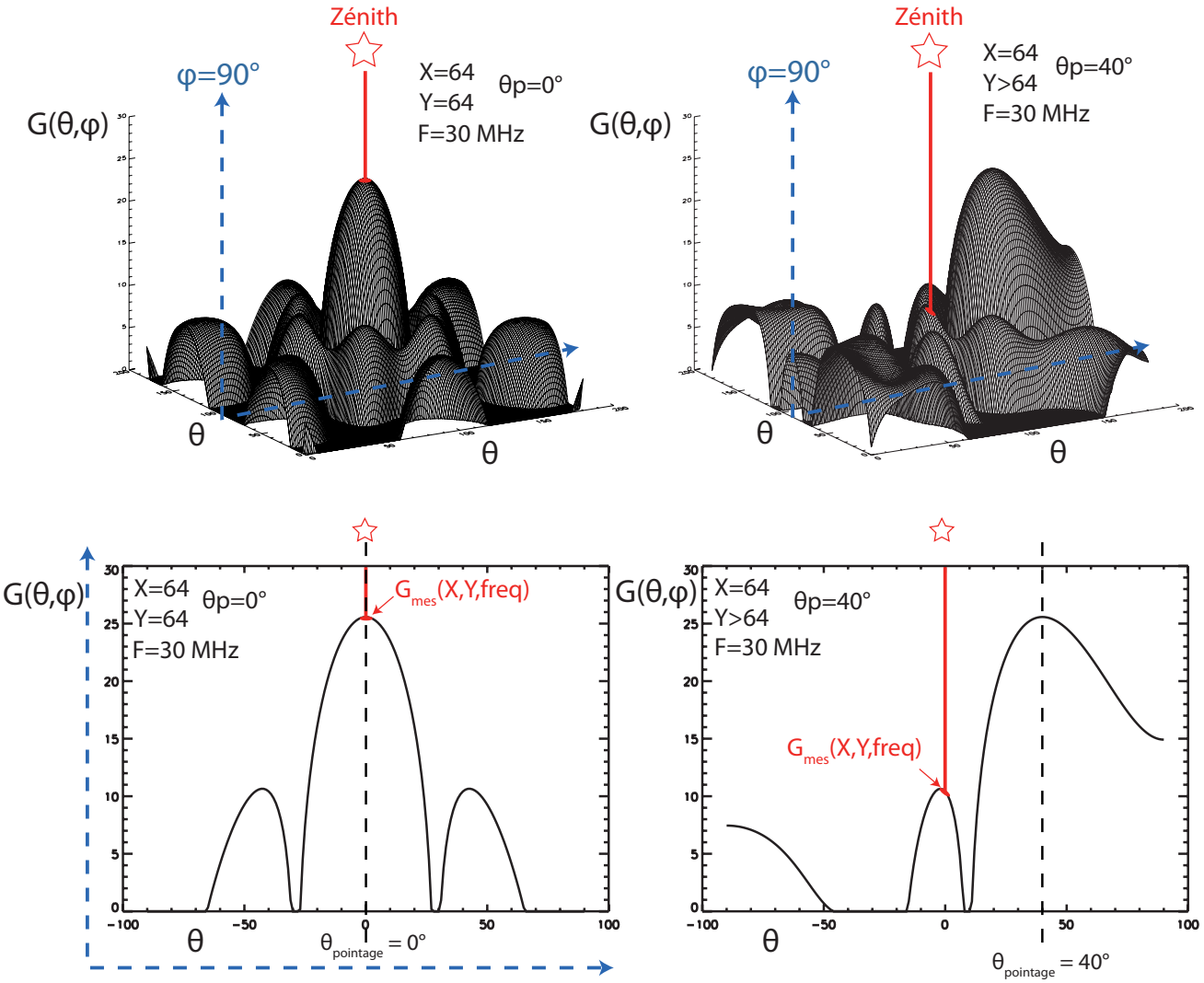


Figure 3.25. *(haut) diagramme de rayonnement théorique à 30 MHz du MR à 3 dimensions pour deux directions de pointage : pointage au zénith (ordres X=63, Y=63) et pointage à ($\theta = 40^o, \phi = 90^o$) (ordre X≠63, Y=63). (Bas) coupes du diagramme pour l'azimut $\phi = 90^o$. La diode à bruit (Fig. 3.24) permet de simuler une source au zénith. Pour différentes directions de pointage, la mesure de gain permettra le sondage de la forme du diagramme de réseau comme représenté par le trait rouge vertical sur les diagrammes 3D et 2D.*

Résultats Sur chacun des diagrammes des figures 3.26 à 3.29, on représente (à gauche) le gain normalisé (en dB) mesuré (trait plein) et simulé (trait pointillé) en fonction de l'ordre de pointage X et provenant d'un sommateur d'une ligne à 3, 4 et 5 antennes. Les différences entre mesures et simulations sont également représentées (à droite).

Nous avons extrait trois fréquences caractéristiques couvrant la bande d'utilisation de la LSS : ≈10 MHz, ≈40 MHz et ≈80 MHz. L'accord entre mesures et simulations dans chaque cas permet de conclure positivement quant à la validité et la précision du système de phasage pour pointer les lignes vers les bonnes directions. Les niveaux respectifs des lobes de réseaux et des lobes secondaires sont proches de ceux attendus par la théorie.

Il y a cependant des différences qui sont dues à la discrétisation des lignes à retards ainsi qu'à la dispersion des erreurs sur les longueurs des câbles de longueurs variables (lignes à retards) et de

longueurs fixes. Ces écarts sont à l'origine de deux effets : l'élévation indésirable du niveau des lobes secondaires et le remplacement des "zéros" du diagramme de rayonnement (théoriquement situés à $-\infty$ dBc) par des minima moins profonds. L'écart maximal constaté (en dehors des écarts importants dus aux "zéros", repérables par des pics sur les graphes de différences) n'est jamais supérieur à ≈5 dB.

Davantage de mesures sont en cours afin d'améliorer la qualité du diagramme de rayonnement effectif.

En échantillonnant le ciel de manière uniforme, nous pouvons également simuler un pointage dans les deux dimensions pour des valeurs de (θ,ϕ) arbitraires. Chaque valeur de gain mesuré est replacée correctement au bon endroit du diagramme de rayonnement. Il est alors possible de reconstituer une carte du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences par interpolations des mesures discrètes de gain (Fig. 3.30) en supposant que le diagramme de rayonnement se déplace en bloc sans déformation. Les contours calculés à partir d'un ensemble discret de directions et présentent des artefacts sur tous les diagrammes. Il est possible de rapprocher la forme des diagrammes de rayonnement obtenus avec ceux de la figure 3.12. Le système de phasage prototype permet de bien reconstituer la distribution des lobes secondaires et des lobes de réseaux attendus par la théorie. De façon analogue, les zéros du diagramme de rayonnement sont la source des différences entre simulations et mesures. Les écarts maximaux sont toutefois inférieurs à ≈10 dB loin de la position des zéros théoriques.

En guise de première conclusion, le système de phasage tel qu'il a été défini théoriquement, permet de synthétiser correctement le diagramme de puissance du MR et d'assurer correctement son phasage.

3.3.7 Stratégie de pointage des mini-réseaux

3.3.7.1 Pointage LSS

Soft contrôle commande Une partie de l'équipe LSS a été chargée de développer le logiciel de contrôle commande des MR. La LSS possèdera un cabinet récepteur dédié permettant le contrôle de tous les MR. Au sein du réseau LOFAR, les ordres de pointages pourront seront récupérés et convertis en ordre de pointage LSS. Le pas angulaire fin (de l'ordre du degré) de la grille de pointage permet de minimiser l'erreur de pointage.

Rotation aléatoire des MR Nous verrons dans la partie suivante (Chap. 4), que les MR seront tournés les uns par rapport aux autres afin de diminuer le niveau des lobes de réseaux et des lobes secondaires sur le diagramme synthétique de la LSS. Ces rotations sont équivalentes, dans le repère de chaque MR, à effectuer une rotation de la carte de pointage effective. Ainsi, pour une direction pointée (θ, ϕ) (en coordonnées locales), les MR devront pointer une direction effective $(\theta, \phi + \alpha_i)$ où α_i est l'angle de rotation du MR i. Le maillage des directions sur le ciel est estimé suffisamment fin pour rendre négligeable l'erreur de pointage d'un MR à l'autre.
Pour limiter l'émission de RFI et les pics de courant, la mise à jour du pointage des MR sera progressive. Le déclenchement de milliers de relais ne sera pas instantané mais réparti dans le temps sur une durée à évaluer suivant les possibilités du système de contrôle commande.

Effet de la réponse d'antenne Nous avons vu au chapitre précédent (Chap. 2), que le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire n'est pas isotrope et présente une certaine asymétrie entre les plans principaux **E** et **H** de l'antenne. Les figures 3.31 et 3.32 mettent en évidence l'erreur de pointage induite par la réponse de l'antenne élémentaire non isotrope à 20 MHz et à 80 MHz pour un MR LSS.

Du fait du théorème de multiplication des diagrammes, le produit du lobe élémentaire de l'antenne par le diagramme de réseau, pointé théoriquement pour une direction donnée, fournira un lobe primaire pointant une direction voisine de la direction pointée par le diagramme de réseau. Cet effet est le *Beam squint* et dépend de la fréquence car la réponse de l'antenne élémentaire en dépend.

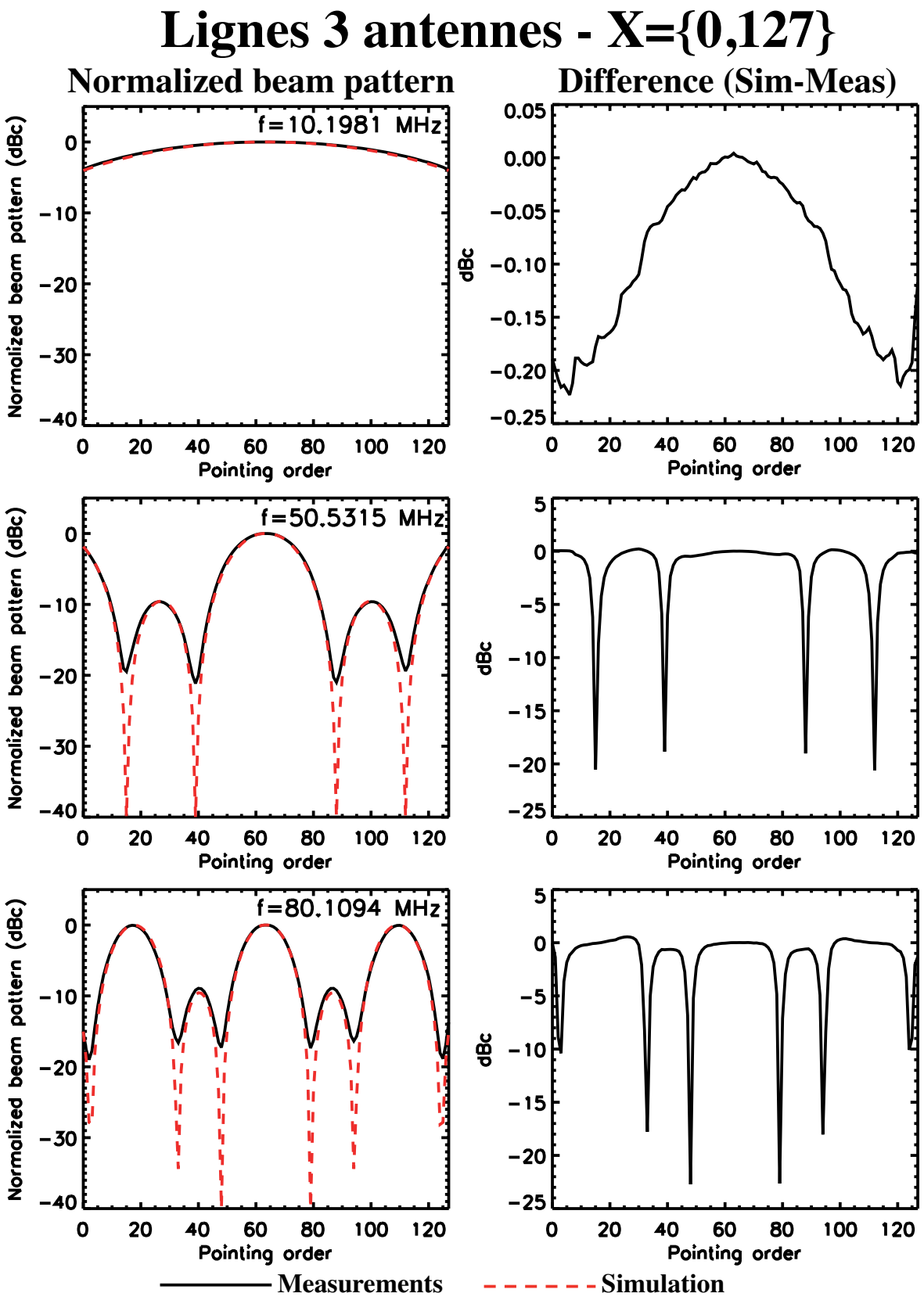


Figure 3.26. *Pour trois fréquences caractéristiques (10, 40 et 80 MHz), on représente (colonne de gauche) la variation du gain relatif mesuré (en trait plein) et simulé (en pointillé) en fonction de l'ordre de pointage X pour une ligne à 3 antennes (en maintenant l'ordre Y au zénith). Les différences de gain (colonne de droite) sont calculées entre les valeurs théoriques et mesurées.*

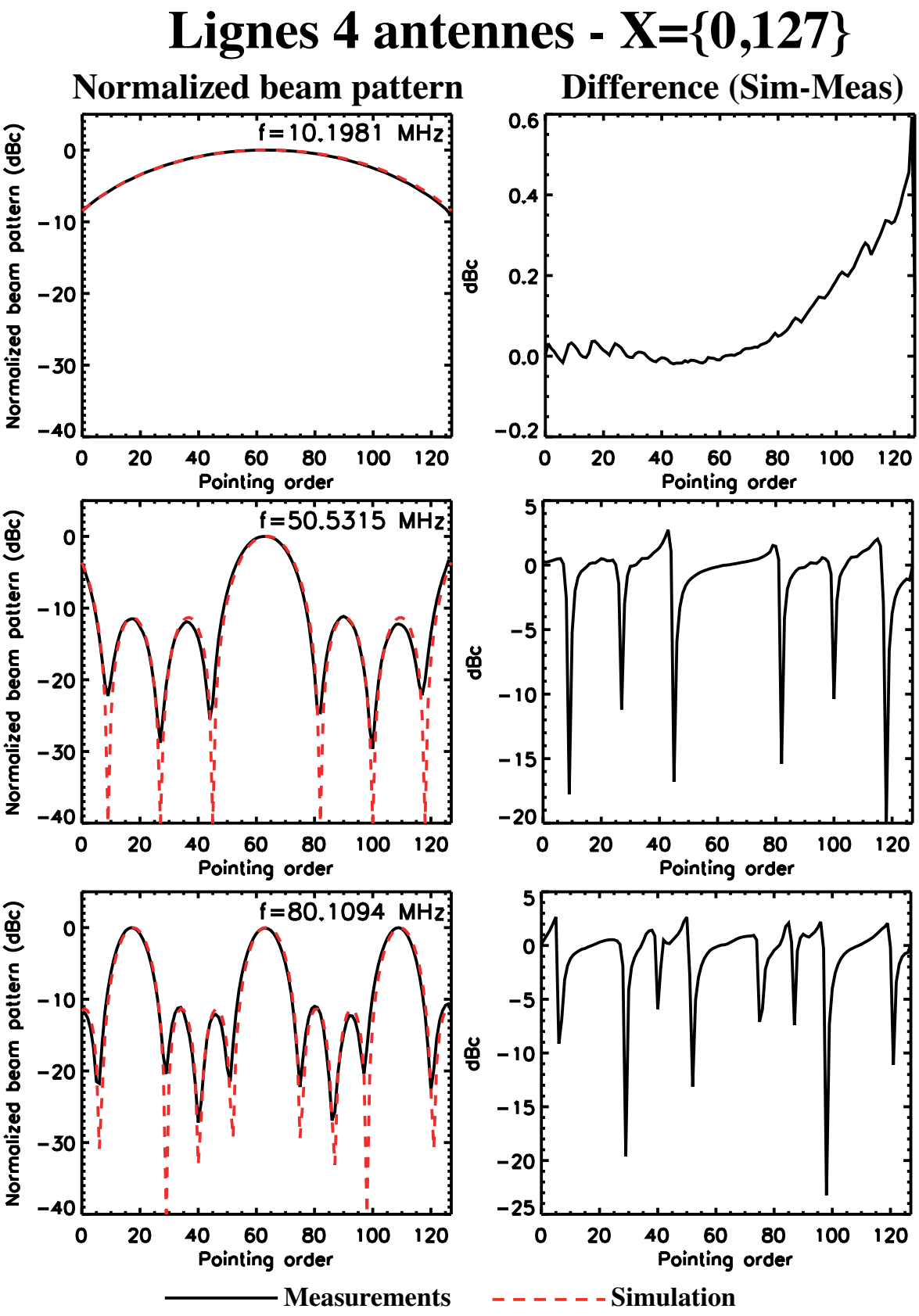


Figure 3.27. *Conventions analogues à celles de la Fig. 3.26 mais pour une ligne à 4 antennes.*

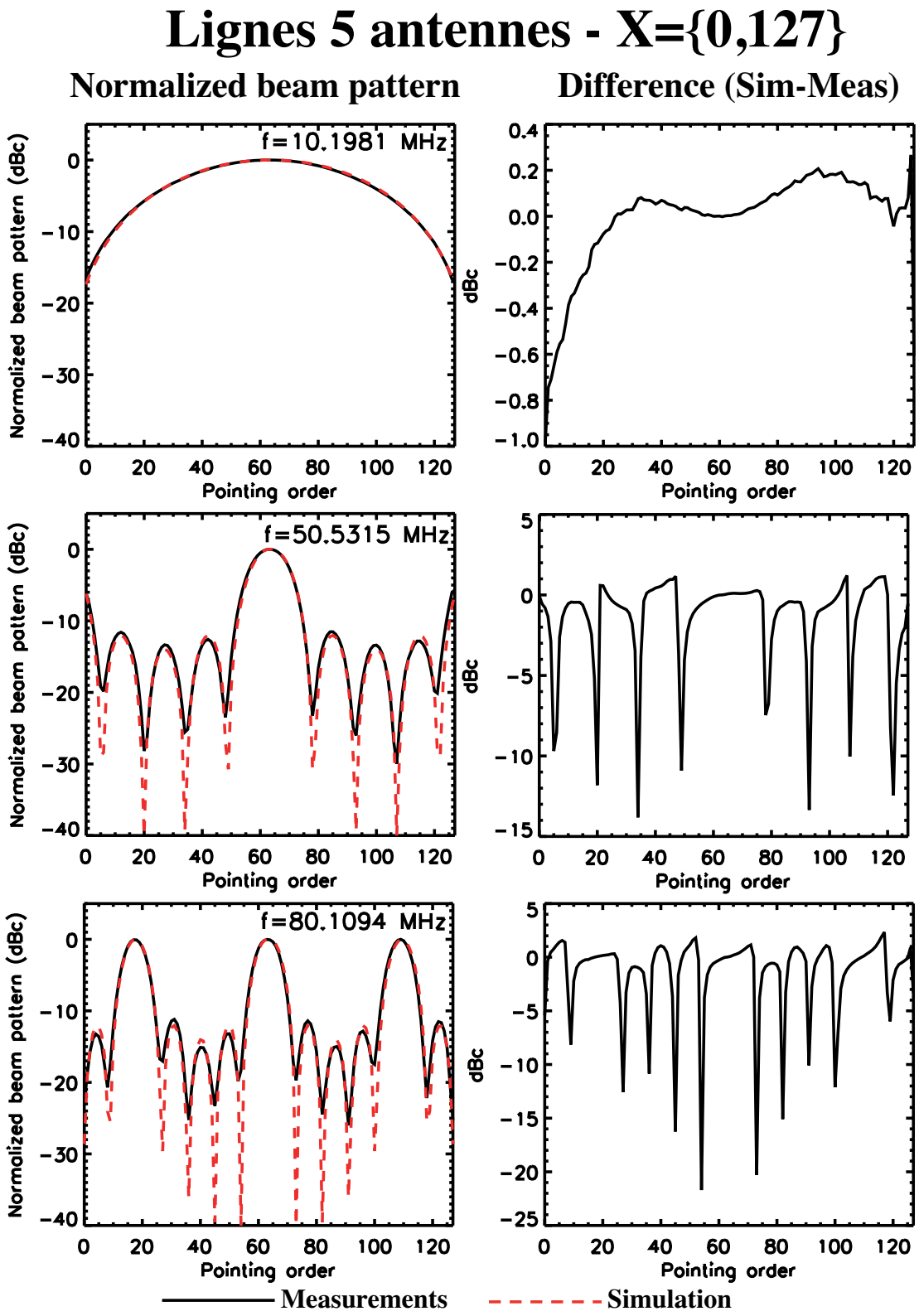


Figure 3.28. *Conventions analogues à celles de la figure 3.26 mais pour une ligne à 5 antennes.*

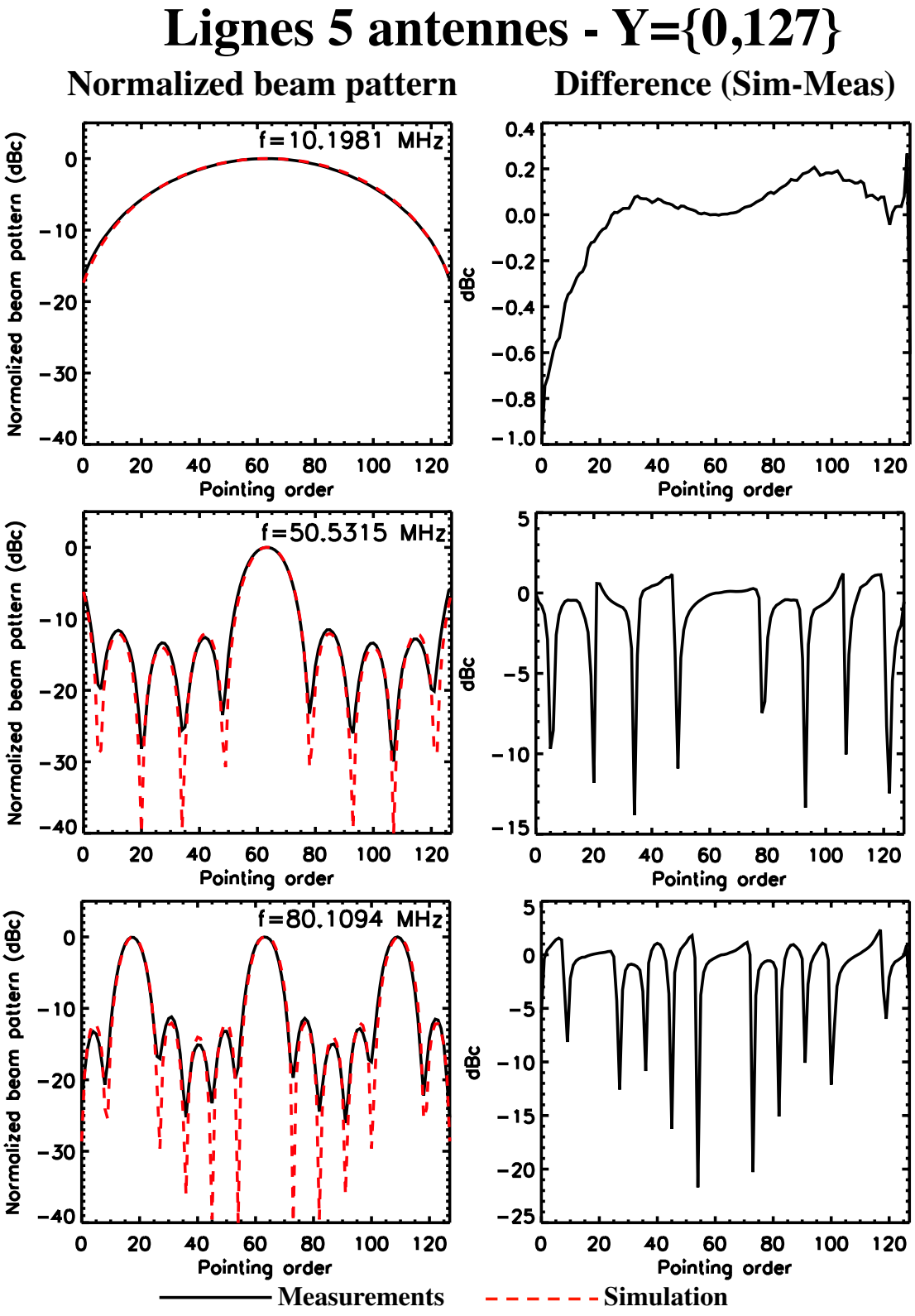


Figure 3.29. *Conventions analogues à celles de la figure 3.26 hormis le pointage de la colonne à 5 antennes qui s'effectue ici dans la direction Y en maintenant l'ordre X pour un pointage au zénith.*

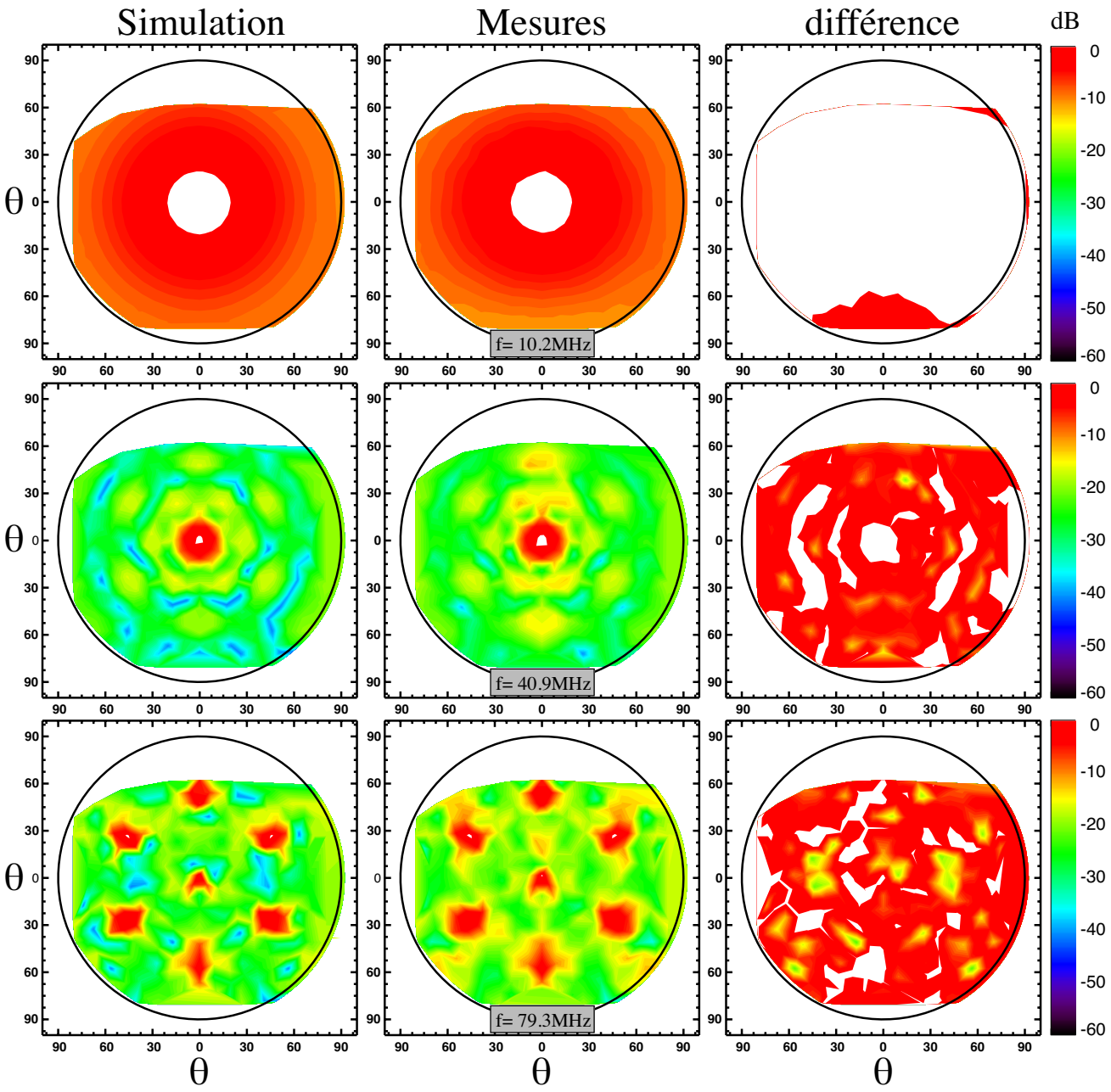


Figure 3.30. *Pour les mêmes fréquences caractéristiques utilisées précédemment, on représente successivement les diagrammes de rayonnements mesurés et simulés ainsi que les différences en dB. Ces diagrammes ont été reconstruits à partir des valeurs de gain mesurés pour différentes directions de pointage programmées. Les artefacts sont dus au nombre limité de points de mesures et sont présents aussi bien sur les simulations que sur les mesures. L'échelle de couleurs est identique pour tous les diagrammes.*

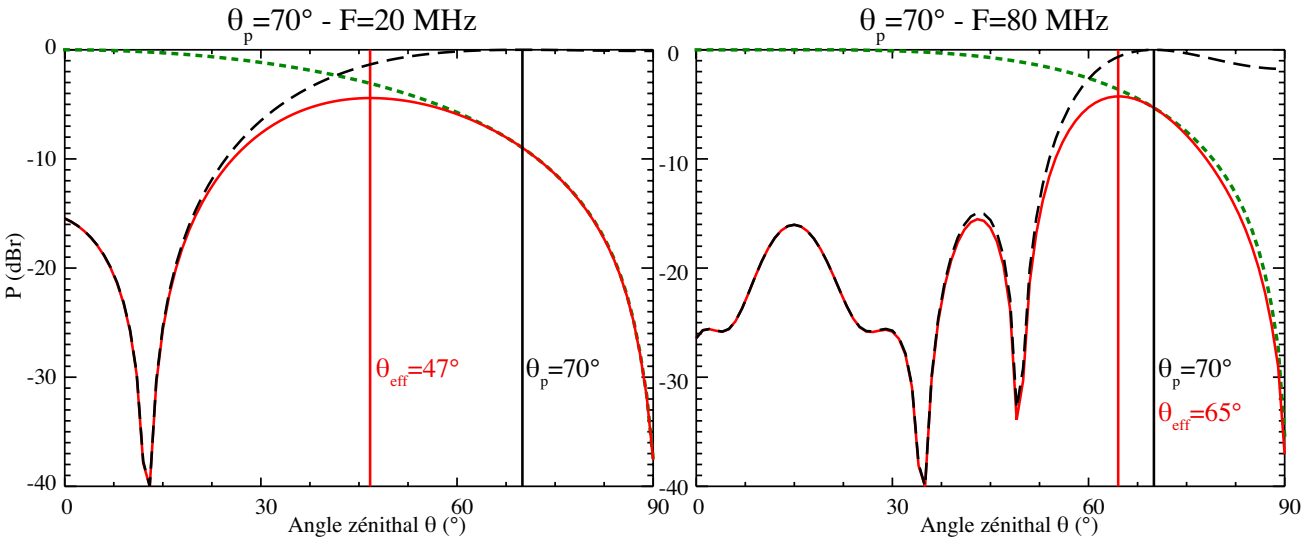


Figure 3.31. *Erreur de pointage causée par l'anisotropie de la réponse de l'antenne élémentaire sur le lobe résultant (rouge) du produit entre la réponse de l'antenne (antenne LSS sur un sol parfaitement conducteur (tirets verts – Plan **H** voir figure 2.4 du Chap.2) et le diagramme de réseau (tirets noirs) du MR LSS pour un pointage théorique de la direction $\theta = 70^o$.(Gauche) $F = 20$ MHz, l'erreur $\Delta\theta = \theta_p - \theta_{eff} \approx 23^o$. (Droite) $F = 20$ MHz et $\Delta\theta \approx 5^o$.*

Pour des directions de pointage de 0^o (zénith) à 90^o (horizon) (dans le plan **H** de l'antenne LSS avec un pas de 10^o), nous avons simulé la variation de l'erreur du pointage de 20 MHz à 80 MHz en considérant la réponse d'un MR LSS. Les courbes présentées en figure 3.32, montre que l'erreur de pointage est le plus grand pour les basses fréquences.

Aux basses fréquences, nous avons vu que toutes les antennes présentent un lobe d'ouverture $\approx 90^o$ à mi-puissance. Ainsi, aux basses fréquences, il ne sera jamais possible de pointer plus bas qu'un angle de $\approx 45^o$ sans une perte de gain notable (dans la direction de pointage désiré) et une erreur de pointage maximale d'environ 40^o.
Aux hautes fréquences, le diagramme de l'antenne élémentaire est suffisamment développé (plus proche d'une antenne isotrope qu'aux basses fréquences) pour diminuer l'erreur de pointage (s'élevant au maximum à 20^o).

Afin de diminuer l'erreur de pointage pour l'observation d'un objet donné, dans une large bande de fréquence, il faudra déterminer une fréquence optimale d'observation permettant de connaître la forme du lobe de l'antenne (qui s'élargit avec la direction) et donc l'ensemble des directions effectivement pointées (à cause du *beam squint*) à partir de la grille théorique de pointage (§3.3.5).
Pendant l'étalonnage du système de pointage des MR, la correspondance entre les directions effectivement pointées (donnée par la direction du maximum effectif du lobe du réseau limité par le champ de vue de l'antenne élémentaire) et l'ordre de phasage envoyé aux MR permettra de contrôler le lobe primaire des MR. Nous enverrons donc aux MR, non pas l'ordre correspondant à la direction de pointage théorique, mais l'ordre correspondant à la direction de pointage effective.

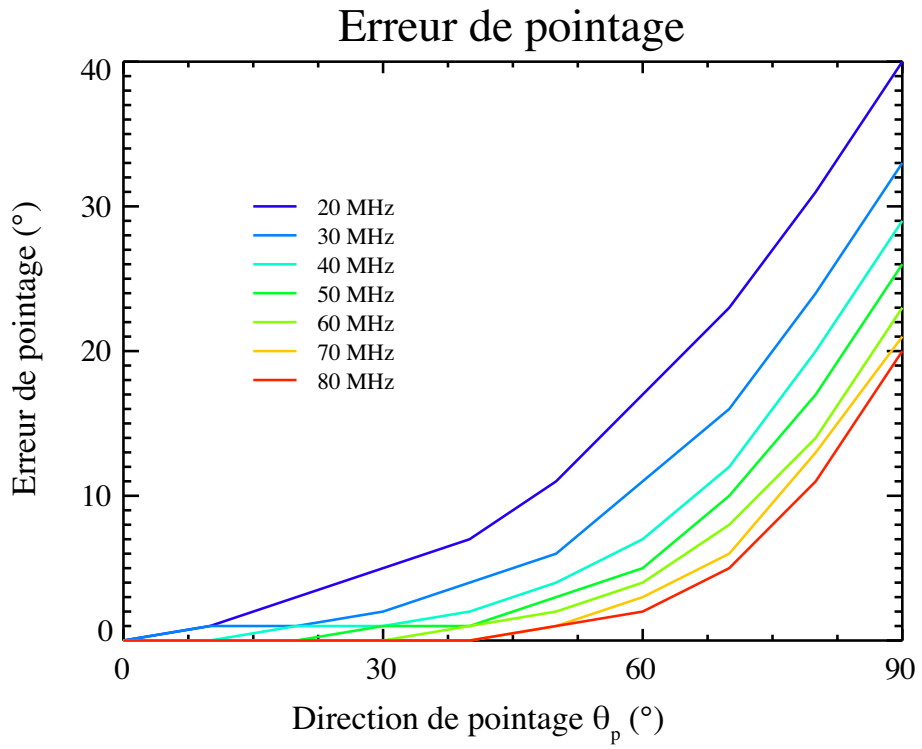


Figure 3.32. *Erreur de pointage en fonction de la direction de pointage pour un MR LSS équipée d'antenne de type LWA. Pour chaque fréquence entre 20 et 80 MHz, l'erreur de pointage augmente pour des directions de pointage de plus en plus éloignées du zénith. Les plus grandes erreurs de pointage surviennent aux basses fréquences (voir texte).*

3.4 Conclusion

Les études d'intégration du système de phasage en laboratoire et sur les prototypes de MR sont actuellement en cours. La priorité sera donnée à l'évaluation des performances du MR et de son système de phasage sur le ciel en terme de sensibilité et de gain pour les différents modes d'observations qui seront testés. Des transits de la galaxie, des poursuites de sources radio ponctuelles ainsi que les premiers tests d'interférométrie entre les MR permettront d'évaluer l'utilisation conjointe de plusieurs MR. La table 3.3 rassemble les principales caractéristiques du MR et de son système de phasage. Pour chaque entrée, les références des paragraphes et des figures renvoient à l'étude concernées.

Table 3.3. *Récapitulation des caractéristiques du MR et du système de phasage*

MR		
N_{ant}	19	§3.2.5.3
Géométrie	Hexagone à maille triangulaire	§3.2.5.3, Fig. 3.7
d_{min}	5,5 m	§3.2.6.1,Fig. 3.9
HPBW (20-80 MHz)	$33{,}2^o$ – $8{,}8^o$	§3.2.6.2, Tab. 3.1, Fig. 3.12
SLL (20-80 MHz)	-22,4 – -2,0 dB	§3.2.6.2, Tab. 3.1, Fig. 3.12

Système de phasage		
θ	0 – 70^o	§3.3.4
N_{bits}	7	§3.3.5, Fig. 3.18
L_{min} (vide)	16,5 cm	§3.3.5, Fig. 3.18, 3.19
Nombre de LàR	10 (8 "X" + 2 "Y")	Fig. 3.16
Type de cellule	2 voies	§3.3.2, Fig. B.1
Nombre de directions $\theta \leq 70^o$	12329	§3.3.5, Fig. 3.21

La topologie du MR et son système de phasage analogique étant définis, nous nous intéresserons, dans le chapitre suivant, à la distribution de 96 min-réseaux sur le sol de Nançay.

Chapitre 4

Distribution des mini-réseaux

Sommaire

4.1 Introduction 99
4.1.1 Démarche 99
4.1.2 Grandeurs interférométriques 100
4.1.3 Cahier des charges 105
4.2 Création d'un masque de contraintes 107
4.3 Distribution des mini-réseaux 108
4.3.1 Introduction 108
4.3.2 Hypothèses et méthodes d'optimisation 108
4.3.3 Résultats de simulation 111
4.4 Rotation des mini-réseaux 116
4.4.1 Introduction 116
4.4.2 Effet de la topologie du mini-réseau 117
4.4.3 Application au cas de la LSS 128
4.4.4 Conclusion 134
4.5 Câblage des mini-réseaux 135
4.5.1 Introduction 135
4.5.2 Première approche du câblage de la LSS 136
4.5.3 Notions de théorie des graphes 136
4.5.4 Recherche d'arbres optimaux 136
4.5.5 Estimation de longueurs et retour sur le positionnement de la LSS 137
4.5.6 Le problème câble-tranchée 141
4.5.7 Application à la LSS 142

4.1 Introduction

4.1.1 Démarche

La géométrie de l'antenne élémentaire et la topologie de la distribution des antennes dans le MR ont été déterminées aux Chap. 2 et Chap. 3. Il s'agit maintenant de placer ces MR sur le terrain en accord avec les besoins formulés par l'argumentaire scientifique. La distribution des MR est l'un des paramètres clefs de la conception de la Super Station LOFAR permettant de définir les propriétés de l'instrument dans son ensemble en tant que grand réseau phasé et interféromètre. Cet instrument doit posséder des caractéristiques (sensibilité, aire effective, résolution...) nécessaires pour un fonctionnement autonome tout en restant compatible avec le réseau LOFAR. L'installation effective des MR sur le terrain est assujettie aux contraintes physiques imposées par le site de Nançay et de la nécessité de se connecter au cabinet de la station LOFAR.

Nous définirons les grandeurs interférométriques (§4.1.2) nécessaires à la conception de la LSS ainsi que les contraintes du cahier des charges. Dans le chapitre §4.2, nous recenserons l'ensemble des contraintes de terrain limitant le positionnement effectif des MR. A l'issue de ce recensement, une

carte (ou masque) des obstacles sera utilisée dans l'optimisation de ce positionnement. Le chapitre §4.3 portera sur l'optimisation proprement dite de la distribution des MR à l'aide d'un algorithme déterministe. L'orientation relative des MR dans le plan en vue d'améliorer la réponse de l'instrument fera l'objet du chapitre §4.4. Pour finir, le problème du câblage des MR (et du passage des tranchées) sera examiné au chapitre §4.5.

4.1.2 Grandeurs interférométriques

4.1.2.1 Visibilité complexe

Un interféromètre est un instrument permettant :
- de mesurer des différences de marche (ex : lors de l'étude de défauts d'épaisseur d'un milieu transparent en optique de laboratoire)
- de mesurer des caractéristiques physiques intrinsèques à une source de rayonnement (ex : la distribution spatiale d'une source).

Un interféromètre est un dispositif de filtrage spatial permettant d'observer une quantité dépendante de la configuration de l'instrument et de celle de la source. À l'image de l'expérience des trous d'Young, on peut former un interféromètre à partir de deux instruments (ou télescopes). Dans le cas de la radioastronomie, l'interféromètre est constitué de radiotélescopes (à antenne unique ou, comme dans les projets multi-antennes comme LOFAR, constitué de réseaux phasés à grand nombre d'antennes).

La connaissance des caractéristiques de cet interféromètre (dépendantes de la longueur d'onde, de la séparation et de l'orientation des télescopes par rapport à la source) permet de connaître ses propriétés de filtrage spatial. Dans un interféromètre à deux antennes, la combinaison par corrélation (ou produit) des signaux mesurés par ces antennes constitue une mesure de la fonction de cohérence spatiale de la source, encore appelée visibilité complexe $\underline{\mathcal{V}}$ [Boone 2011, Condon & Ransom 2010]. Cette quantité est porteuse d'une information en amplitude (amplitude de la visibilité) et d'une information en phase (la phase de la visibilité). Les premières observations de sources se déplaçant sur le ciel prenaient la forme d'interférogrammes dont ont été tirées des grandeurs intrinsèques à la source.

Dans le cas d'un interféromètre radio plan dans un référentiel à 3 dimensions, on peut définir les quantités suivantes (présentées ici avec des notations standards) :
- Soit une direction de pointage $\vec{d_0}$ (unitaire) sur le ciel.
- Soit le repère orthonormé $\mathcal{R}_{(x,y,z)}(\vec{e_x}, \vec{e_y}, \vec{e_z})$, "l'espace direct" où sont placées les deux antennes d'ouverture D_{ant} formant le vecteur $\vec{b}$, appelé base interférométrique.
- Soit le repère orthonormé $\mathcal{R}_{(u,v,w)}(\vec{u}, \vec{v}, \vec{w})$, "l'espace des visibilités" où $\vec{u}$ porte un axe dirigé vers l'Est, $\vec{v}$ un axe dirigé vers le Nord et $\vec{w}$ l'axe complémentaire dirigé dans la direction $\vec{d_0}$. Dans ce repère, les composantes de $\vec{b}$ sont
  $\vec{b}(u,v,w) = \begin{pmatrix} u = \frac{l_x}{\lambda} \\ v = \frac{l_y}{\lambda} \\ w = \frac{l_z}{\lambda} \end{pmatrix}$ avec l_x, l_y, l_z les projections du vecteur ligne de base $\vec{b}$ sur $\mathcal{R}_{(x,y,z)}$ et λ la longueur d'onde.
- Un vecteur unitaire $\vec{d}$, $\vec{d} \neq \vec{d_0}$ et pointant une direction (θ, ϕ) quelconque. Ce vecteur $\vec{d}$ a pour composantes dans $\mathcal{R}_{(u,v,w)}$: $\vec{d} = \begin{pmatrix} l \\ m \\ n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta\cos\phi \\ \sin\theta\sin\phi \\ \cos\theta \end{pmatrix}$.
  Les composantes (l,m,n) (*direction cosines*) permettent de décrire un seul et unique vecteur $\vec{d}$.

Le théorème de Van Cittert-Zernicke [Thompson *et al.* 2008, p.595] permet de relier la brillance de surface (à la fréquence ν) d'une source $\mathcal{B}_\nu$, à sa fonction de cohérence spatiale $\underline{\mathcal{V}}$ par une transformée de Fourier ($\mathcal{F}$) :

$$\underline{\mathcal{V}_\nu} = |\mathcal{V}_\nu| e^{j\Phi_\nu} = \mathcal{F}[\mathcal{E}\mathcal{B}_\nu] \tag{4.1}$$

avec les notations :

$$\underline{\mathcal{V}_\nu}(u,v,w) = \int_{\Omega_{ciel}} \mathcal{E}(l,m)\mathcal{B}_\nu(l,m) e^{-\jmath 2\pi \vec{b}.(\vec{d}-\vec{d_0})} d\Omega \tag{4.2}$$

ou sous la forme généralement utilisée :

$$\underline{\mathcal{V}_\nu}(u,v,w) = \int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1} \frac{\mathcal{E}(l,m)\mathcal{B}_\nu(l,m)}{\sqrt{1-l^2-m^2}} e^{-\jmath 2\pi(ul+vm+(n-1)w)} dldm \tag{4.3}$$

$\|\mathcal{V}\|, \Phi$	l'amplitude et la phase de la visibilité
$\mathcal{E}(l,m)$	la réponse de l'antenne élémentaire
$d\Omega$	l'élement d'angle solide valant $d\Omega = \frac{dldm}{n} = \frac{dldm}{\sqrt{1-l^2-m^2}}$

Approximation petit champ La direction $\vec{d_0}$ est la direction de pointage de l'interféromètre. Elle correspond à la direction pour laquelle les différences de chemins optiques "géométriques" ont été compensées (Chap. §3). Pour des petits angles de pointage autour de la direction du centre de phase (en supposant que $\mathcal{E} \approx 1$ au voisinage du centre de phase), l'équation 4.3 devient, pour une direction $\vec{d}$ au voisinage de $\vec{d_0}$ (i.e. pour $l, m \ll 1$ et donc $n = \sqrt{1-l^2-m^2} \sim 1$) :

$$\underline{\mathcal{V}}(u,v) \approx \int_{-1}^{1}\int_{-1}^{1} \frac{\mathcal{E}(l,m)\mathcal{B}_\nu(l,m)}{\sqrt{1-l^2-m^2}} e^{-\jmath 2\pi(ul+vm)} dldm \tag{4.4}$$

Il est alors possible de remonter à la distribution brillance de la source $\mathcal{B}_\nu(l,m)$ par transformée de Fourier inverse :

$$\mathcal{B}_\nu(l,m) \approx \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \underline{\mathcal{V}}(u,v) e^{+\jmath 2\pi(ul+vm)} dudv \tag{4.5}$$

De cette relation, les jeux de variables (l,m) et (u,v) sont conjugués de Fourier.

4.1.2.2 Synthèse d'ouverture

Couverture (u,v) Les relations précédentes 4.1 à 4.3 sont également valides pour un interféromètre 2-D plan avec $N_{ant} > 2$. Dans ce nouvel interféromètre, le nombre de paires d'antennes indépendantes (bases) qu'il est possible de former s'élève à $N_{bases} = \frac{N_{ant}(Nant-1)}{2}$.

Chacune des bases $\vec{b_i}$ va être associée à un triplet de coordonnées (u_i, v_i, w_i) de l'espace des visibilités et permettra de définir la "couverture (u,v,w)" (ou par commodité, la couverture (u,v) quand le réseau est plan) d'un interféromètre comme l'ensemble des points (u_i, v_i, w_i) dans $\mathcal{R}_{(u,v,w)}$. Chaque visibilité $\underline{\mathcal{V}_\nu}(u_i, v_i, w_i)$, dépendante de la position relative des antennes (l_x, l_y, l_z) de la ligne de base associée, va fournir une information spatiale différente de la source (i.e. une mesure de la fréquence spatiale (u,v,w) sur la valeur de la brillance $B_\nu(l,m)$ de la source). Le fait de disposer de beaucoup de mesures différentes de $\underline{\mathcal{V}_\nu}(u_i, v_i, w_i)$ dans une grande gamme de fréquences spatiales, permet un échantillonnage dense et varié de la fonction de visibilité $\underline{\mathcal{V}}$. Un tel échantillonnage permet de reconstruire fidèlement la quantité $\mathcal{B}_\nu$ par un télescope synthétique d'ouverture $|\vec{b_{max}}| \gg D$. L'imagerie radio par synthèse

d'ouverture consiste à combiner et à pondérer le nombre limité des mesures de $\underline{\mathcal{V}_i}$ afin de reconstruire au mieux la distribution de brillance $\mathcal{B}_\nu$ de la source. Les intégrales des équations 4.1 à 4.5 deviennent alors des sommes discrètes si l'on dispose seulement d'un nombre fini de bases. Il existe plusieurs moyens d'enrichir le plan (u,v).

La quantité $\mathcal{B}_\nu(l,m)$ obtenue directement par inversion de la fonction de visibilité (Eq. 4.5), représente l'image "sale" (*dirty image*) de la brillance réelle. Ceci est dû au fait que les observations sont limitées en durée et en fréquence et que la couverture (u,v) de l'interféromètre est discrète. La couverture (u,v) d'une observation va présenter des trous représentant autant d'information spatiale manquante pour reconstruire la brillance de la source aux différentes échelles spatiales associées.

Pour combler ce manque d'information, on peut utiliser l'algorithme CLEAN [Högbom 1974, Bridle 1996].

Principe de l'algorithme CLEAN Cet algorithme va permettre de former des images scientifiquement exploitables en permettant de s'affranchir de la nature discrète de la couverture (u,v). Cet algorithme commence par travailler sur l'image sale.
En supposant que le ciel est composé d'un ensemble de sources ponctuelles, l'algorithme va repérer, de manière itérative, les positions et les valeurs des maxima de l'image sale.

La FEP [1] est multipliée par le niveau de chaque pic (ou composante CLEAN) et est soustraite de l'image sale à la position du pic considéré. On conserve la position et l'intensité des composantes CLEAN sous la forme d'une image comprenant des pics de Dirac.

Ce procédé est itératif et converge vers un seuil minimal (généralement le niveau de bruit de l'image sale).

L'image propre (*CLEAN image*) est construite en convoluant l'ensemble des composantes CLEAN détectées par une fonction gaussienne elliptique à deux dimensions (le lobe "propre" – *CLEAN beam*). Ce nouveau lobe représente le meilleur ajustement gaussien de la FEP (*dirty beam*) et est plus lisse que la FEP instrumentale.

L'image résultante est moins sujette à des distorsions dues à une faible couverture (u,v). On rajoute néanmoins à cette image, le fond de l'image sale (le résidu) où toutes les sources brillantes ont été soustraites. L'utilisation d'un lobe gaussien revient à supposer une couverture (u,v) gaussienne (par les propriétés d'invariance de la fonction gaussienne par la transformée de Fourier).

Enrichissement du plan (u,v) L'un des objectifs de la conception d'un interféromètre idéal est de fournir à chaque instant, à chaque fréquence et pour une grande gamme de directions pointées, une distribution (u,v) suffisamment échantillonnée pour permettre l'imagerie de sources avec un bon rapport signal sur bruit pour de petites intégrations temporelles et spectrales. Les grands interféromètres actuels tendent vers cet instrument idéal mais comptent également sur d'autres méthodes pour enrichir le plan (u,v) :

- par la modification physique de la configuration de l'interféromètre (comme les différentes configurations du VLA et ALMA), afin d'augmenter sa distribution de lignes de base et donc la distribution (u,v) mesurée pendant différentes observations d'un même objet.
- par l'accumulation temporelle d'observations prises lors du parcours d'une source sur le ciel à cause de la rotation terrestre (au prix de la résolution temporelle). Avec la direction $\vec{d_0}$ dépendant du temps (suivi de la source par pointage), les projections de chaque ligne de base vont se modifier et les composantes (u,v) correspondantes vont suivre des trajectoires elliptiques [Thompson *et al.* 2008, p.30] dans le plan (u,v,w) dont la forme dépend du temps d'intégration et de la position de la source observée. On parle ici de supersynthèse d'ouverture. La figure 4.1 montre une distribution (u,v) de l'instrument LOFAR correspondante à une observation de 1h au

1. Fonction d'étalement de point ; *Point Spread Function (PSF)*

voisinage du zénith. On peut y noter la trace de chaque composante (u,v) formant des portions d'ellipses.

– par l'accumulation spectrale d'observations (au prix de la résolution spectrale) sur plusieurs canaux en fréquence. Comme les coordonnées (u,v,w) de chaque ligne de base dépendent de la longueur d'onde, une observation dans une large bande de fréquences $\Delta\nu$ enrichira d'autant la couverture (u,v) sous la forme de lignes radiales. Des observations large bande permettront d'utiliser la synthèse d'ouverture multi-fréquencesMFS [2] (voir §6).

Les couvertures (u,v) sont par nature très peu denses en lignes de bases courtes ($r_{uv} = \sqrt{u^2 + v^2} \leq D$ où D est le diamètre de chaque antenne de l'interféromètre). Il est possible de combler ce manque en intégrant les mesures d'autocorrélations de chaque antenne au plan (u,v).

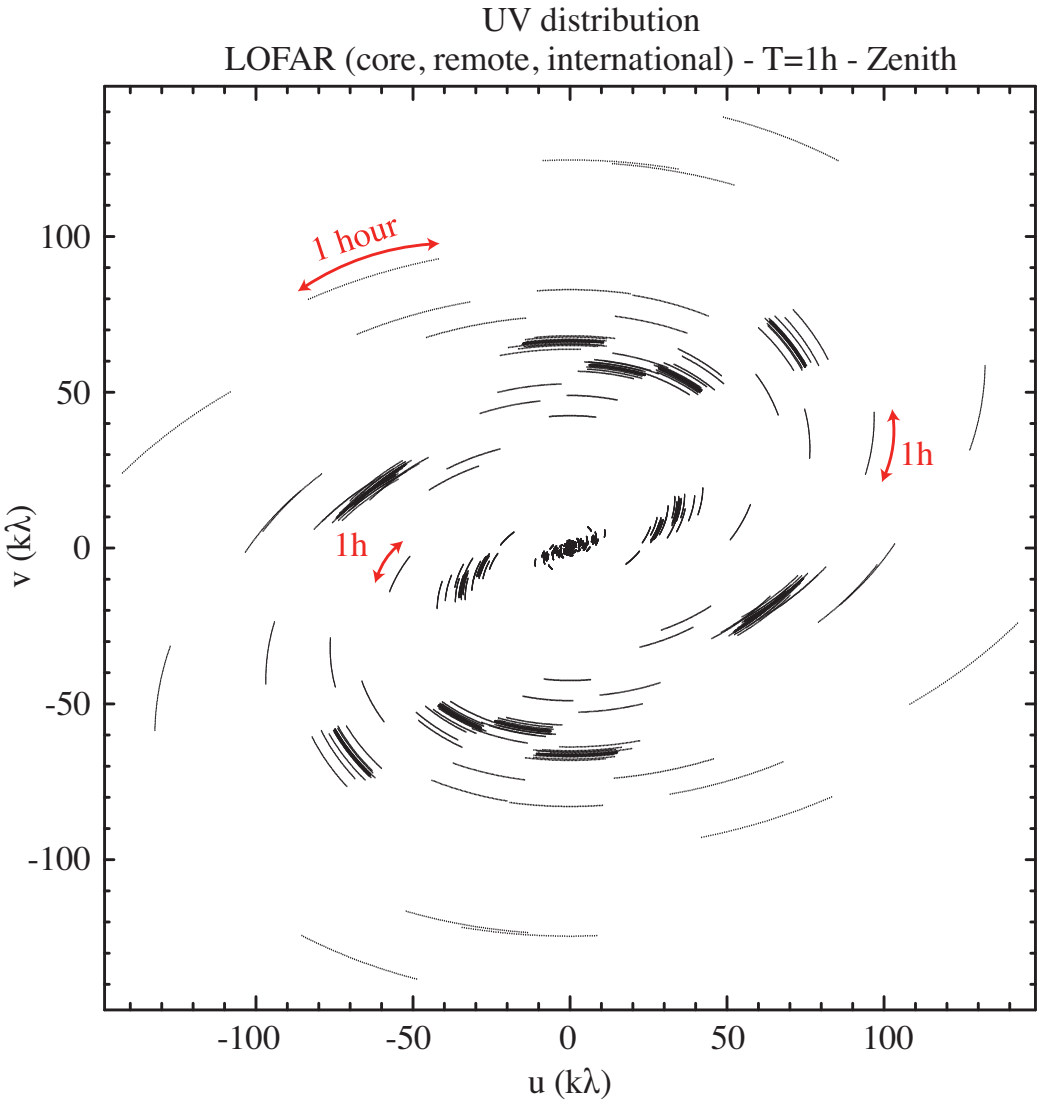


Figure 4.1. *Distribution (u,v) des fréquences spatiales pour l'instrument LOFAR (entier) pour 1h d'observation d'une source au zénith en bande étroite. Les axes sont gradués en unités de longueur d'onde par rapport au centre de phase de l'instrument. Chaque corrélation de paires d'antennes (stations) est représentée par un point à l'instant t. Pendant 1h, ces points se déplacent et créent des portions d'ellipses.*

2. synthèse d'ouverture multi-fréquences ; *multi-frequency synthesis*

4.1.2.3 Radiopolarimétrie et équation de la mesure

Le formalisme précédent est analogue à celui utilisé en interférométrie visible. Une des spécificités des observations radio est de permettre la mesure complète de la polarisation du champ électrique portée par l'onde incidente.

Un formalisme mathématique plus adapté [Hamaker *et al.* 1996] propose une représentation matricielle des équations précédentes par la formulation de "l'équation de la mesure". Cette formulation mathématique permet de relier l'information intrinsèque émise par une source et les différences de potentiels correspondantes reçues aux bornes des antennes d'un interféromètre. Cette modélisation décrit les transformations que subissent les composantes polarisées d'une onde incidente par différents phénomènes dépendant de la direction, de la fréquence et du temps.

On peut représenter le champ électrique complexe en fonction de ses composantes polarisées linéairement $\underline{E} = (\underline{E_x}, \underline{E_y})^t$ avec ^{t}, l'opérateur de transposition. Entre l'émission à la source et sa mesure par l'antenne d'un radiotélescope, cette onde peut subir des transformations (ex : ionosphère, variation de gain, rotation de Faraday, polarisation de l'antenne ...), que l'on suppose linéaires, et donc représentables par des applications linéaires 2×2 [3]. Ces matrices sont appelées matrices de Jones. Les matrices suivantes s'appliquent sur les composantes du champ électrique :

$$J_{gain}\begin{pmatrix} g_x & 0 \\ 0 & g_y \end{pmatrix} \qquad J_{rot} = \begin{pmatrix} e^{-\jmath\phi} & 0 \\ 0 & e^{\jmath\phi} \end{pmatrix} \tag{4.6}$$

Dans ce même formalisme, on peut représenter la visibilité mesurée par le couple d'antenne (i,j) : on exprime sous forme matricielle (de taille 2×2) la visibilité complexe :

$$V_{ij} = J_i B J_j^\dagger \tag{4.7}$$

où

V_{ij}	est la matrice des visibilités mesurées de la base (i,j)
J_i	est la matrice de Jones de l'antenne i
$J_j^\dagger$	est la matrice transposée conjuguée de J_j
B	est la matrice de cohérence de la source

La matrice de cohérence s'exprime en fonction des paramètres de Stokes :

$$\frac{1}{2}\begin{pmatrix} I+Q & U+\jmath V \\ U-\jmath V & I-Q \end{pmatrix} \tag{4.8}$$

La matrice J est elle-même un produit d'autres matrices de Jones décrivant tous les phénomènes rencontrés entre la source et les antennes.

Ces matrices sont carrées et de dimension 2 et permettent une écriture compacte de la visibilité complexe sur chacune des composantes de polarisation (linéaire XX, XY, YX, YY ou circulaire RR, LL, RL, LR ou encore les coefficients de Stokes I, Q, U, V).

La détermination de la matrice de cohérence B devient alors un problème inverse qu'il est possible de résoudre par des approches matricielles. Les outils d'étalonnage et de simulation en cours de développement dans le projet LOFAR comme le logiciel BBS (*Black Board Self-calibration*) [Pandey *et al.* 2009] ou encore MeqTrees [Noordam & Smirnov 2010] se fondent sur la résolution de l'équation de la mesure dans ce formalisme.

3. Deux mesures de polarisations sont nécessaires pour avoir une information complète de l'état de polarisation d'une onde incidente

Nous verrons un cas d'application de cette résolution (Chap. 6) portant sur le traitement des données d'observation des ceintures de radiation de Jupiter.

4.1.2.4 Liens entre interféromètre et réseau phasé

Les propriétés d'un interféromètre et d'un réseau phasé sont reliées par le théorème de Wiener-Khintchine (voir annexe C.2.1). On peut ainsi déduire les propriétés du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes en étudiant les caractéristiques (u,v) de ce même réseau, considéré en tant qu'interféromètre. Ce lien s'établit par le calcul de la FEP de l'interféromètre. Nous avons vu dans les études précédentes (§3) que le diagramme de rayonnement d'un réseau phasé (ou la FEP d'un interféromètre) possédait des lobes secondaires dont il faut diminuer le niveau pour augmenter la sensibilité et la qualité d'une mesure (en diminuant les problèmes de confusion). Les caractéristiques de ces lobes dépendent du nombre d'antennes, de leur distribution et de la fréquence. Avec un grand nombre d'antennes, le nombre de lignes de bases indépendantes (N_{bases}) de l'interféromètre augmente ainsi que le nombre de degrés de liberté d'agencement relatif de ces antennes. Au même titre que les antennes du MR, les MR eux-mêmes peuvent être distribués afin de diminuer le niveau des lobes secondaires de la réponse de l'interféromètre. Cette approche classique de l'optimisation de la FEP entrera en compétition avec d'autres critères de sensibilité de l'interféromètre (décrit en §C.2.2 et §4.3).

4.1.3 Cahier des charges

Le réseau d'antenne LSS fonctionnera en tant que grand réseau phasé (au même titre qu'un champ d'antenne HBA) mais également comme un interféromètre. La distribution des MR sur le site de Nançay est un paramètre contraint à la fois par l'argumentaire scientifique de la LSS (en mode "LOFAR" et en mode autonome) ainsi que par les entraves effectives de réalisation sur le terrain. Ces contraintes se déclinent sous plusieurs aspects, le plus important étant la sensibilité de la LSS.

Sensibilité Maintenant que la topologie du MR est fixée, l'argumentaire scientifique de la LSS privilégiant la sensibilité instantanée, il faut un recouvrement minimal entre les antennes d'un MR et entre les MR. Avec 96 MR et 19 antennes par MR, l'aire effective visée de la LSS est $A_{\text{eff LSS}} \sim 20 A_{\text{eff station LBA}}$ dans la bande des antennes LBA en évitant un maximum de recouvrement des aires effectives aux plus basses fréquences. Cette dernière contrainte aura donc un impact direct sur la taille globale de la LSS ainsi que sur la distance minimale séparant les MR.

Taille et couverture (u,v) La LSS doit être contenue dans un disque de 150 à 200 m de rayon permettant non seulement d'atteindre une résolution angulaire de l'ordre de 1^o (à $\sim$50 MHz) en mode autonome mais également de pouvoir placer physiquement tous les MR sur le terrain de l'USN. La LSS doit apporter de nouvelles bases courtes ($\leq D_{LBA}$) dans le réseau LOFAR pour permettre la mesure de structures étendues ($> 10^o$ sur le ciel). La taille de la plus courte base est principalement contrainte par l'occupation physique du MR mais également par le recouvrement des aires effectives des MR aux basses fréquences.

Le nombre fini de MR (96) ne fournit qu'un nombre également fini de composantes (u,v) dans une distribution (u,v) instantanée (à un temps et à une fréquence donnés, le nombre de bases indépendantes s'élève à $N_{bases} = \frac{N_{ant}(N_{ant}-1)}{2} = 4560$). Cette couverture (u,v) instantanée ne doit pas présenter de trop grandes irrégularités (i.e. trous ou surdensités dans certaines zones de la distribution (u,v)) et être suffisamment riche en composantes variées pour échantillonner une ouverture régulière (et symétrique).

Niveau des lobes secondaires Comme déjà discuté au chapitre §3, la distribution relative des MR doit être irrégulière et pseudo-aléatoire afin d'échantillonner suffisamment l'ouverture de la LSS avec le minimum de composantes (u,v) redondantes. La taille maximale de la LSS fixera le niveau de troncature

de l'échantillonnage de cette ouverture et en même temps le niveau des lobes secondaires (voir Annexe C.2.2).

Du fait de leur nature régulière, les MR se comporteront comme des antennes présentant des lobes de réseaux aux hautes fréquences. La rotation relative des MR les uns par rapport aux autres permettra de contribuer à la diminution de l'impact de ces lobes (voir §4.4). Le système de phasage des MR est suffisamment précis pour permettre des pointages dans des directions identiques malgré ces rotations.

Les contraintes de positionnement Le champ de vue cible (tout le ciel jusqu'à une élévation d'environ 20^o) doit être dégagé de tout obstacle (arbres, bâtiments). Les MR seront chacun raccordés au cabinet de la station LOFAR par deux câbles coaxiaux (pour deux polarisations). Il sera nécessaire d'étudier différents scenarii de positionnement du centre de la LSS (centré sur la station LOFAR ou non). La présence des autres instruments en opération à Nançay (CODALEMA, Radiohéliographe) et celle de leurs câbles enterrés ne devra pas être perturbée par l'installation des MR. Certains obstacles naturels rendent la construction de MR impossible (canaux artificiels ou naturel, arbres protégés) et seront également à prendre en compte.

4.2 Création d'un masque de contraintes

Il est nécessaire de connaitre les contraintes de terrain qui vont limiter le positionnement au sol des MR. Pour cela, un travail de recensement des obstacles et des mesures sur le terrain ont été effectués. Les sources d'informations disponibles sont multiples et sont constituées de relevés cadastraux du site de l'Unité Scientifique de Nançay, des listes de coordonnées GPS d'instruments voisins (CODALEMA, station LOFAR, Radiohéliographe) ainsi que des images satellites. Ces informations ont été compilées dans une étude présentée en annexe §C.1.1.

Le système de projection utilisé y est décrit et le recensement des plus gros obstacles dans le champ LSS est présenté à l'annexe §C.1.2. Le résultat de cette étude a permis de créer un masque de contraintes pour l'optimisation du positionnement des MR. Ce masque de terrain, composite (Fig.4.2), fait intervenir tous les obstacles recensés. La parcelle au Nord de la station LOFAR a été déboisée et aplanie afin de recevoir les trois premiers MR prototypes.

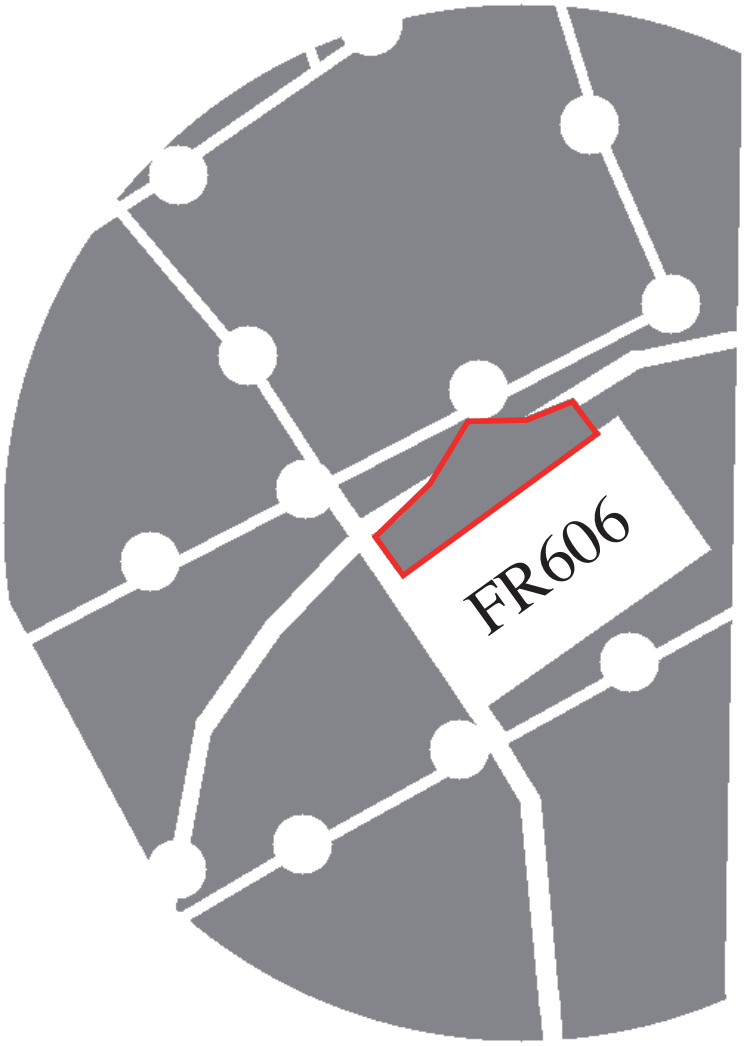


Figure 4.2. *Masque de terrain prenant en compte les différents obstacles recensés (stations CODALEMA, passage de fibres optiques, canaux artificiels et naturels). Il servira de masque de contraintes pour l'algorithme de positionnement des MR (§4.3.2). La parcelle au Nord de la station LOFAR (limite rouge) a été déboisée pour l'installation des trois MR prototypes.*

4.3 Distribution des mini-réseaux

4.3.1 Introduction

Nous avons parlé en §4.1.2 des visibilités complexes mesurées par un interféromètre radio, de sa couverture (u,v) et de la synthèse d'ouverture. Nous traiterons ici de l'étude de distribution des MR dans le champ LSS afin de répondre aux besoins du cahier des charges précédemment établi en §4.1.3.

- La taille de la LSS doit fournir une résolution angulaire d'environ $\frac{\lambda}{B_{max}} \approx 1^o$ et doit être de taille compatible avec l'espace disponible et les contraintes imposées par le terrain du site de Nançay (définies à la section précédente) prévu pour la LSS.
- La distribution des antennes (i.e. des MR) de la LSS doit faciliter leur mise en réseau mutuelle et sera centrée autour de la station LOFAR actuelle (ce qui sera justifié a posteriori dans au §4.5.5). Cette position permet de diminuer les longueurs des câbles et donc l'atténuation des signaux provenant des antennes et allant vers le cabinet LOFAR.
- La LSS doit avoir une couverture (u,v) adaptée à de courtes périodes d'observations. Contrairement au réseau décamétrique dédié à l'observation du Soleil et de Jupiter et dont les éléments sont orientés vers le sud, la LSS doit permettre l'observation d'objets astrophysique variés. Cette couverture instantanée doit être la plus homogène (sans "trou") et la plus symétrique possible.

4.3.2 Hypothèses et méthodes d'optimisation

4.3.2.1 Couverture (u,v) cible

La bijection donnée par le théorème de Wiener-Khintchine (voir §C.2.1) entre les performances d'un interféromètre et d'un réseau phasé vont permettre de nous consacrer à l'optimisation de l'aspect interférométrique de la LSS. Dans cette étude, l'accent sera donc mis sur l'optimisation de la couverture (u,v) instantanée pour des sources au voisinage du zénith.
L'objectif à atteindre est une distribution (u,v) instantanée riche et uniforme permettant idéalement une reconstruction fidèle de la brillance de la source.

Il est important de noter qu'avec un nombre fini d'antennes, il n'est possible d'échantillonner que de manière limitée le plan (u,v) (avec N_{bases} lignes de bases). Ce nombre fini de composantes (u,v) représentera une contrainte dans l'obtention d'une couverture (u,v) dense pour l'interféromètre LSS.

La fidélité de la mesure interférométrique est assurée par la quantité composantes (u,v) accessibles (dépendant du temps d'intégration, de la bande de fréquence observée, du taux de redondance des lignes de bases dans l'interféromètre) et de la qualité du traitement de données.

Une distribution (u,v) uniforme à deux dimensions (en rayon et en azimut) peut être assurée par une infinité de lignes de bases non redondantes. Cette couverture résulte de l'autocorrélation de l'ouverture $\mathcal{A}(x, y)$ (voir §C.2.1) et il est donc impossible de trouver une fonction analytique $\mathcal{A}$ permettant d'obtenir une distribution uniforme (i.e. l'équation $\mathcal{A}(x, y) * \mathcal{A}(x, y) = 1$, $\forall (x, y) \in \mathcal{R}^2_{(x,y,z)}$ n'admet pas de solution analytique pour $\mathcal{A}$). Il est donc nécessaire d'utiliser des algorithmes d'optimisation permettant de s'approcher au mieux d'une telle distribution (u,v) "idéale". Dans le cas de cette étude, nous avons utilisé l'algorithme de Boone [Boone 2002].

4.3.2.2 L'algorithme de Boone

Contexte du problème de la configuration Dans le cadre de différents projets instrumentaux, le problème de la configuration peut être résolu par différents algorithmes d'optimisation. Citons par exemple les travaux de Conway [Conway 1998], fondés sur l'utilisation de spirales logarithmiques ou de Kogan [Kogan 2000], avec l'optimisation dans l'espace direct de la forme de la FEP instrumentale. Au contraire, d'autres approches "indirectes" opèrent dans l'espace de Fourier à la recherche de distributions (u,v) particulières. La distribution d'antennes correspondante est le résultat de la convergence de ces optimisations.

Parmi ces algorithmes, l'algorithme de Boone [Boone 2001, Boone 2002] constitue également une approche indirecte de l'optimisation et permet, par ailleurs, la prise en compte d'un masque de contraintes, l'optimisation pour différents paramètres d'observation (plusieurs configurations, directions et durées d'observation). Cet algorithme est accessible via une bibliothèque en C++ nommée APO [4] mise à disposition par l'auteur.

Principe de l'algorithme de Boone Il n'est pas toujours possible d'inverser l'autocorrélation reliant une distribution (u,v) cible $\mathcal{D}_{cible}(u,v)$ à la distribution des antennes $\mathcal{A}(x,y)$ correspondante. Il est néanmoins possible de minimiser la "distance" entre la distribution de Fourier courante $\mathcal{D}(u,v)$ (donnée par la distribution instantanée des antennes) et cette distribution cible avec une approche itérative basée sur le déplacement des composantes (u,v). En effet, dans un interféromètre à N_{ant} antennes, le déplacement physique d'une antenne va modifier un nombre $N_{ant}-1$ de bases dans lesquelles cette antenne intervient. Cela va se traduire par un déplacement de $N_{ant}-1$ composantes (u,v) dans l'espace (u,v).
Dans l'espace de Fourier, on définit un ensemble de grilles à symétrie cylindrique et de résolutions différentes sur lesquelles va être évaluée la densité $\mathcal{D}(u,v)$. Dans chaque cellule de ces grilles, on peut définir le gradient :

$$\vec{G}(u,v) = \vec{\nabla}(\mathcal{D} - \mathcal{D}_{cible}) \tag{4.9}$$

La valeur de ce gradient permet d'évaluer l'écart entre les densités (u,v) courante et cible. Le déplacement de chaque antenne i sera fonction des valeurs de gradient calculées à partir de chacune de ses $N_{ant}-1$ composantes (u,v) par :

$$\vec{d_i} = g \sum_{j=1}^{N_{ant}-1} \mathbf{M}\vec{G}(u_{ij}, v_{ij}) \tag{4.10}$$

où

- $\vec{d_i}$ le vecteur déplacement de l'antenne dans l'espace physique.
- g un facteur de gain ($g \leq 1$)
- $\mathbf{M}$ la matrice de passage de l'espace (u,v) à l'espace physique des antennes.
- $\vec{G}$ le gradient de la composante (u,v) du couple d'antennes (i,j)

Les composantes (u,v) associées à une antenne sont assimilées à des particules d'un gaz soumises à des forces de pression générées par les trous ou les excès locaux de densité $\mathcal{D}$. Chaque antenne sera donc déplacée (dans l'espace direct) suivant la direction moyenne issue de la somme des forces de pressions appliquées à ses $N_{ant}-1$ composantes, pondérées par la matrice de passage $\mathbf{M}$. Cette méthode permettra d'éviter la formation de sous-densités et de sur-densités dans la couverture (u,v) de la LSS. En pratique, une fraction seulement de cette distance sera appliquée aux antennes de façon à rendre le processus convergent (avec le gain g).

Propriétés de l'algorithme Cet algorithme est déterministe et ne demande pas de ressources importantes. Les résolutions sont rapides et la convergence de l'algorithme est assurée par le suivi des variations du gradient $\vec{G}$ avec le nombre d'itérations. Afin de ne pas être piégé dans des configurations représentant des minima locaux de $\vec{G}$, les positions des antennes peuvent être occasionnellement perturbées aléatoirement.

Le masque des contraintes, qui est fourni en entrée, représente les zones de placement interdites. L'algorithme tient compte de ces contraintes et optimise au mieux la distribution des antennes dans les zones autorisées.

4. *Antenna Positions Optimization*

4.3.2.3 Hypothèses de simulation

Modèle d'antenne Chaque MR [5] est, dans cette partie, considéré comme une antenne radio unique munie d'un collecteur de surface définie par la surface d'occupation du MR au sol. Au moment de cette étude, la distance inter-antenne dans un MR était de 3,5 m et le MR pouvait être assimilé à un disque de $\approx$ 16 m de diamètre (pour éviter ainsi la collision physique des MR). La distance inter-antenne a été modifiée à 5,5 m par la suite lors du choix final de la topologie du MR (équivalent à une antenne de 22 m de diamètre). Le principe de la résolution ainsi que les résultats de cette étude sont néanmoins toujours valides malgré les recouvrements physiques qui vont survenir pour certains MR.

Pour la réalisation effective de la LSS, le masque de terrain ne rend pas compte de toutes les contraintes réelles liées à la construction (obstacles non recensés, zones inconstructibles, placement du cabinet des MR, câblage). La distribution des MR devra donc subir des ajustements locaux en fonction de ces contraintes.

La base interférométrique la plus courte correspond à la taille d'un MR.

Couverture (u,v) cible Boone propose une définition théorique de la couverture (u,v) cible "idéale" permettant de répondre aux spécifications de l'instrument : la résolution angulaire de l'image finale (après utilisation de l'algorithme CLEAN §4.1.2.2), la qualité de la FEP (niveau des lobes secondaires) ainsi que l'effort d'interpolation et d'extrapolation à fournir pour pallier l'insuffisance de composantes (u,v).

Pour un instrument avec un nombre d'antennes donné, le nombre de composantes (u,v) mesurées sera fini (à l'instant t et à la fréquence f). La distribution des composantes doit être celle qui minimise la perte de sensibilité de l'interféromètre. On optimisera la distribution "instantanée" des composantes pour permettre des observations courtes avec une couverture (u,v) riche et variée.

Un développement de ces paramètres est donné en annexe §C.2.2.

Extension Nord-Sud de la distribution d'antennes Quand le lobe primaire d'un réseau d'antennes à ouverture symétrique est pointé du zénith vers l'horizon, il va subir une déformation dans la direction de pointage [Mailloux 2005, p.89].

Lors d'observations de sources se trouvant au sud et en transit d'Est en Ouest, il peut être intéressant de déformer volontairement la distribution des antennes pour lui donner une forme elliptique allongée dans la direction Nord-Sud. Le lobe primaire sera donc elliptique au zénith mais deviendra circulaire pour des directions pointées au Sud (voir [Kuniyoshi *et al.* 2008]). Cette optimisation de la réponse pour les sources au Sud n'est pas une solution qui sera retenue pour la LSS afin de conserver des caractéristiques instrumentales stables et similaires à celles des autres stations LOFAR.

Niveau des lobes secondaires La couverture cible implémentée dans le code APO est une distribution (u,v) gaussienne. Les paramètres de cette gaussienne (largeur à mi-hauteur et niveau de troncature) vont fixer la topologie de la distribution d'antennes (qui sera également une gaussienne). Dans le cas où cette gaussienne est d'extension infinie, le niveau des lobes secondaires de la FEP associée est théoriquement nulle. En choisissant une distribution (u,v) gaussienne tronquée, on peut fixer théoriquement le niveau des lobes secondaires de la FEP au détriment de la sensibilité globale de l'interféromètre (voir détails à l'annexe §C.2.2).

5. Mini-réseau

4.3.3 Résultats de simulation

Distribution finale Dans le cas de la LSS, nous devons distribuer 96 MR dans le plan conformément à ce qui a été défini précédemment. Nous avons étudié quatre distributions modèles à l'aide d'un masque de contrainte simplifié [6] , en faisant seulement varier le paramètre de la distribution gaussienne modèle ainsi que la ligne de base maximale. Nous considérons ici des MR de 16 m de diamètre, pour une observation "instantanée" (ou *snapshot*) en direction du zénith. Les paramètres du code sont déduits de l'annexe C.2.2.

Les configurations d'antennes finales obtenues sont présentées sur les figures 4.3 et 4.4 et se déclinent en quatre cas (pour différents valeurs de FWHM [7] et de B_{max} – voir annexe) :

1. FWHM=200 m, B_{max}=400 m (Fig. 4.3 (haut)) : les MR forment une distribution très dense, augmentant ainsi la quantités de lignes de bases courtes (pic de densité dans l'histogramme de distribution (u,v) radiale). Le reste de la distribution (u,v) ne suit pas la distribution modèle (trou dans l'intervalle U.λ=30-120m et surdensité au-delà de U.λ=120m). Par ailleurs, la distribution azimutale n'est pas symétrique (fluctuation d'environ 20% de la densité) du fait de la présence des obstacles près du centre de la LSS.
2. FWHM=300 m, B_{max}=400 m (Fig. 4.3 (bas)) : De manière analogue, ce cas présente encore un surnombre de bases courtes et un manque de lignes de base en dessous de 100 m malgré une distribution (u,v) plus proche du modèle gaussien. La taille de la LSS est inscrite dans un disque de diamètre ≈380 m.
3. FWHM=400 m, B_{max}=400 m (Fig. 4.4 (haut)) : La distribution (u,v) suit maintenant le profil gaussien modèle avec une légère surdensité de bases courtes. La densité azimutale varie maintenant de seulement ≈5%. Certains MR sont disposés sur un cercle correspondant à la ligne de base maximale de 400 m entre les MR. Ce disque correspond à la taille limite atteignable par la LSS.
4. FWHM=400 m, B_{max}=600 m (Fig. 4.4 (bas)) : La situation est identique à la précédente hormis la relaxation de la longueur de base maximale fixée ici à 600 m. Les deux profils radial et azimutal montrent une plus grande proximité entre la distribution finale et la distribution modèle. La distribution des MR devient également visiblement gaussienne. Cependant, une telle distribution requiert une augmentation notable de la taille de la LSS (si bien que certains MR se retrouvent à la limite du masque de contraintes). Celle solution ne sera pas retenue.

Les distributions trouvées précédemment permettent de se rendre compte de la latitude du placement des MR sur le terrain. La présence d'une grande zone interdite (station LOFAR) au centre de la LSS empêche la formation d'une distribution symétrique et gaussienne des antennes dans le champ.

Afin de pouvoir distribuer les MR de manière satisfaisante, nous avons renouvelé l'optimisation sur plusieurs distributions aléatoires de départ avec les paramètres du cas N°3 ainsi qu'un masque de contraintes plus réaliste. La configuration qui a été utilisée dans la suite de l'étude est celle de la figure 4.5.

Comme l'état de la distribution (u,v) (profils radial et azimutal) est conservé à chaque itération de l'optimisation, il est possible de sélectionner la distribution finale adaptée (par sélection visuelle ou calcul du gradient) présentant la plus grande proximité avec le modèle gaussien cible. La FEP résultante (calculée par transformée de Fourier en appliquant aux visibilités une pondération "naturelle" [8] choisie pour fournir l'information du niveau maximum des lobes secondaires dans un cas défavorable pour la LSS) présente un niveau maximal des lobes secondaires s'élèvant environ à 5% (soit un SLL ≈ −13 dB). Les caractéristiques du lobe primaire sont rassemblées en table 4.1 pour les deux fréquences caractéristiques de la LSS.

6. Ce dernier prend en compte la station LOFAR, des stations CODALEMA autonomes ainsi que de la présence du bras NS du Radiohéliographe.

7. *Full Width at Half Maximum*

8. en affectant un poids à chaque visibilité inversement proportionnelle à sa variance. Cela permet de minimiser le niveau de bruit mais apporte un diagramme avec des lobes secondaires plus puissants.

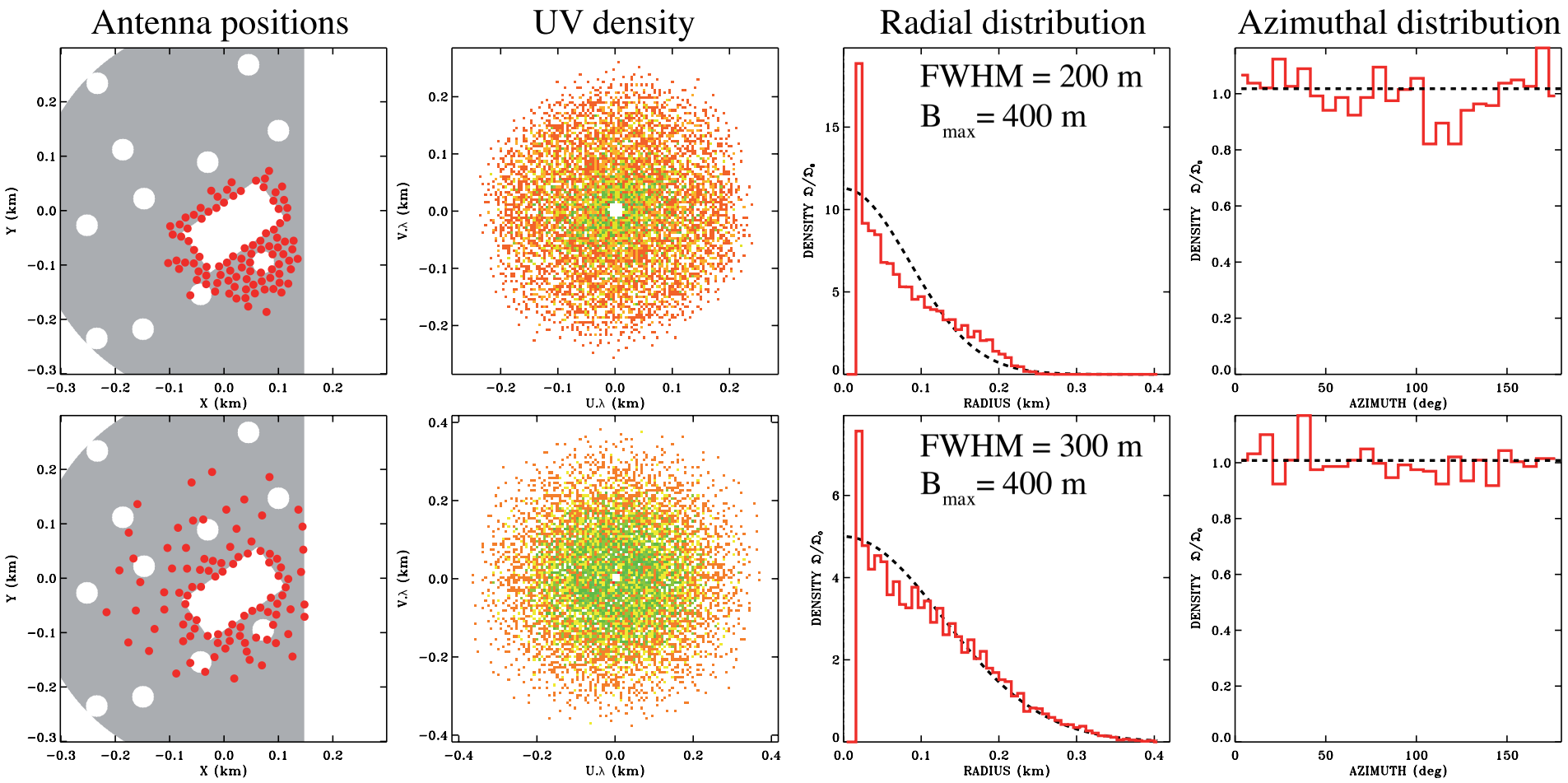


Figure 4.3. *Graphes issus du programme APO. De gauche à droite : distribution des antennes (disques rouges) dans la zone autorisée par le masque de contraintes, Densité (u,v) correspondante, profil radial de la distribution (u,v) (en pointillé le modèle gaussien et en rouge l'histogramme radial de la distribution finale), profil azimutal de la distribution (u,v) (même convention). Chaque rangée correspond à une distribution gaussienne cible particulière de FWHM=200 m (première rangée) et FWHM=300 m (seconde rangée).*

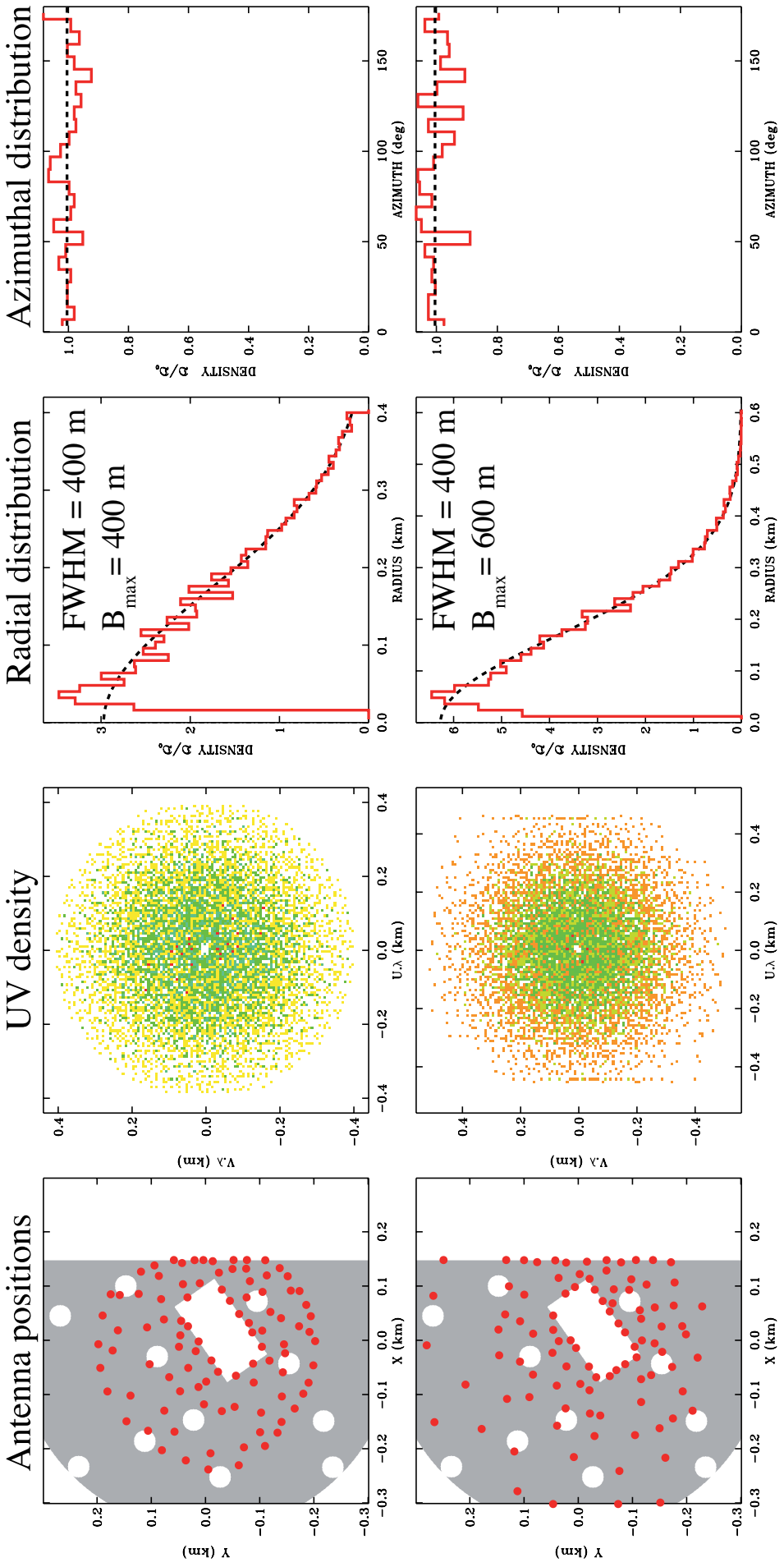


Figure 4.4. *Convention identique à la figure 4.3 avec FWHM=400m pour les deux rangées mais une ligne de base maximale de 400m (première rangée) et de 600m (seconde rangée).*

En terme d'aire effective, en effectuant des calculs analogues à celui du chapitre §3, il est possible d'évaluer l'aire effective de la LSS pour la distribution de la figure 4.5 pour des MR dont les antennes sont espacées de 5,5 m. La perte d'aire effective causée par des MR trop proches les uns des autres est quantifiable en comparant l'aire effective prenant en compte les recouvrements à l'échelle de la LSS et l'aire effective totale de 96 MR.

Aux basses fréquences, la perte d'aire effective causée par les recouvrements entre les MR n'est que de ≈8%. Dans ce calcul, nous avons supposé que chaque antenne du MR possèdait une aire proche de $\approx\lambda^2/3$ et nous avons pris en compte le recouvrement de ces aires pour le calcul de l'aire effective du MR. Il est possible de diminuer ces pertes d'aire effective en augmentant la taille de la base interférométrique minimale B_{min}.

Table 4.1. *Largeurs à mi-hauteur estimées (sachant $FWHM \approx \frac{\lambda}{B_{max}}$) et calculées avec le logiciel APO (par la TF inverse de la distribution (u,v) affectée d'un poids "naturel"). L'estimation donne une borne supérieure de la résolution angulaire qu'il est possible d'obtenir avec cette distribution. Les deux dernières colonnes présentent pour les deux fréquences, les aires effectives de la LSS pour une distance inter-antennes de 5,5 m en prenant compte le recouvrement des aires effectives et l'aire effective maximale de 96 MR sans prise en compte des recouvrements entre les antennes.*

Fréquence (MHz)	$\lambda/B_{\max = 400\text{ m}}$	FWHM APO	$A_{\text{eff LSS}}$	$A_{\text{eff LSS max}} = 96 * A_{\text{eff,MR}}$
20	$2{,}15^o$	1.89^o	69933 m^2	76112 m^2
80	$0{,}53^o$	0.45^o	8550 m^2	8550 m^2

Compte tenu des limitations du masque de contraintes, un ajustement local de la distribution sera à envisager à la découverte ou à la modification d'obstacles. Il est possible de relancer l'optimisation sur un sous-ensemble de la distribution en maintenant fixes les MR dont la position est sûre [9]. Dans la suite, nous utiliserons la distribution de la figure 4.5.

9. Le code APO possède cette fonctionnalité.

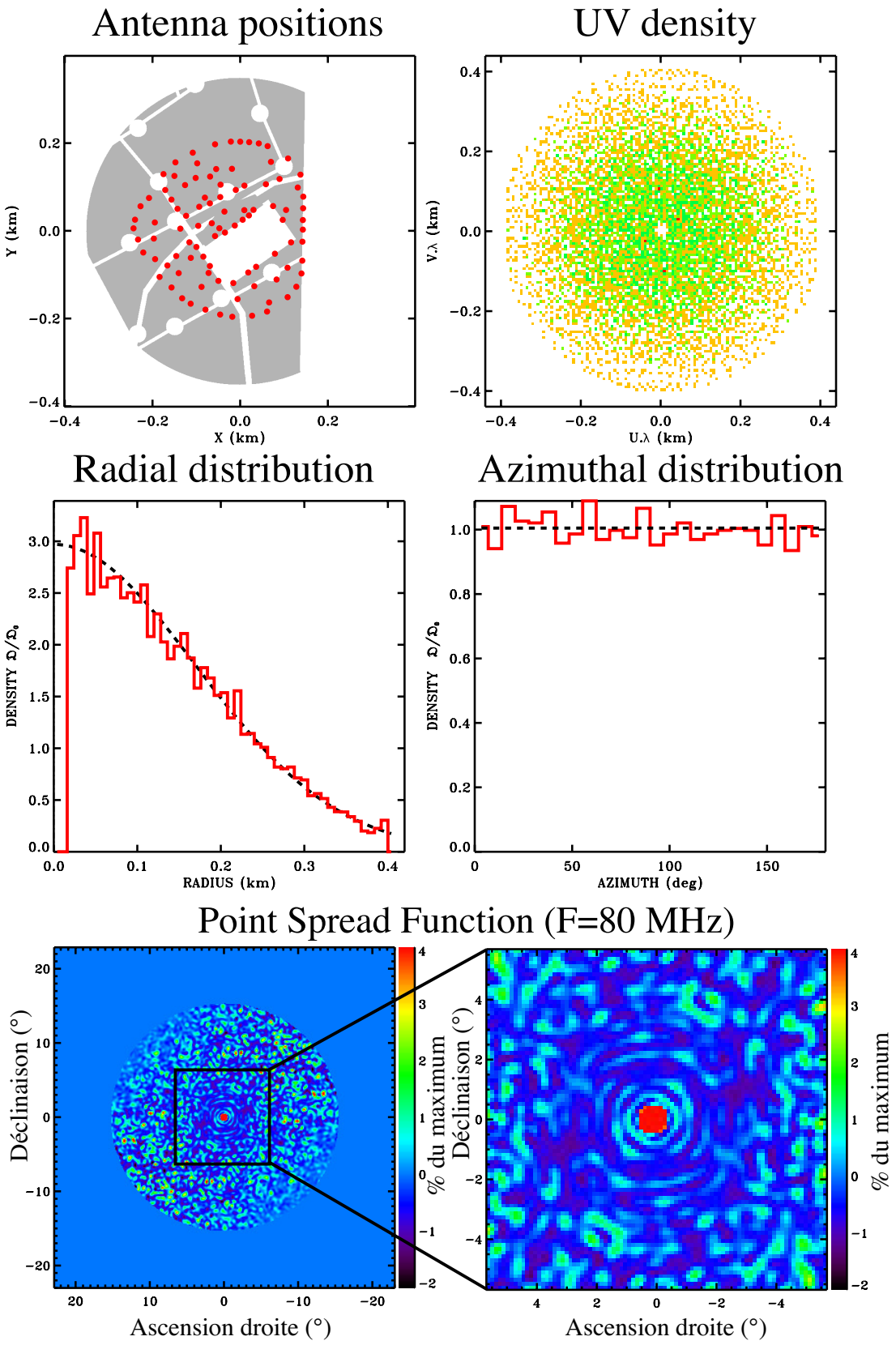


Figure 4.5. *Distribution de MR sélectionnée pour la suite de l'étude. Les quatre premiers panneaux suivent les mêmes conventions que les figures 4.3 et 4.4. Les deux panneaux en bas de figure représentent la projection de la FEP au voisinage du lobe primaire pour une fréquence de F=80MHz. Cette distribution est obtenue pour un modèle gaussien à FWHM=400 m et une ligne de base maximale de 400 m. À F=80 MHz, la largeur à mi-hauteur du lobe primaire est de ≈0,5° et à F=20 MHz, elle est de ≈1,9°.*

4.4 Rotation des mini-réseaux

4.4.1 Introduction

La topologie hexagonale des MR et la distance inter-antenne dans le MR vont être responsables de la présence de lobes de réseaux dans le diagramme de rayonnement à une fréquence supérieure à 27 MHz (Chap. 3). Afin de diminuer l'impact de ces lobes de réseaux (qui vont augmenter le niveau des lobes secondaires dans la réponse de la LSS), il est possible de donner des orientations relatives différentes aux MR dans le plan du réseau LSS. Il s'agit en fait d'effectuer une rotation d'un angle aléatoire de la topologie des MR tout en maintenant, entre les MR, le parallélisme de chacune des polarisations linéaires des antennes (orientées à $\pm 45^o$ par rapport à la direction Nord-Sud).

Comme illustré en figure 4.6, la rotation d'un réseau d'antennes d'un angle $+\phi$ doit s'accompagner d'une rotation des antennes d'un angle -ϕ afin de maintenir parallèles les directions de polarisations entre toutes les antennes. Par exemple, les champs des tuiles HBA des stations LOFAR sont tous tournés d'un angle différent d'une station à l'autre et cette rotation est compensée dans les tuiles 4×4 où la monture en polystyrène permet une orientation individuelle des dipôles.

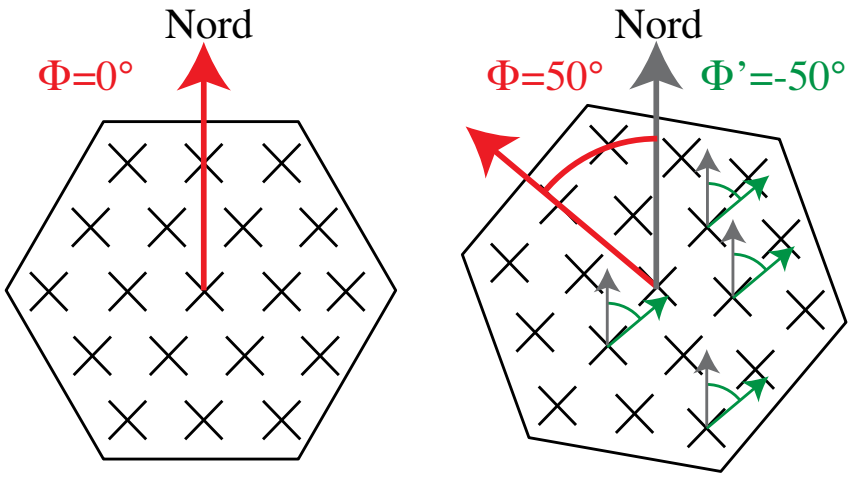


Figure 4.6. *Schéma présentant deux MR tournés l'un par rapport à l'autre d'un angle Φ=+50^o. Les antennes sont tournées d'un angle Φ'=-50^o de manière à maintenir le parallélisme entre chaque polarisation des antennes d'un MR à l'autre.*

Dans les études suivantes, nous allons étudier la réponse de la LSS en fonction de plusieurs paramètres : le nombre de MR dans le réseau LSS, la topologie du MR ainsi que la rotation relative des MR (§4.4.2).

Au §4.4.3.1, nous appliquerons une rotation relative aléatoire aux MR de la distribution LSS déterminée précédemment (§4.3 et Fig. 4.5) et nous étudierons l'effet de la discrétisation de l'angle de rotation (§4.4.3.2).

4.4.2 Effet de la topologie du mini-réseau

4.4.2.1 Distribution LSS simulées

Nous avons simulé le diagramme de rayonnement de plusieurs réseaux LSS de topologie "pseudo" spirale comprenant un nombre de MR croissant (1, 6, 12, 19, 27 ,36, 46, 57, 69, 82 et 96). Cette topologie permet d'obtenir une couverture instantanée riche en composantes (u,v) variées et quasi uniforme en azimut. Ce type de distribution rappelle les distributions en spirales obtenues par Conway [Conway 1998]. Les antennes des MR sont considérées comme isotropes.

Chaque distribution de la figure 4.7 est constituée d'anneaux concentriques dont le rayon suit une progression géométrique à partir d'un rayon minimum de 12 m jusqu'à un rayon maximum de 200 m. Sur chaque anneau est réparti uniformément un nombre croissant de MR. Chaque anneau est tourné par rapport au précédent par un angle amenant ainsi une distribution pseudo-spiralaire des MR.

Pour les deux types de MR, nous avons simulé le cas où tous les MR étaient identiques (i.e. réseau LSS constitué de MR identiques par simple translation dans le plan, et donc pas de rotation relative au sens du §4.4.1). Un total de 72 directions de pointages a été simulé pour chaque taille de LSS ($\theta_p = 0^o$ à 75^o par pas de 15^o en angle zénithal et ϕ_p=0^o à 360^o par pas de 30^o en azimut).

Avec toutes ces distributions, nous allons pouvoir quantifier l'effet de la rotation des mini-réseaux en fonction du nombre de MR, de la topologie des MR et de leur rotation relative.

4.4.2.2 Niveau maximal des lobes secondaires LSS

Le niveau maximal des lobes secondaires est extrait de chaque diagramme de rayonnement après mise à zéro d'une partie du ciel englobant le lobe primaire par deux méthodes :

- méthode n^{o}1 : mise à zéro de la zone à $2\frac{\lambda}{D}$ autour du lobe primaire (où D est le diamètre maximal du réseau LSS du cas simulé).
- méthode n^{o}2 : mise à zéro d'une zone de 5^o autour de la direction du lobe primaire. On considère les "ailes" résiduelles du lobe primaire (quand celui-ci est supérieur à 10^o) comme faisant partie des lobes secondaires.

Ces deux méthodes permettent d'obtenir deux niveaux différents d'exclusion du lobe primaire en fonction du cas simulé.

Ces valeurs sont représentées pour le cas où les MR sont identiques (pas de rotation) en Fig. 4.8 et tournés les uns par rapport aux autres (rotation aléatoire) en Fig. 4.9. Dans chaque cas, on simule différents réseaux LSS avec deux types de MR et en fonction du nombre de MR. Les deux mini-réseaux étudiés sont la tuile 4×4 de type HBA (avec une distance inter-antenne de 5,5 m) et le mini-réseau LSS hexagonal à 19 antennes.

Sur l'ensemble des graphes, on remarque que les différences entre les MR à 16 ou à 19 antennes sont de moins en moins prononcées pour un nombre de MR N_{MR} supérieur à environ 40. À petits nombres de MR ($N_{MR} < 40$), le MR à 19 antennes apporte systématiquement un niveau maximal de lobes secondaires inférieur à celui obtenu avec des MR à 16 antennes.

Les différentes méthodes d'exclusion du lobe primaire permettent de voir le niveau maximal des lobes secondaires loin du lobe primaire. En effet, (Fig. 4.16 et 4.17), le lobe primaire fin de la LSS aux hautes fréquences est entouré par quelques lobes secondaires puissants. De plus, la rotation des MR a tendance à élargir la taille du lobe primaire, rendant l'exclusion par la première méthode inopérante (la procédure ne fait que tronquer une partie du lobe primaire).

Le dispersion des points traduit une asymétrie du diagramme de rayonnement pour les différents pointages en azimut.

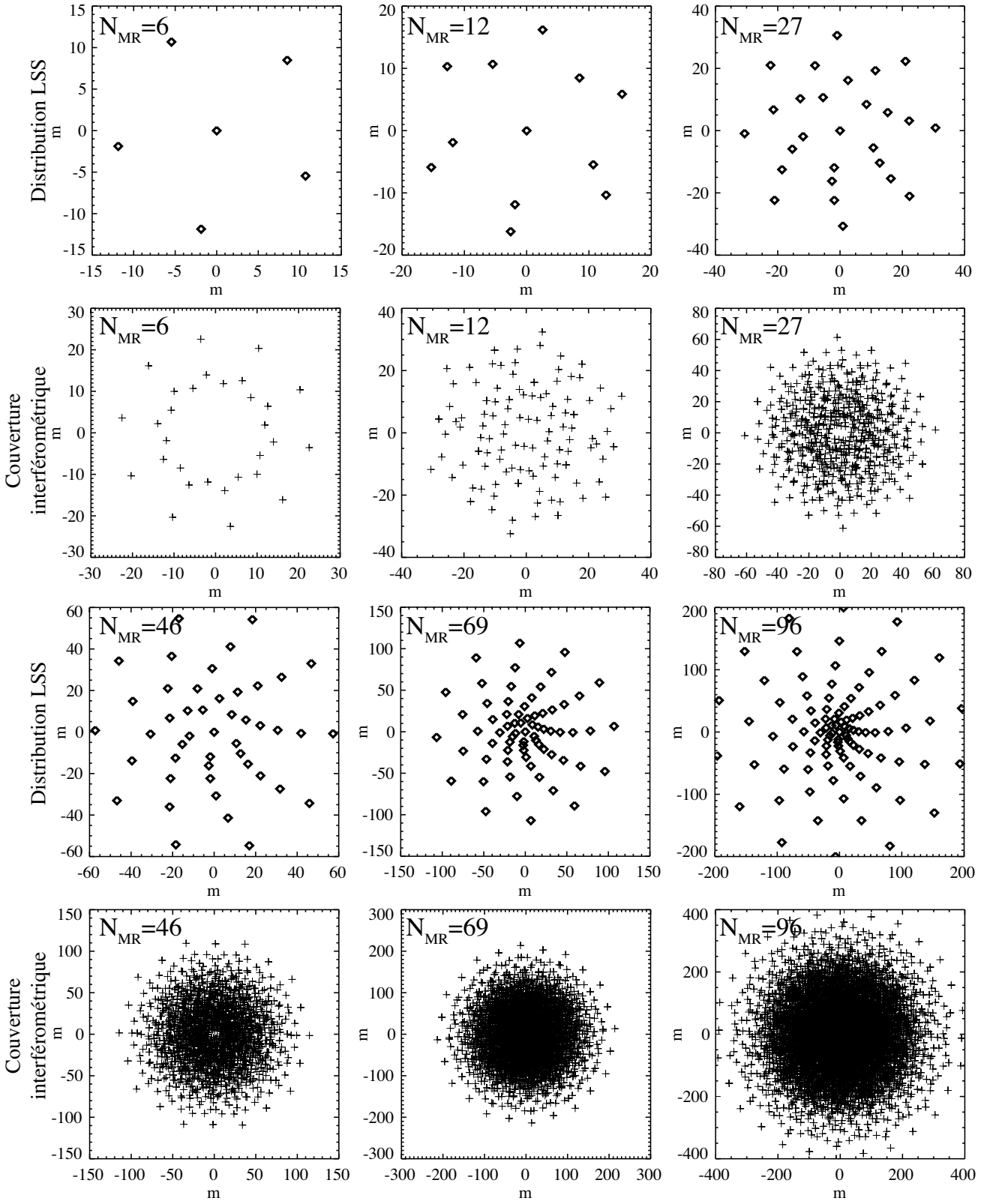


Figure 4.7. *(1ère et 3ème lignes) Distributions LSS simulées pour N_{MR}=6, 12, 27, 46, 69 et 96 MR. (2ème et 4ème lignes) Couvertures interférométriques correspondantes ($N_{MR} \times (N_{MR} - 1)$ lignes de bases).*

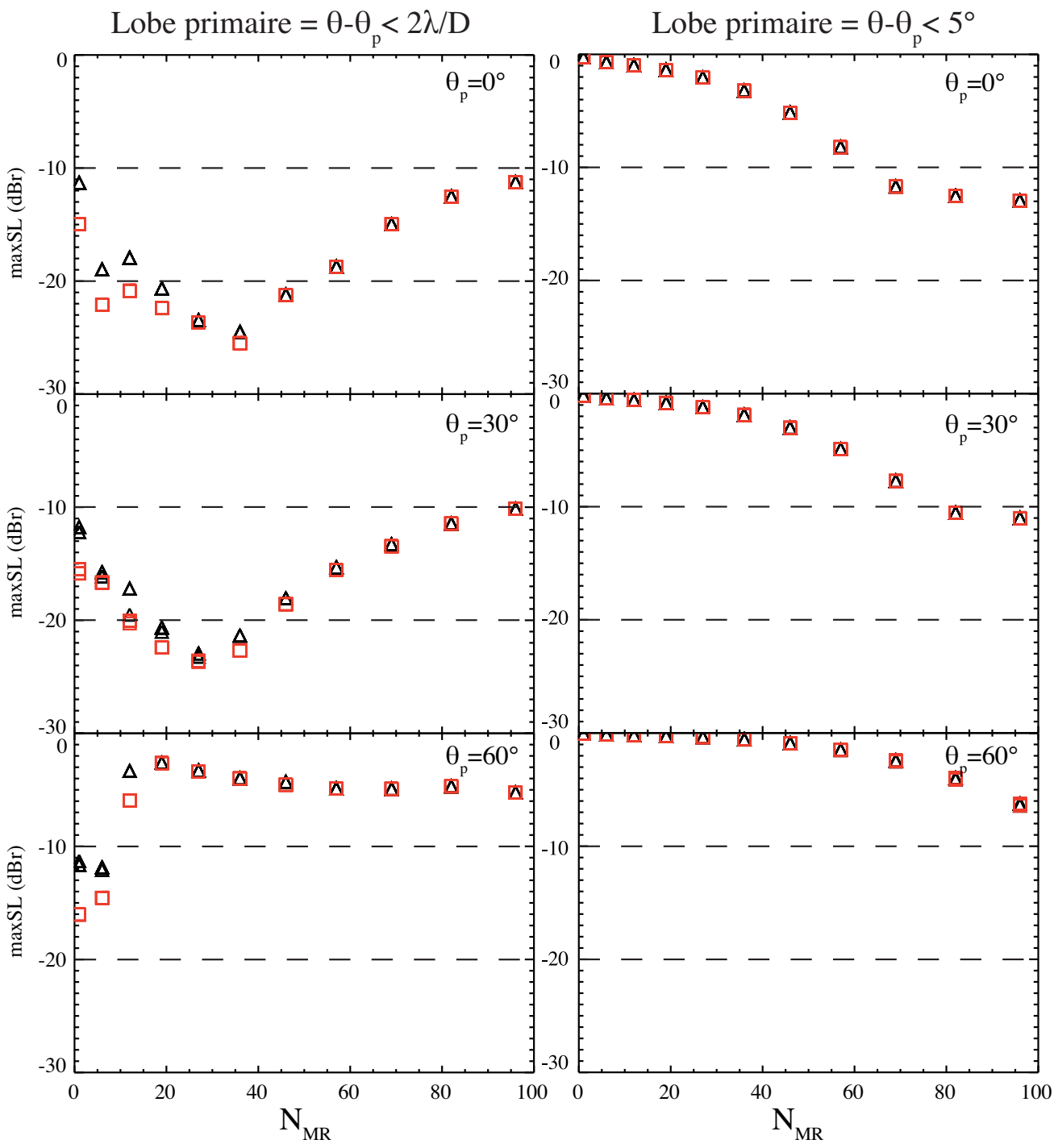


Figure 4.8. *Niveaux maximum des lobes secondaires à une fréquence de 20 MHz en fonction du nombre de MR dans les réseaux simulés avec un MR carré de 16 antennes (triangles noirs) et à maille hexagonale à 19 antennes (carrés rouges) pour seulement trois directions de pointage $\theta_p = 0^o, 30^o, 60^o$: (gauche) en excluant une zone $2\frac{\lambda}{D}$ degrés autour du lobe primaire, D étant la taille de la LSS dans chaque cas et (droite) en excluant une zone de 5° autour du lobe primaire. Pour chaque valeur de N_{MR} sont représentées douze valeurs de niveaux de lobes secondaires pour douze directions de pointage en azimut. La coordonnée θ de pointage est indiquée sur chaque graphe. Il n'y a pas de rotation relative des MR.*

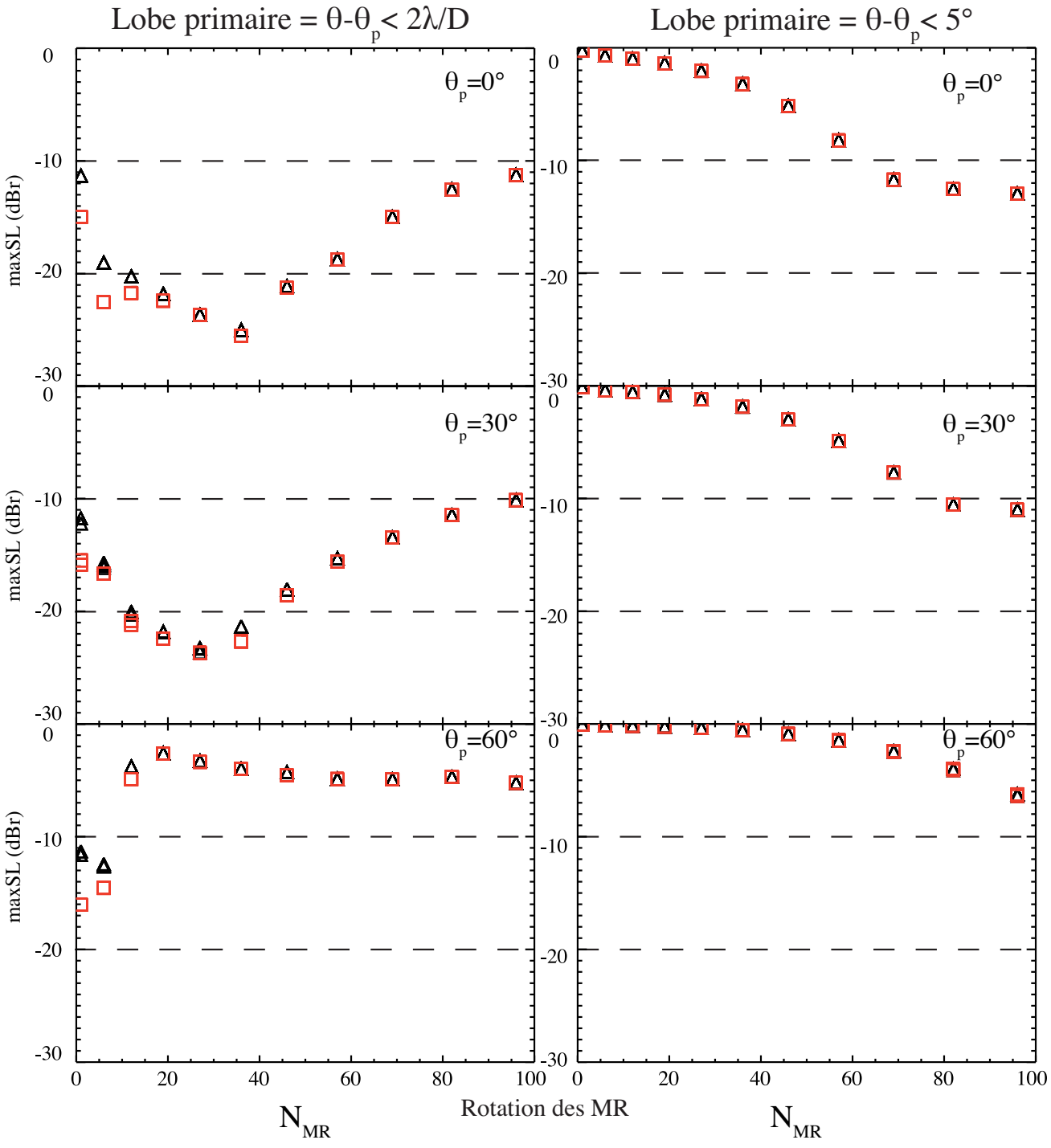


Figure 4.9. *Niveaux maximum des lobes secondaires pour une fréquence de 20 MHz. Les MR sont tournés les uns par rapport aux autres. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

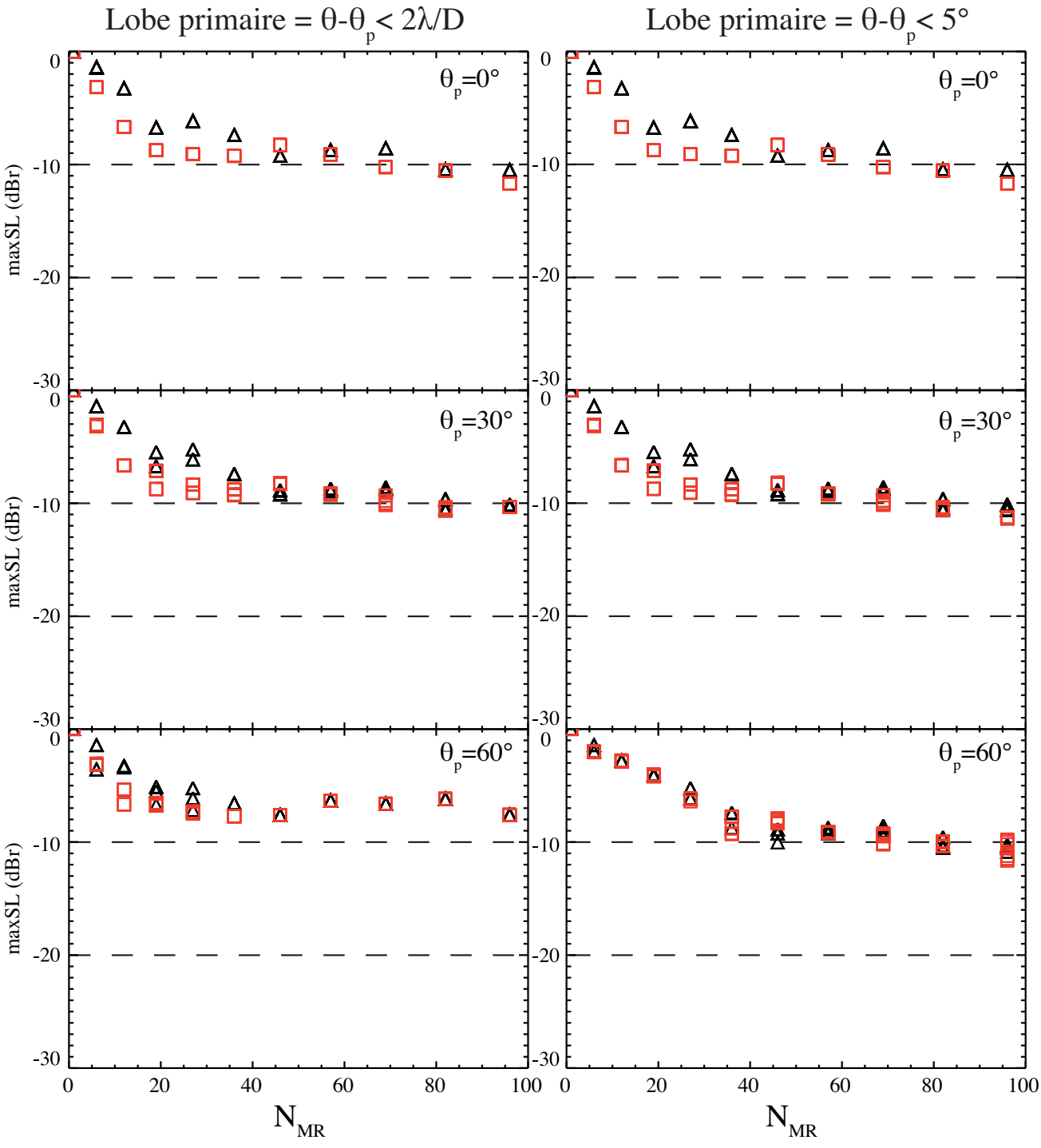


Figure 4.10. *Niveaux maximum des lobes secondaires pour une fréquence de 80 MHz. Il n'y a pas de rotation relative des MR. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

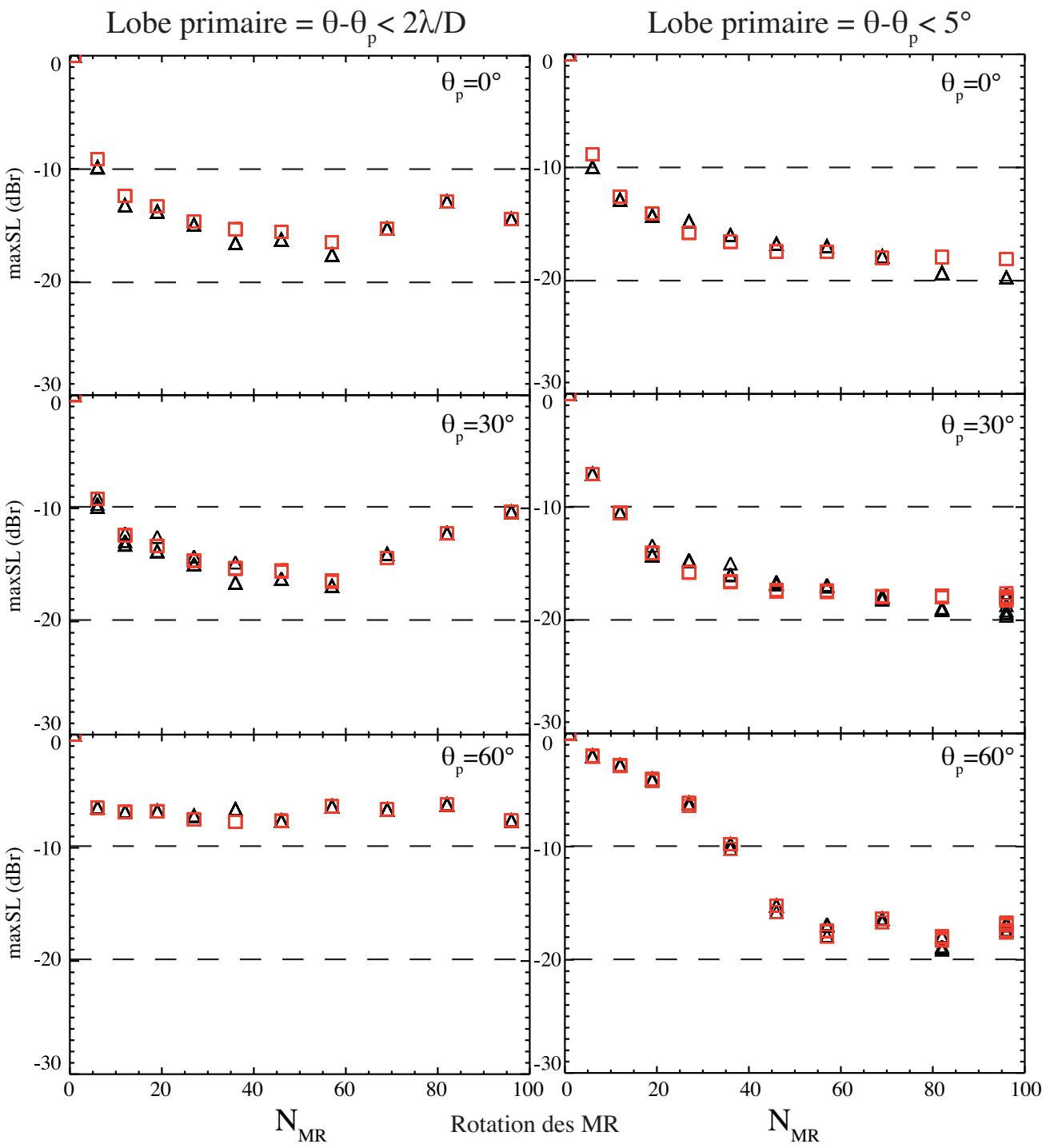


Figure 4.11. *Niveaux maximum des lobes secondaires pour une fréquence de 80 MHz. Les MR sont tournés les uns par rapport aux autres. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

Sans rotation des mini-réseaux Aux basses fréquences, les deux méthodes d'exclusion du lobe primaire fournissent des résultats différents suivant le nombre de MR dans le réseau LSS simulé. À petit nombre de MR, la méthode n^{o}1 permet de correctement masquer le lobe primaire (le niveau des lobes augmente quand le nombre de MR diminue, ce qui signifie que la part non tronquée du lobe primaire, et comptant comme lobe secondaire par cette méthode, est de plus en plus grande) tandis que la méthode n^{o}2 ne fait qu'une troncature partielle du lobe (qui est plus grand que 5^o à petit nombre de MR).

Avec la direction de pointage s'abaissant vers l'horizon, le niveau des lobes secondaires augmente. Aux hautes fréquences, le lobe primaire étant plus fin, les deux méthodes fournissent les mêmes résultats. Les niveaux de lobes secondaires du MR LSS sont inférieurs à ceux du MR 4×4 du fait de la symétrie circulaire du MR qui améliore la réponse. Les écarts les plus grands s'élèvent à environ 3 dB.

Le MR LSS favorise clairement les réseaux avec un nombre limité de MR (entre 20 et 40, correspondant aux écarts les plus grands).

Avec rotation des mini-réseaux Aux basses fréquences, l'effet de la rotation des MR est quasi-nul. En effet, à 20 MHz, le lobe de réseau des MR est large et symétrique, la rotation des MR ne permet donc pas de réduire le niveau des lobes aux basses fréquences. Les deux méthodes fournissent également les mêmes résultats.

Aux hautes fréquences, l'effet de la rotation est clair et a pour conséquence de lisser les différences entre les deux topologies de MR. L'écart maximum ne dépassent pas 2 dB. Dans la plage $N_{MR} = 25$ à 70, le MR LSS fournit un niveau de lobe inférieur mais pour un nombre de MR supérieur, les simulations semblent au contraire avantager le MR 4×4.

Sur ces simulations, nous pouvons également inspecter la répartition du diagramme de puissance entre le lobe primaire et le reste du diagramme.

4.4.2.3 Répartition lobe primaire / lobes secondaires

Comme défini en §3 et dans l'article en annexe E, il est possible d'évaluer l'intégrale du diagramme de rayonnement normalisé par le calcul de Ω_A (resp. Ω_M) qui est l'angle solide à travers lequel toute la puissance (resp. la puissance émise dans le lobe primaire seulement) serait rayonnée si le diagramme de réseau était constant et égal au gain maximal sur cet angle solide (Ω_A est le *beam solid angle* et Ω_M le *main-beam solid angle* [Kraus 1966, ch.6-2]). Ces quantités sont reliées par l'expression :

$$\Omega_A = \iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega \tag{4.11}$$

$$\Omega_M = \iint_{\text{lobe I}^{\text{aire}}} P_n(\theta, \phi) d\Omega \tag{4.12}$$

$$\tag{4.13}$$

À partir de ces définitions intégrales, on définit également $\Omega_m = \Omega_A - \Omega_M$, l'angle solide correspondant au domaine des lobes secondaires. Pour un réseau phasé avec un nombre donné d'antennes, la quantité Ω_A est constante. Une distribution différente et un phasage différent des antennes permet de faire varier la forme du diagramme tout en maintenant Ω_A constante (voir discussion dans l'article [P2] Annexe E).

Dans les figures 4.12 à 4.15, on représente le rapport $\frac{\Omega_m}{\Omega_A}$ sous la forme d'un pourcentage pour chaque distribution de MR simulée précédemment. Une petite valeur du rapport traduit un plus faible niveau global des lobes secondaires mais également un élargissement du lobe primaire.

Sur la majorité des cas simulés, on remarque une tendance systématique différente suivant la nature du MR. Le rapport $\frac{\Omega_m}{\Omega_A}$ est toujours inférieur dans le cas de MR LSS que dans celui de MR 4×4. La

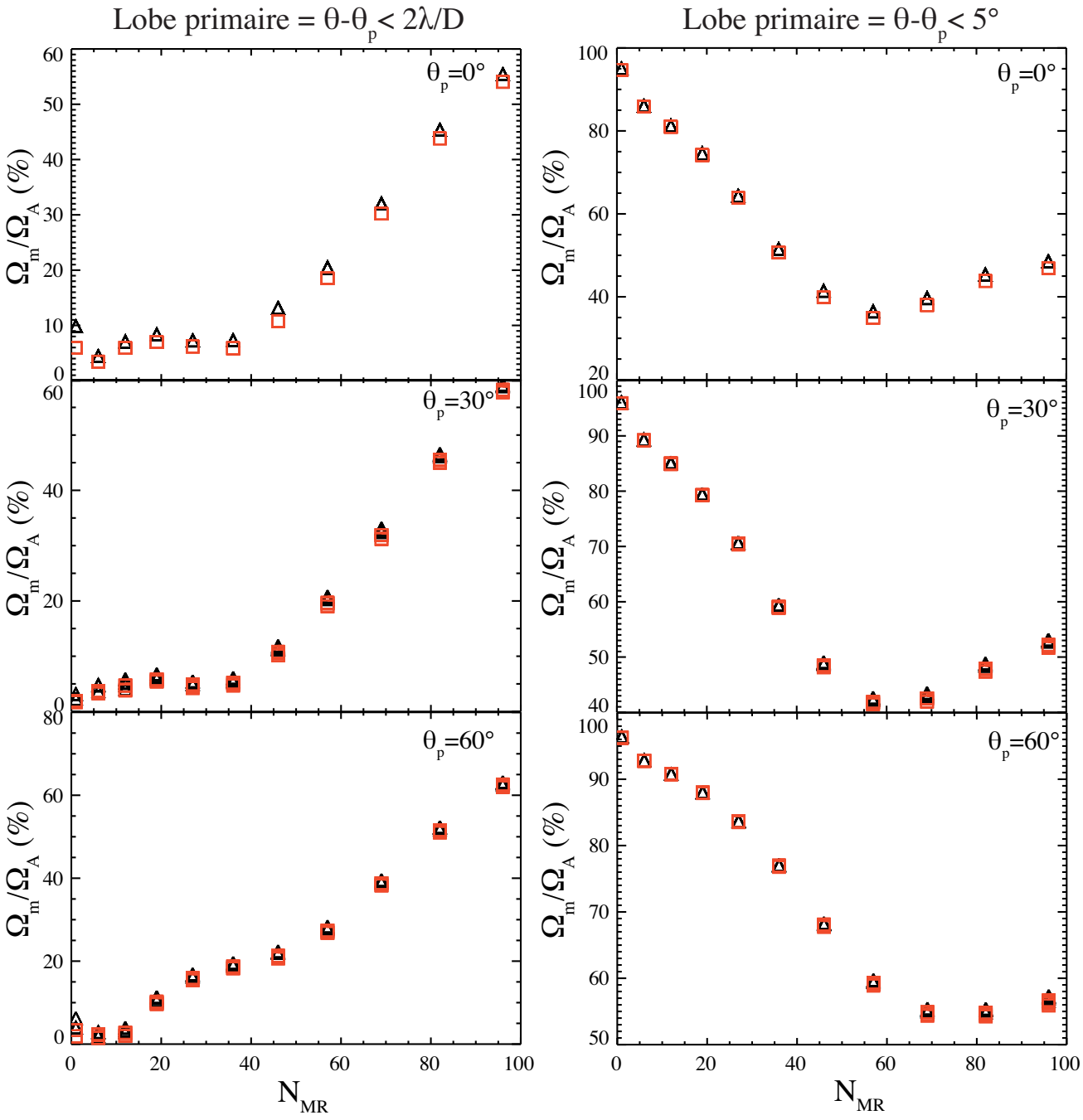


Figure 4.12. *Fraction de l'intégrale des lobes secondaires pour une fréquence de 20 MHz. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

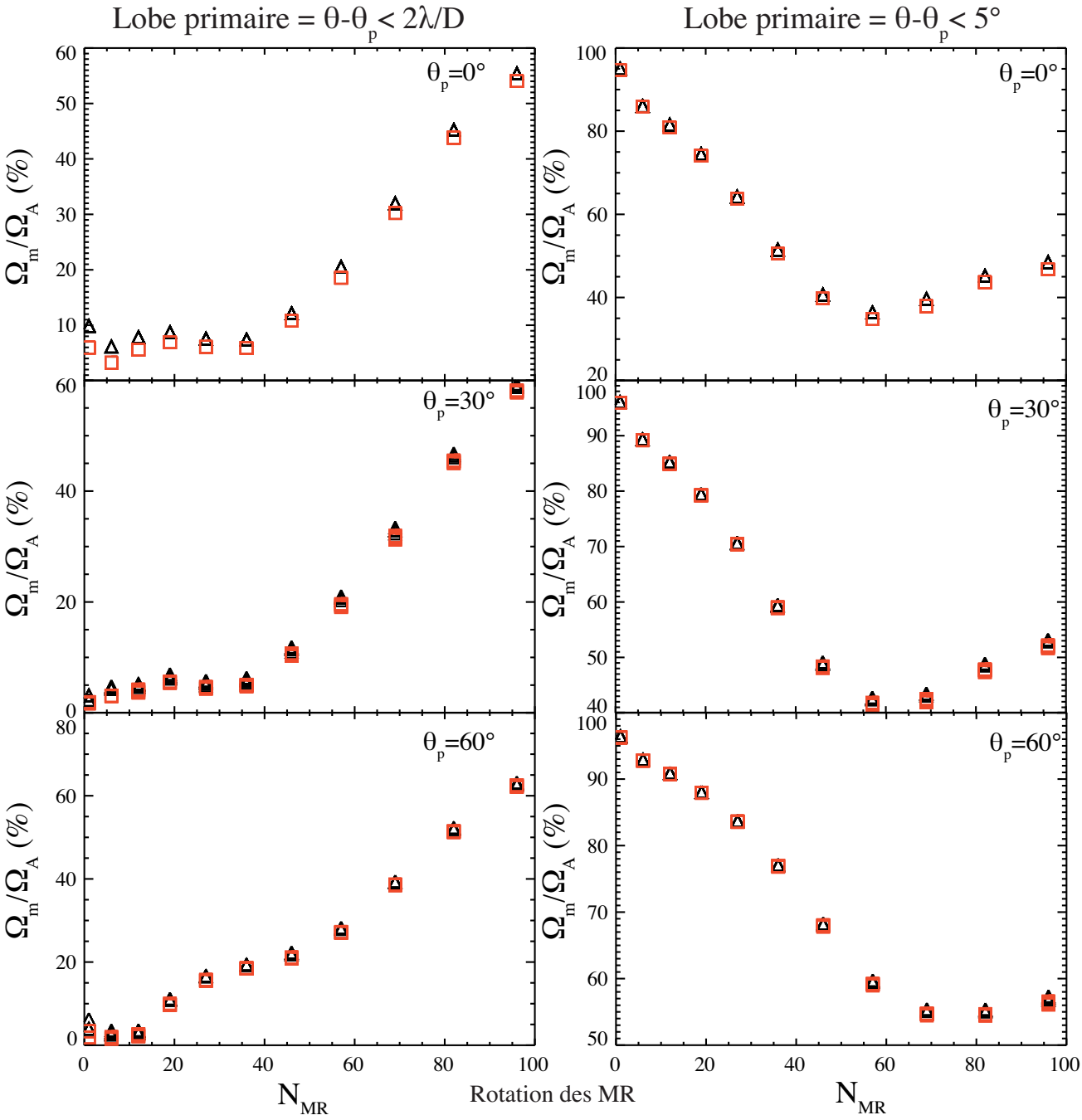


Figure 4.13. *Fraction de l'intégrale des lobes secondaires pour une fréquence de 20 MHz. Les MR sont tournés les uns par rapport aux autres. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

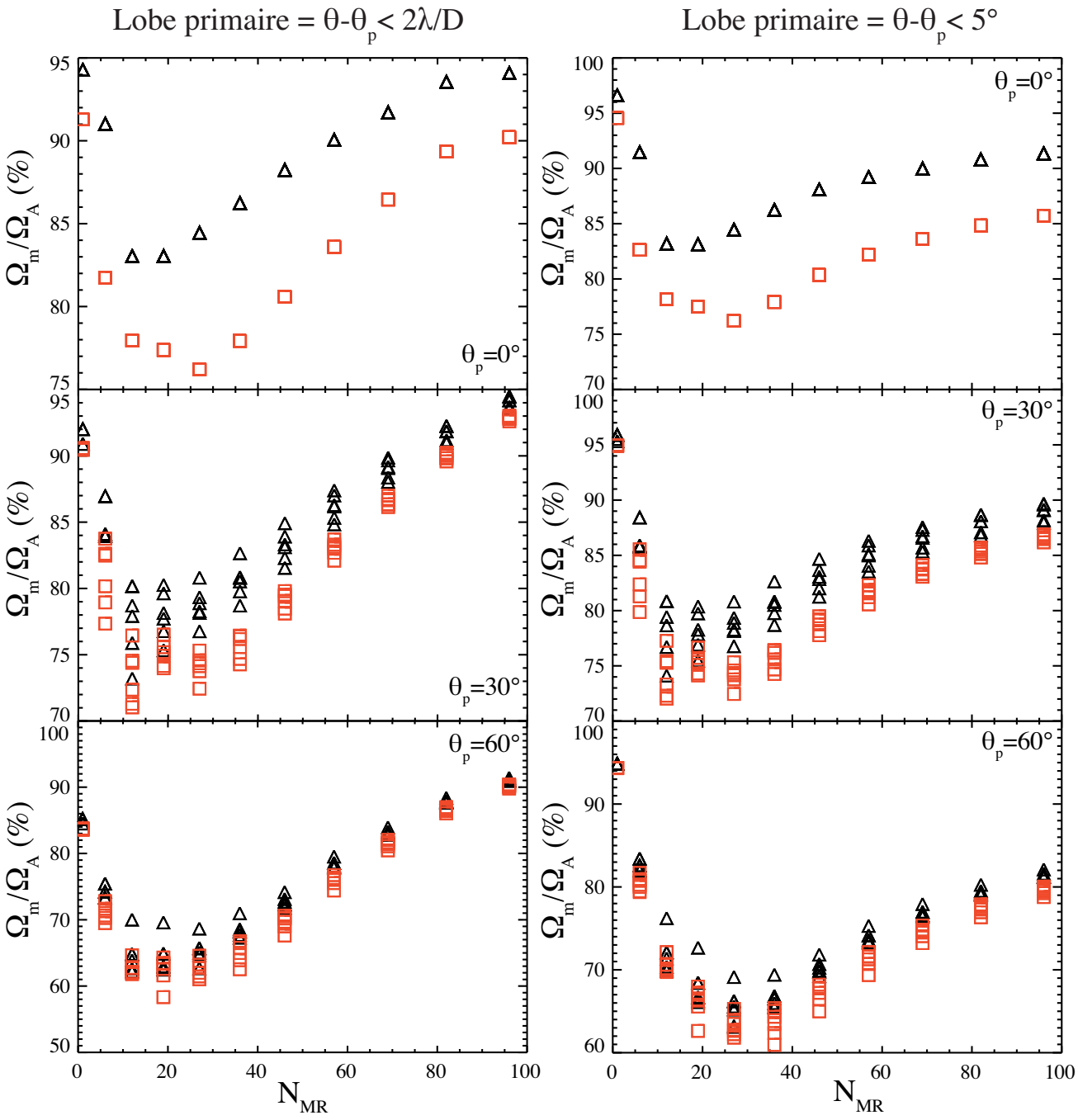


Figure 4.14. *Fraction de l'intégrale des lobes secondaires pour une fréquence de 80 MHz. Il n'y a pas de rotation relative des MR. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

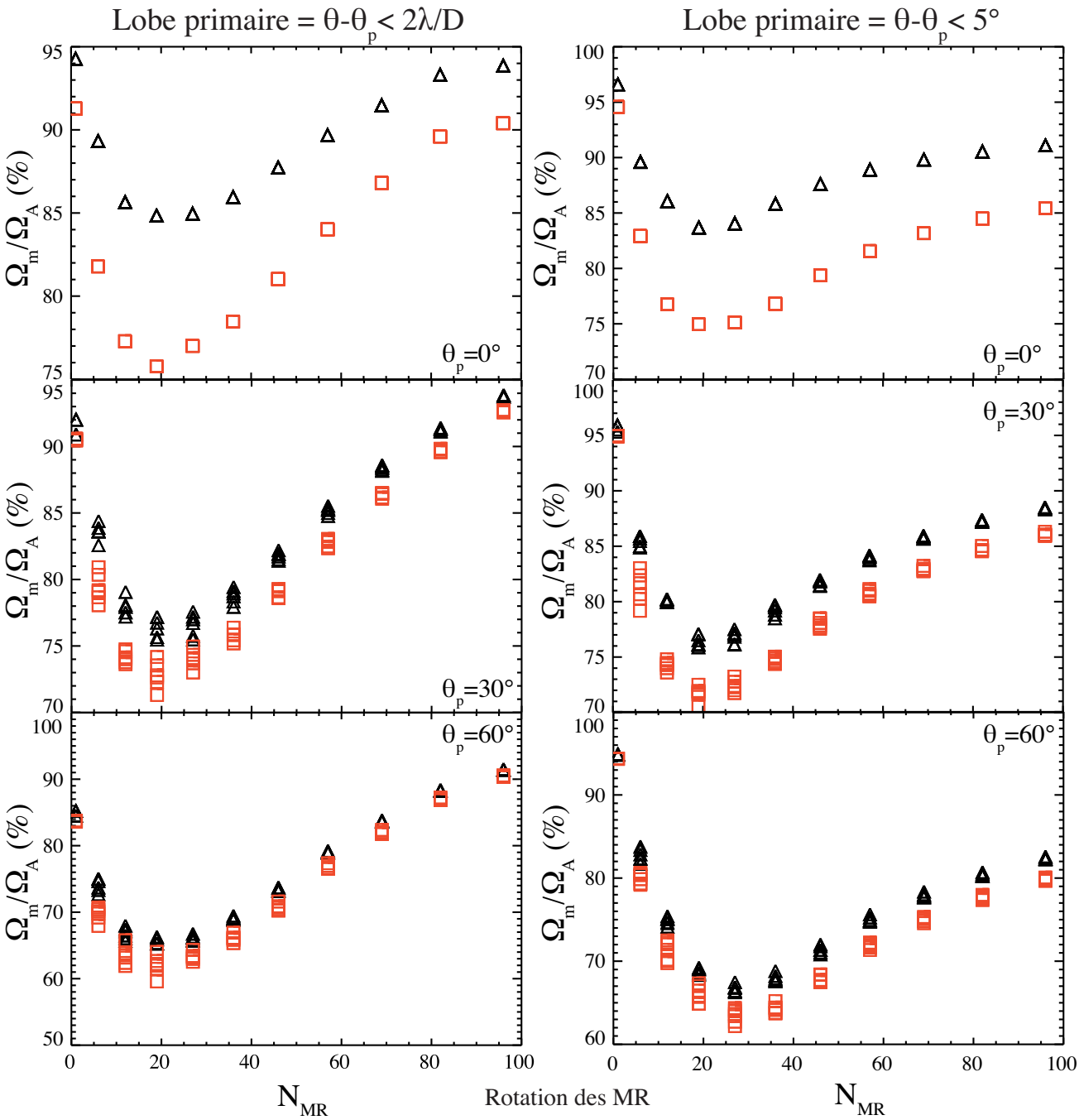


Figure 4.15. *Fraction de l'intégrale des lobes secondaires pour une fréquence de 80 MHz. Les MR sont tournés les uns par rapport aux autres. Les conventions de tracé sont identiques à ceux de la figure 4.8.*

différence du nombre d'antennes entre les deux MR (16 antennes et 19 antennes) n'explique pas la différence de niveau de ce rapport. En effet, le MR LSS étant physiquement plus grand que le MR 4×4, son diagramme de rayonnement doit présenter des lobes de réseaux (et donc un lobe primaire) plus fins (et donc un Ω_M plus petit).

La différence principale entre ces deux MR est la répartition des lobes de réseaux dans le diagramme (voir Fig. 3.8). L'occurrence des lobes de réseau du MR LSS est moins grande que celle des lobes du MR 4×4.

La rotation des MR a pour effet d'homogénéiser les valeurs du rapport pour chaque taille de LSS (correspondant aux directions de pointage en azimut). Elle n'a pas une influence notable sur les niveaux du rapport.

À partir de 40 MR, Ω_m augmente à cause de l'apparition des lobes de réseaux dans le champ pour des directions pointées de plus en plus basses sur l'horizon.

À partir de ces graphes, on peut conclure, pour différentes directions de pointage et pour un nombre varié de MR dans la LSS, que le MR LSS permet de diminuer la fraction de puissance rayonnée (ou reçue) dans les lobes secondaires.

4.4.2.4 Conclusion

Cette étude permet de raffiner la compréhension de l'influence du nombre, de la topologie des MR et de la rotation des MR. Les différences entre les deux types de MR restent globalement marginales. La rotation des MR est particulièrement efficace pour abaisser le niveau des lobes secondaires des deux MR (diminution du niveau maximum des lobes d'environ 8 dB). Cependant, la topologie du MR LSS permet d'abaisser davantage le niveau des lobes secondaires de quelques dB de plus ($\sim$ 3 dB) par rapport au MR 4×4 dans les réseaux de $N_{MR} \lesssim 40$. Les deux méthodes d'exclusion du lobe primaire nous informent de la forme du diagramme au voisinage direct du lobe primaire. Le MR 4×4 possède des "ailes" (niveau autour du lobe primaire) plus grandes que celles du MR LSS. En ce qui concerne la fraction des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement LSS, le MR LSS apporte toujours un niveau inférieur à celui apporté par le MR 4×4, notamment aux petits nombres de MR.

Un autre argument permet de privilégier le MR LSS devant le MR 4×4 : l'étude du système de phasage (§3.3) a montré que seulement 10 lignes à retards étaient nécessaires pour phaser les 19 antennes du MR LSS. Un MR 4×4 nécessite le même système de phasage (8 lignes à retards E-O et 2 lignes à retards N-S). La topologie du MR permet d'avoir 3 antennes supplémentaires pour un système de phasage identique et permet donc d'augmenter la sensibilité du MR. Il représente un compromis idéal pour la LSS.

4.4.3 Application au cas de la LSS

4.4.3.1 Effet de la rotation sur le diagramme de la LSS

Nous avons inclus ici le calcul du terme de réseau de la LSS à partir des positions déterminées par l'optimisation de la partie §4.3.3 (et de la Fig. 4.5). À ce diagramme de réseau vient s'appliquer la réponse de chaque MR pivoté d'un angle arbitraire ainsi que la réponse directionnelle de l'antenne élémentaire.

Pour étudier l'impact de la rotation des MR sur le diagramme de rayonnement global, nous avons considéré des antennes élémentaires isotropes. Pour cette étude, la réponse globale de la LSS sera ainsi constituée des deux termes de réseau F_{MR} et F_{LSS} (en reprenant les notations de §3.1.1). L'intégration du lobe élémentaire de l'antenne permettra de réduire davantage le niveau des lobes secondaires présents dans le diagramme.

En se plaçant dans le cas le plus défavorable (ex : à F=80 MHz où le lobe du MR présente des lobes de réseau), nous avons calculé les profils en azimut de la réponse normalisée de la LSS avec une résolution de $0{,}5^o$. Ces profils sont superposés et représentés dans les figures 4.16 et 4.17.

Pour un pointage au zénith (Fig. 4.16) et à basse élévation (Fig. 4.17), nous avons simulé le cas de 96 MR identiques. Le diagramme de rayonnement présente un grand nombre de lobes secondaires provenant du terme F_{LSS}. Ces lobes constituent une "forêt" de pics fins du fait de la grande taille de la distribution des MR. La distribution de ces pics est en apparence aléatoire et permet la définition d'un niveau moyen de lobes secondaires, en plus du niveau maximum.

À la plus haute fréquence de la bande, le niveau de ces lobes secondaires est modulé par une enveloppe constituée des lobes de réseaux du diagramme du MR. Par rotation des MR, il est possible de rendre le diagramme de réseau plus régulier et d'abaisser le niveau maximum et le niveau moyen des lobes secondaires (voir l'étude en partie précédente). Une constat analogue peut être fait pour un pointage à basse élévation. Plusieurs lobes de réseau sont présents dans le diagramme avec des MR non pivotés, et leur rotation permet de diminuer davantage le niveau des lobes. Aux basses fréquences (F=20 MHz), le diagramme du MR est suffisamment large et lisse pour que la rotation des MR n'ait pas d'effet notable sur la forme du diagramme.

Du fait de la rotation relative aléatoire des MR, les lobes secondaires et les lobes de réseau de la réponse de chaque MR vont s'additionner dans des directions différentes qui dépendent de l'orientation du MR. Avec un nombre de MR suffisant, il est possible de répartir l'énergie présente dans ces lobes sur tout l'espace et ainsi de créer un niveau de fond en moyenne plus bas que dans le cas sans rotation. La table 4.2 contient les écarts de gain entre les cas avec et sans rotation de la Fig. 4.17.

Table 4.2. *Diminution du niveau maximum des lobes secondaires et du niveau moyen (moyenne des niveaux des pics les 100 plus forts) pour une LSS avec des MR identiques et des MR pivotés.*

Variation du niveau des lobes secondaires		
Pointage	Diminution du niveau max (SLL)	Diminution du niveau moyen
$\theta = 0^o$ (Zénith)	-4,12 dB	-6 dB
$\theta = 70^o$	-6,29 dB	-7 dB

La rotation des MR permet donc d'améliorer notablement la forme du diagramme de rayonnement aux hautes fréquences de la bande.

Conséquence sur le pointage des MR Nous avons vu que le système de phasage des MR proposait un grand nombre de directions de pointage grâce à la conception de lignes à retards à 7 bits offrant une résolution de pointage de 1^o à $2{,}5^o$ sur le ciel. La rotation en bloc du MR (et donc du système de phasage et du repère de pointage) ne va avoir qu'une influence mineure sur l'erreur de pointage. On estime que l'échantillonnage des directions sur le ciel (Fig. 3.21) est suffisamment dense jusqu'à une élévation de 20^o pour considérer comme négligeable l'effet de la rotation des mini-réseaux sur la dispersion des directions pointées par les MR. Cependant, pour des directions plus basses, certaines directions ne seront pas accessibles par certains mini-réseaux à cause de la topologie du système de phasage (générant des "trous" dans la carte de pointage).

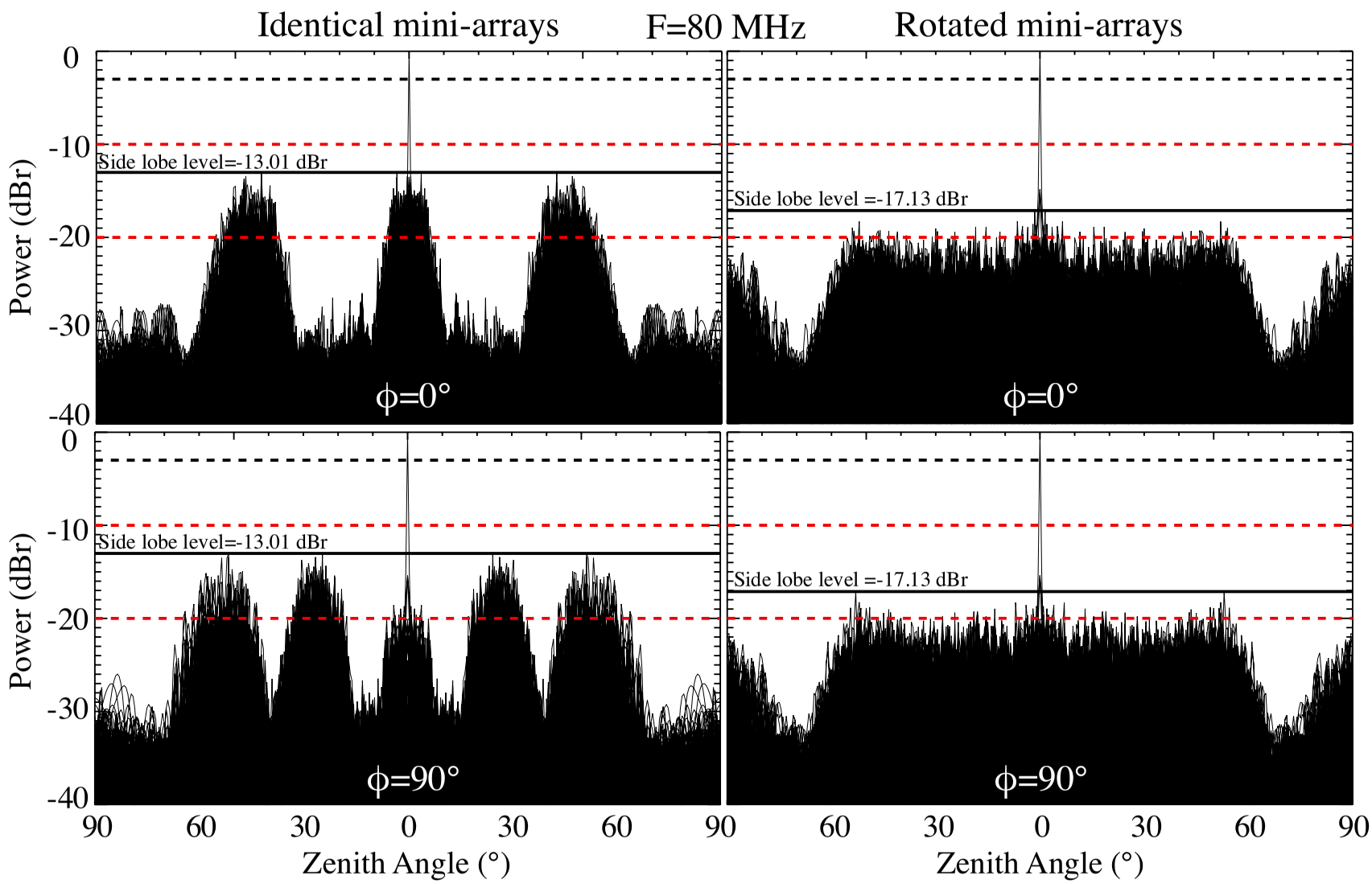


Figure 4.16. *Superposition des coupes du diagramme de rayonnement (haut) parallèles au plan vertical d'azimut $\phi = 0^o$ et (bas) parallèles au plan vertical d'azimut $\phi = 90^o$. La LSS pointe dans la direction du zénith. Le diagramme est calculé à 80 MHz, i.e. le cas le plus défavorable où plusieurs lobes de réseaux sont présents dans le diagramme du MR. Des repères à -3 dBr, -10 dBr et -20 dBr sont reportés (tirets) ainsi que le niveau du plus fort lobe secondaire (trait plein).*

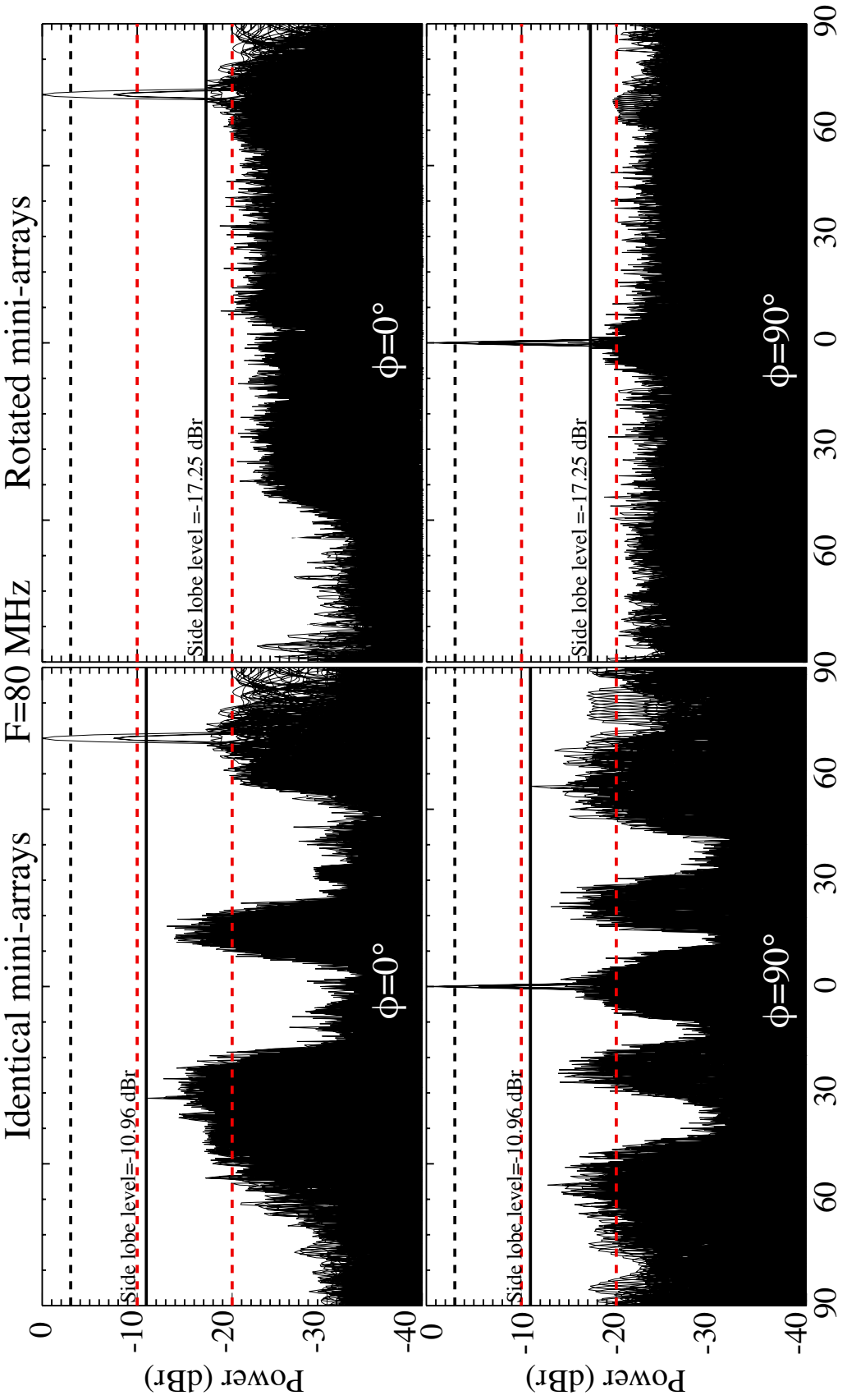


Figure 4.17. *Mêmes conventions que pour la figure 4.16 mais pour un pointage à basse élévation ($\theta_p = 70°$).*

4.4.3.2 Étude du pas de rotation des mini-réseaux

Pas de rotation Les graphes précédents ont été calculés pour des angles de rotation aléatoires quelconques dans le domaine $[0, 2\pi]$ à la précision machine (précision flottante sur 7 chiffres significatifs). Cependant, les contraintes de construction ne vont pas permettre une orientation angulaire aussi précise des MR sur le terrain. L'étude présente sert donc à calculer la tolérance sur l'angle de rotation (i.e. le pas angulaire maximum permettant une bonne amélioration du niveau des lobes secondaires).

Conditions de simulations Nous avons effectué une étude statistique portant sur le pas de rotation p des MR. Les valeurs de p testées sont : $p \in \mathcal{P} = \{0.01^o, 0.1^o, 1^o, 5^o, 10^o, 15^o, 30^o, 60^o\}$. La formule utilisée pour générer des valeurs aléatoires d'angles avec un pas de p est la suivante :

$$\Phi = \{E(rand_{[0,360^o]}(\phi, 96))/p) * p, \forall p \in \mathcal{P}\} \tag{4.14}$$

où

$rand_{[0,360^o]}(\phi, 96)$	est un ensemble de 96 valeurs de l'angle ϕ tirées uniformément dans $[0, 360^o]$
$E(x)$	est la fonction partie entière

Pour chaque valeur de p, 50 tirages de 96 valeurs à la précision p ont été effectués. Les grandes valeurs de p ne devraient théoriquement apporter que très peu d'amélioration du niveau des lobes car plusieurs des 96 MR vont posséder le même angle de rotation. De même, des angles de rotation multiples de 60^o ($\phi \equiv 0[60^o]$) n'apporteront théoriquement aucune amélioration du fait de la géométrie hexagonale des MR présentant une symétrie axiale par rotation de 60 ^{o}.

Nous examinerons la variation statistique du niveau maximum des lobes secondaires aux différentes fréquences [20,40,60,80] MHz et pour deux directions de pointage ($\theta_p = 0^o$ et $\theta_p = 70^o$).

4.4.3.3 Résultats

En figure 4.18 sont représentés les graphes de la diminution du niveau des lobes secondaires (en dB) entre le cas de MR parallèles ($\forall i, \phi_i = 0^o$) et le cas de MR tournés d'un angle aléatoire à la précision p, pour un pointage de la LSS au zénith ($\theta_p = 0^o$ courbe noire) et un pointage à basse élévation ($\theta_p = 70^o$ courbe rouge). Chaque point avec sa barre d'erreur représente la valeur moyenne et l'écart-type des valeurs de diminution du niveau des lobes secondaires sur les 50 tirages effectués pour chaque valeur de p.

À 20 MHz, la rotation des MR n'apporte pas d'amélioration quel que soit le pointage. Dès 40 MHz, l'effet de la rotation se manifeste pour le pointage à basse élévation (courbe rouge). À partir du graphe à 60 MHz, l'effet de la rotation se manifeste pour les deux pointages. Les plus grandes diminutions sont obtenues pour le pointage à basse élévation. La rotation des MR permet en moyenne de réduire le niveau de 4 à 5 dB jusqu'à un pas p $\approx 10^o$.

Le niveau de réduction est quasiment identique pour des valeurs de p de 0.01^o à 10^o et cela à toutes les fréquences, laissant penser que la tolérance sur l'angle de rotation est relativement grande.

Il est attendu qu'à mesure que le pas angulaire augmente, l'effet de la rotation devrait diminuer. On remarque la diminution de cet effet pour des valeurs de p$\geq 15^o$. Comme attendu, un pas de 60^o (étudié en guise de simple contrôle) n'apporte aucune amélioration au niveau des lobes.

Dans la mesure du possible, on choisira de manière "conservative" un pas angulaire $\leq 5^o$ selon la faisabilité technique du positionnement des MR.

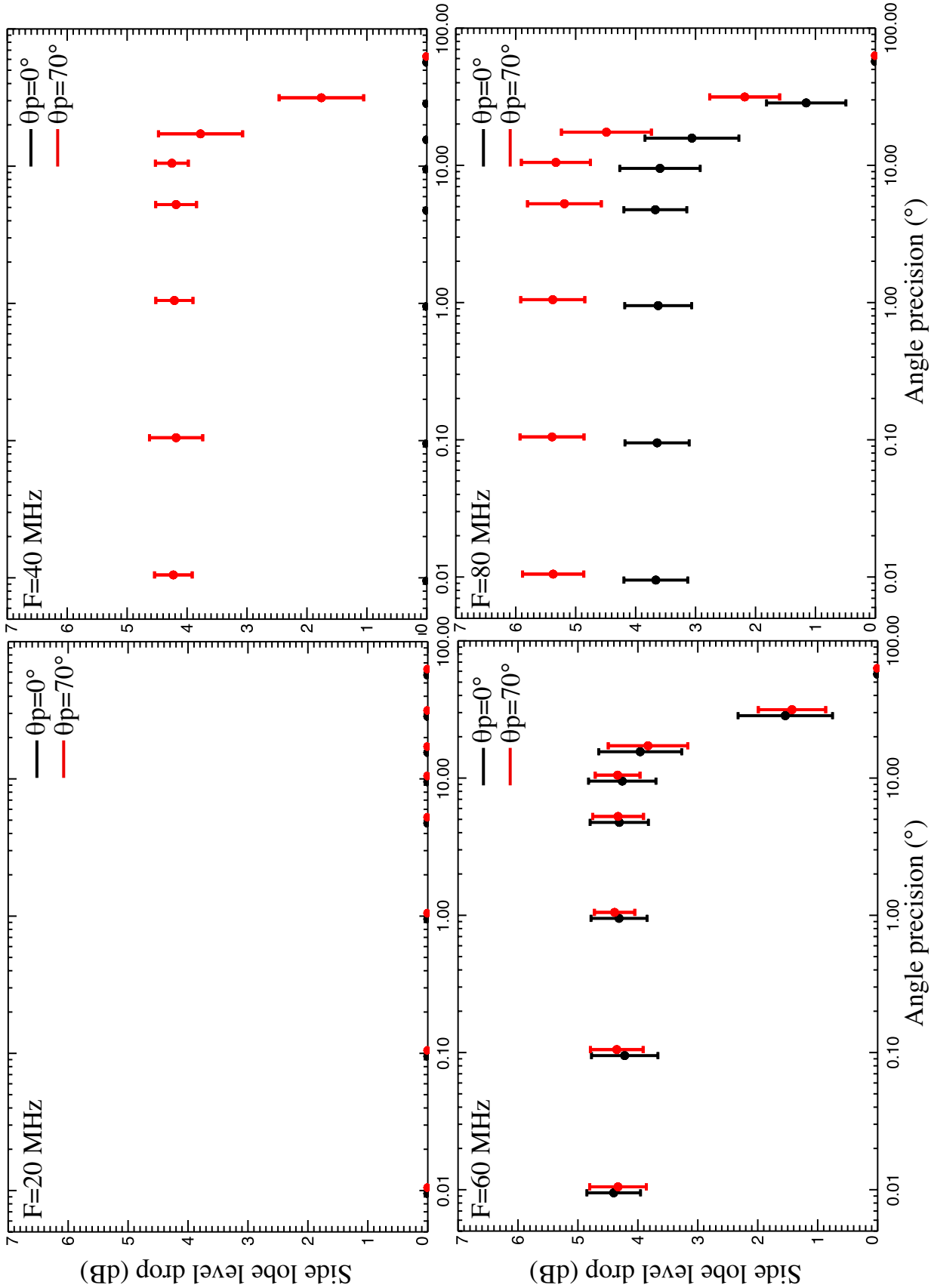


Figure 4.18. *Chaque panneau représente, pour différentes fréquences, la diminution du niveau des lobes secondaires par l'effet de la rotation relative des MR. Chaque point présente la valeur moyenne et l'écart-type de la valeur de diminution pour chaque pas angulaire. Le pointage au zénith (trait noir) ainsi qu'un pointage à basse élévation (trait rouge) ont été étudiés. Une valeur nulle signifie qu'aucune amélioration n'a été apportée par la rotation des MR.*

4.4.4 Conclusion

La rotation des MR est nécessaire pour diminuer le niveau des lobes de réseaux qui surviennent aux hautes fréquences, ou quand ils entrent dans l'espace visible dès que la LSS pointe une direction à basse élévation. La diminution est au maximum de ~ 6 dB.

Cette rotation a peu d'effet sur le diagramme de rayonnement aux basses fréquences ainsi qu'au voisinage du zénith (les lobes de réseaux sont alors en dehors de l'espace visible). Le pas maximal tolérable pour la rotation des MR est de $\approx 10^o$. Si les contraintes techniques le permettent une précision de 1^o à 2^o est idéale.

La rotation des MR (et notamment le placement physique de leurs cabinets) peut être soumise à d'autres contraintes, notamment celle du câblage des MR (pour le positionnement des cabinets des MR par rapport aux tranchées, voir Fig. 4.19). Ce câblage, indispensable au rapatriement des signaux provenant de chaque MR, va fortement jouer sur le coût du projet. La partie suivante traite du câblage de la LSS (longueurs, coûts, complexité) et de son optimisation.

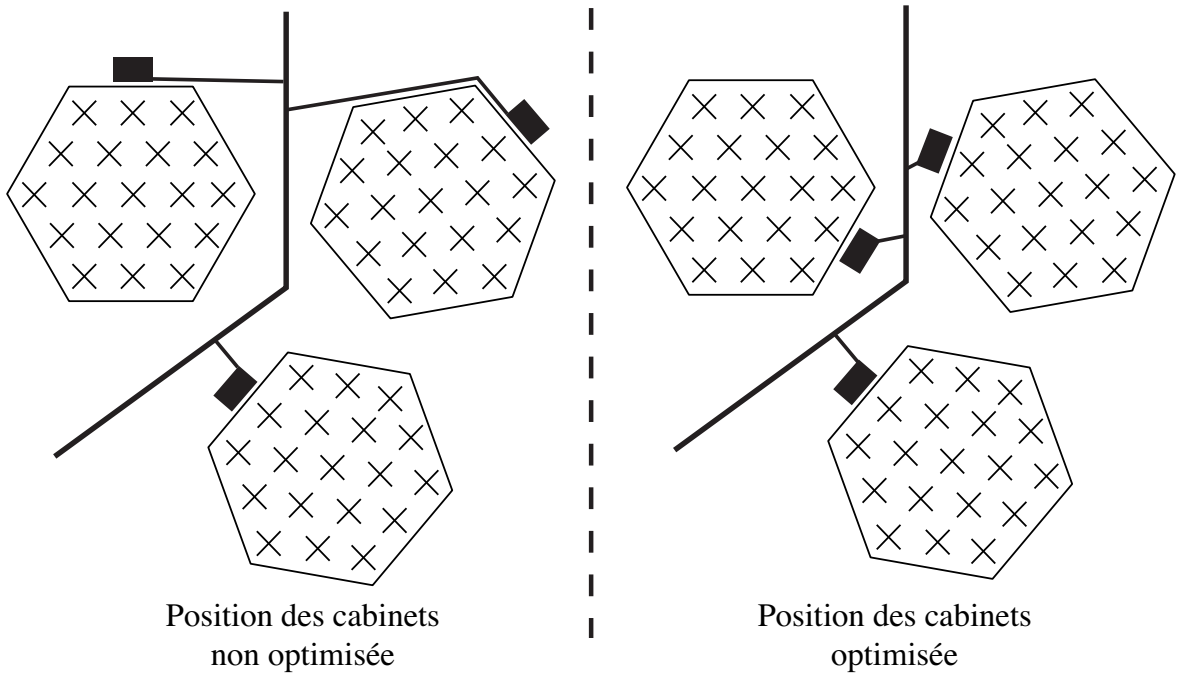


Figure 4.19. *(gauche) Positionnement non optimal des cabinets MR par rapport au passage d'une tranchée. (droite) En imposant des rotations de 60^o au MR, il est possible de minimiser les distances entre les cabinets et la tranchée la plus proche. Dans le cas de MR accolés, il ne sera pas possible de rapprocher les cabinets MR en dessous d'une certaine limite, la tranchée devra donc tenir compte de ces spécificités.*

4.5 Câblage des mini-réseaux

4.5.1 Introduction

La distribution des MR a été optimisée (partie précédente) afin de répondre théoriquement aux besoins scientifiques et aux contraintes imposées par le site d'implantation. Se pose alors la question du rapatriement des signaux de sortie de ces MR. En effet, il est prévu de connecter la sortie sommée des MR aux entrées analogiques LBL des RCU du cabinet de la station LOFAR. Après sortie du bloc de phasage et de sommation, le MR est assimilable à une antenne double polarisation de grande sensibilité analogue en principe à une tuile HBA. De cette antenne sortent les deux signaux (sommés) de polarisations linéaires orthogonales (nommée polarisation "X" et "Y" jusqu'à présent).

Il est prévu l'utilisation de câbles coaxiaux à faibles pertes (entre 2 et 10 dB/100m à 50 MHz) pour acheminer ces signaux sur des distances de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de mètres. Ces câbles doivent être enterrés pour les protéger de toute pollution par des signaux extérieurs et toute détérioration physique (par la faune et la flore de Nançay, l'eau, les variations des conditions météorologiques et les passages éventuels de véhicules).

Le câblage de la LSS est un aspect non négligeable du projet tant sur le plan scientifique (à cause de l'atténuation du signal le long des lignes, réduisant le gain de chaque MR) que sur le plan de son infrastructure (coûts et difficulté d'acheminement des câbles, enfouissement...).

4.5.1.1 Positionnement du problème

Le problème du câblage des MR se ramène à un problème de création d'un réseau optimal de N points. Les objectifs sont :

- de relier un ensemble de N points par le plus court chemin possible (minimisation des longueurs de tranchées entre les MR pour faire passer des câbles.)
- de relier un ensemble de N points en minimisant la distance de n'importe lequel de ces points à l'origine (minimisation, par mutualisation entre MR, des longueurs de câble reliant chaque MR au cabinet LOFAR).

Ces deux objectifs peuvent être atteints par des algorithmes relevant de la théorie des graphes. Cette branche des mathématiques permet de résoudre les problèmes de parcours dans une structure appelé "graphe". Ses domaines d'application vont de la recherche d'information dans des bases de données informatiques à l'optimisation du trajet d'un livreur. On peut, d'une part, utiliser des algorithmes stochastiques tels que ceux abordés au Chap. 3 (recuit simulé) en définissant correctement les fonctions de coût à minimiser, et d'autre part, trouver des solutions optimales avec des algorithmes déterministes.

Dans le cadre de cette théorie, une première approche du problème de la LSS aborde séparément la minimisation de la longueur des tranchées et celle de la longueur des câbles. Une introduction courte à la théorie des graphes et aux problèmes liés au câblage des MR, ainsi que les premières résolutions du problème sont présentés en partie §4.5.2.

4.5.2 Première approche du câblage de la LSS

4.5.3 Notions de théorie des graphes

Un graphe $\mathcal{G} = (V, E)$ est un couple des deux ensembles V et E. L'ensemble V contient des sommets (ou encore "noeuds" ou *vertices*) et l'ensemble E contient des couples d'éléments (v_i, v_j), $\forall v_i, v_j \in V^2$ qui décrivent des relations entre ces sommets (les "arcs"). En Fig. 4.20 est représenté un cas particulier de graphe simple à N=5 sommets et 10 arcs. Le nombre d'arcs correspond ici à la valeur du coefficient binomial C_n^k avec n=5 et k=2 représentant le nombre maximale de paires de sommets possibles. À chaque élément $e_{i,j}$ de E, on peut associer un poids w_i. Pour le problème relatif à la connexion des MR entre eux, nous rechercherons des sous-graphes dérivés de graphes initiaux. Il existe plusieurs classes de graphes, nous nous intéresserons à des graphes acycliques (i.e. il n'y a pas de chemin partant du point v_i et repassant par v_i) et non orientés (i.e. le sens de parcours des arcs $e_{i,j}$ n'est pas contraint). Nous utiliserons une dénomination standard pour ces graphes en les nommant des "arbres". Les graphes solutions décriront des réseaux de sommets possédant des propriétés optimales (par ex : la somme $\sum_{ij} w_{i,j}$ est minimale le long d'un chemin optimal du graphe).

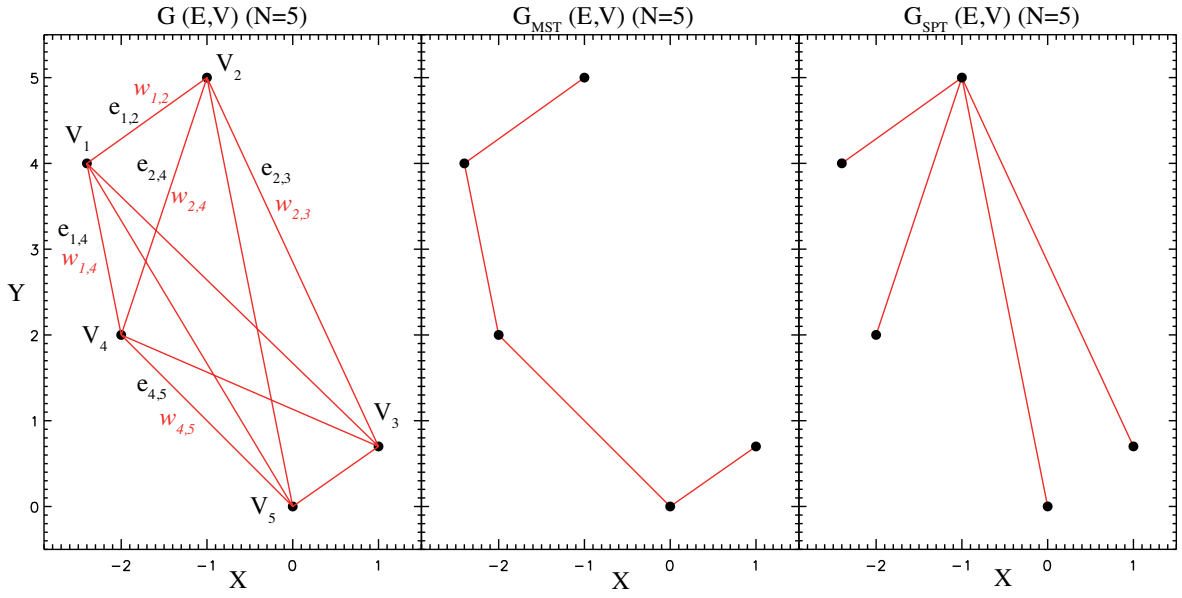


Figure 4.20. *(gauche) Graphe à 5 sommets. Chaque arc $e_{i,j}$ relie les sommets V_i et V_j. Un poids $w_{i,j}$ est associé à chaque arc et correspond à sa longueur. (Centre) arbre couvrant minimal (MST) et (droite) arbre de plus court chemin (SPT) (voir texte).*

Dans le cas du câblage de la LSS, les sommets seront définis par le centre des MR. Les arcs reliant les sommets seront des segments et seront affectés des poids $w_{i,j} = \text{distance}(V_i, V_j)$ (la distance euclidienne séparant deux sommets v_i et v_j).

4.5.4 Recherche d'arbres optimaux

A partir de graphes initiaux, il est possible de déterminer les graphes optimaux qui minimisent séparément les longueurs de câbles et de tranchées, nous utiliserons deux algorithmes de la théorie des graphes [Cormen *et al.* 2009, p.589] :

- L'algorithme de Prim [Prim 1957] ou de recherche de l'arbre couvrant minimal (*Minimum Spanning Tree*). Cet algorithme permet de déterminer un ensemble optimal E_{MST} dont la somme des poids est minimale. Cet algorithme minimise la longueur des tranchées.
- L'algorithme de Dijsktra [Dijkstra 1959], ou d'arbre de plus court chemin (*Shortest Path Tree*). Il permet de déterminer un autre ensemble optimal E_{SPT} minimisant la somme des distances sur un

graphe entre chaque sommet (MR) et un sommet d'origine (le cabinet LOFAR). En conséquence, les longueurs des câbles seront minimisées.

Une illustration de ces deux résolutions est donnée en Fig. 4.20.

On notera que l'arbre couvrant minimal fournit bien des longueurs de tranchées minimales mais ne minimise pas la longueur des câbles. C'est l'arbre de plus court chemin qui permet de la minimiser.

L'algorithme de Prim ne permet pas le calcul direct de la longueur des câbles, nous avons donc utilisé en support l'algorithme de Bellman-Ford [Yen 1970] qui permet le calcul des distances entre un sommet origine quelconque (ici V_2) et chacun des autres sommets constituant le graphe (l'algorithme calcul cumulativement toutes les distances en parcourant le graphe sommet par sommet).

La table 4.3 présente les longueurs des tranchées et des câbles des graphes optimaux calculés grâce à l'algorithme de Bellman-Ford.

Table 4.3. *Calculs des longueurs de câbles et de tranchées pour les arbres optimaux de la figure 4.20. Dans le cas de l'arbre SPT, la longueur cumulées des câbles est égale à la longueur cumulée des tranchées.*

Résultats du calcul au sommet V_2		
Longueur de tranchées	7,81 m	Prim sur arbre MST
Longueurs de câble	19,88 m	Bellman-Ford sur arbre MST
Longueurs de câble	14,72 m	Bellman-Ford sur arbre SPT

Il existe d'autres manières de résoudre ces problèmes de théorie des graphes. Ces résolutions proposent notamment la création de nouveaux sommets dans le graphe en cours de calcul. Des solutions optimales peuvent être constituées par des arbres de Steiner [Grimwood 1994] permettant l'insertion de nouveaux sommets (dans le cas de la LSS, ces sommets représenteraient des points de rencontres entre les tranchées). Ce type de résolution ne fait pas l'objet de cette étude.

4.5.5 Estimation de longueurs et retour sur le positionnement de la LSS

4.5.5.1 Deux scenarii

Une première estimation des besoins en câbles et en tranchées peut-être effectuée grâce aux algorithmes décrits précédemment. Elle a permis également de justifier le positionnement (relatif à la station LOFAR) du champ LSS défini dans la partie précédente. Pour cela, nous envisageons deux scenarii :

1. Scénario n^{o}1 : Distribution des MR au Nord de la station LOFAR. La station LOFAR ne représente alors pas un obstacle au tracé des tranchées. Le point d'origine des tranchées et des câbles sera le cabinet LOFAR.
2. Scénario n^{o}2 : Distribution des MR autour de la station LOFAR : la station LOFAR représente désormais un obstacle infranchissable pour l'implantation des MR et au passage des tranchées et des câbles. Il faudra tenir compte de cette spécificité dans la résolution.

4.5.5.2 Altération du graphe de départ

La présence physique d'un obstacle doit empêcher le passage de câble à travers lui. Un moyen de tenir compte de cet obstacle est d'effectuer un test de collision entre chaque arc du graphe initial et cet obstacle. Si l'existence d'un arc est impossible, cet arc est considéré comme "interdit" et est alors retiré de l'ensemble E des arcs valides sur lesquels l'optimisation peut être menée. Les chemins qui seront déterminés contourneront systématiquement l'obstacle. Dans le cadre de cette estimation, nous avons considéré un obstacle simple (la station LOFAR) défini par un rectangle de dimensions similaires à la station LOFAR ($\sim$170 m, $\sim$90 m) et situé au centre du champ LSS. Les côtés de ce rectangle seront

parallèles aux axes X et Y de la figure 4.22 (correspondant aux directions Nord-Sud et Est-Ouest). Nous avons implémenté l'algorithme de Cohen-Sutherland [Kumar & Awasthi 2011] afin d'identifier et d'éliminer les arcs interdits du graphe initial du fait de la traversée d'obstacles. Pour chaque paire de sommets V_i, V_j du graphe, on teste si l'arc $e_{i,j}$ entre en collision avec une partie d'un obstacle. Le cas échéant, l'arc $e_{i,j}$ est retiré de l'ensemble E (voir Fig. 4.21).

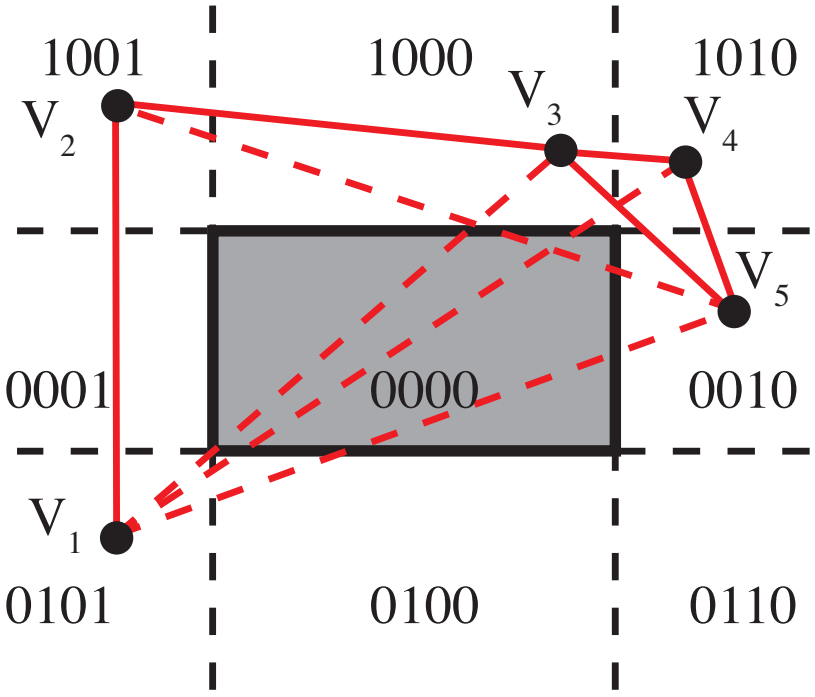


Figure 4.21. *Un obstacle est défini par un rectangle. Soient V_1, V_2, V_3, V_4 et V_5 des sommets reliés par des arcs (V_i,V_j) (traits pleins). L'algorithme de Cohen-Sutherland [Kumar & Awasthi 2011] assigne un code à 4 bits à chacune des 9 zones (dont une interdite). Pour chaque arc, la position de chaque sommet de l'arc est testée par des opérations logiques portant sur le code des zones. L'algorithme recherche les points d'intersection des arcs avec les côtés de l'obstacle. Si l'arc entre en collision avec l'obstacle, il est supprimé du graphe (tirets).*

La distribution LSS est représentée par 96 sommets aléatoirement répartis par tirage uniforme dans un disque de 150m de rayon. Nous avons utilisé la même distribution pour les cas 1) et 2) mais du fait de la présence de l'obstacle dans le cas 2), les antennes du cas 1) qui se trouvaient dans l'obstacle on été replacées aléatoirement ailleurs. Cette légère différence ne causera pas de grande variation dans les estimations de longueurs.

Le cabinet LOFAR ainsi que les 4 coins encadrant la station LOFAR ont été insérés dans le graphe en tant que sommets supplémentaires. On forcera ainsi les tranchées et les câbles à contourner au plus près la station LOFAR.

4.5.5.3 Résultats

Sur la figure 4.22 sont représentés les graphes de départ, les arbres couvrant minimaux (MST) et les arbres de plus court chemin (SPT) pour les deux scenarii. Le cabinet LOFAR est représenté par le sommet "0". La figure 4.23 rassemble sur un diagramme en barres les différentes longueurs calculées sur ces graphes. Le graphe du scenario n^{o}2 est obtenu après utilisation de l'algorithme de Cohen-Sutherland. Une partie des arcs traversant la station LOFAR ont été retirés du graphe.

Sous chaque barre est spécifié s'il s'agit de l'arbre couvrant minimum (MST) ou de l'arbre de plus court chemin (SPT). Les valeurs sont indiquées en km de tranchées ou de câbles. Comme il a été observé

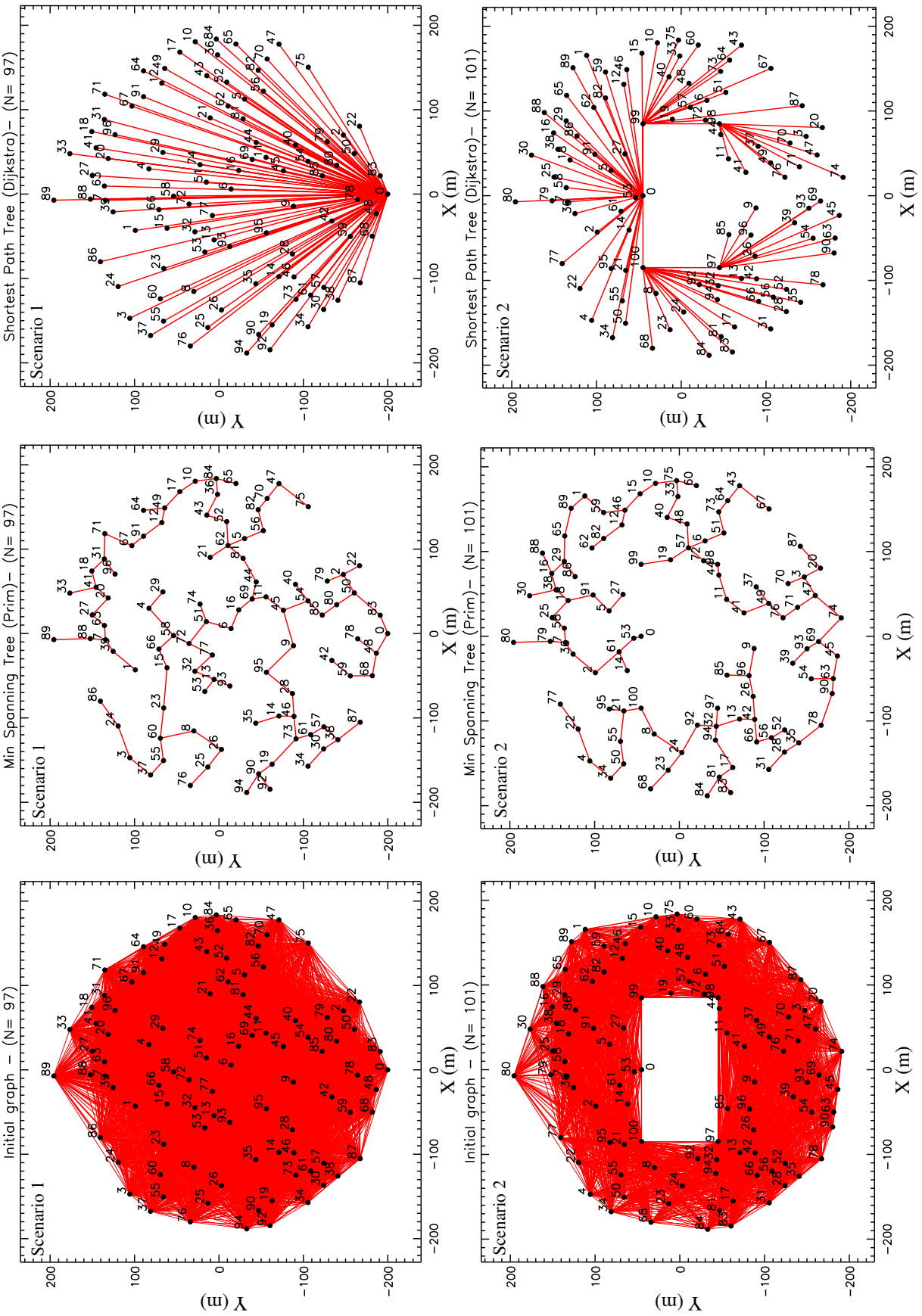


Figure 4.22. *Pour chaque scenario (un par ligne) sont représentés le graphe initial entier (gauche), l'arbre couvrant minimal (MST), minimisant la longueur des tranchées (centre) ainsi que l'arbre de plus court chemin (SPT), minimisant la longueur des câbles (droite). Les points numérotés représentent chaque MR, et sont tous reliés au sommet origine "0" représentant le cabinet LOFAR.*

en table 4.3, les solutions MST présentent systématiquement les plus courtes longueurs de tranchées et les plus grandes longueurs de câbles du fait des multiples détours des câbles entre les sommets et le sommet “0”. Au contraire, les solutions SPT minimisent les longueurs de câbles mais augmentent notablement le nombre et la longueur des tranchées.

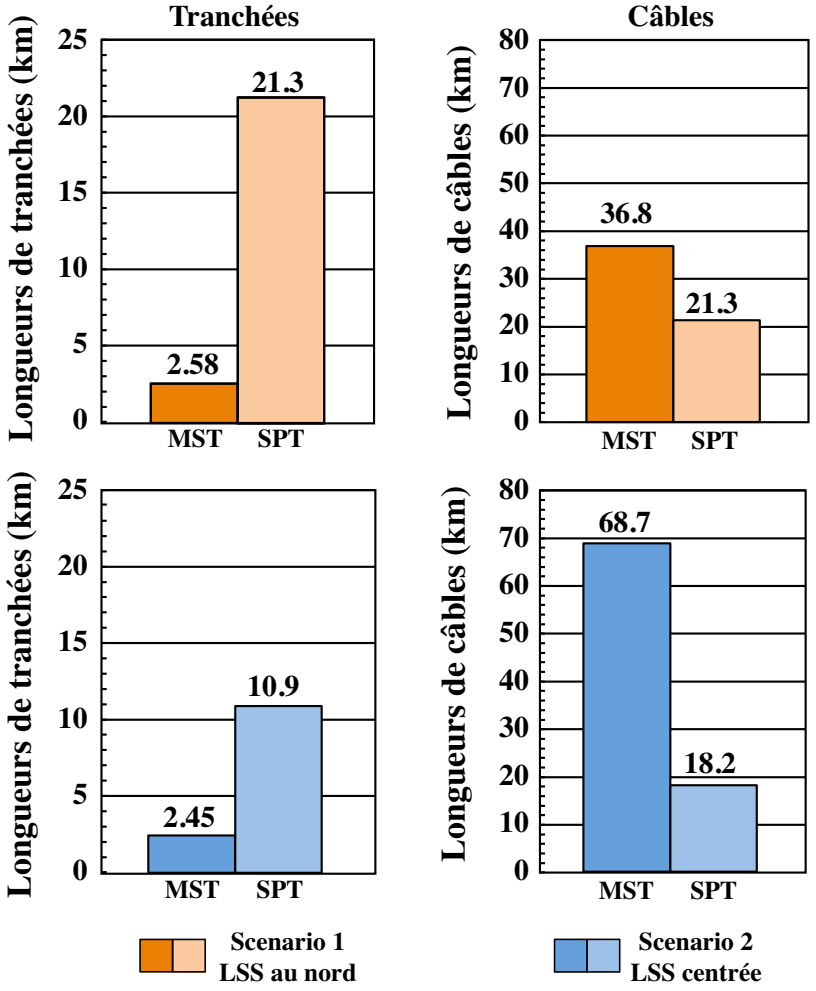


Figure 4.23. *Longueurs des tranchées (colonne de gauche) et des câbles (colonne de droite) obtenues pour les deux scenarii (ligne du haut en orange) LSS située au Nord de la station LOFAR (ligne du bas en bleu) LSS centrée sur la station LOFAR. Dans chaque scenario, les longueurs sont évaluées pour l'arbre couvrant minimal (MST) et l'arbre de plus court chemin (SPT).*

Arbre couvrant minimal (MST) Sur la figure 4.22, seule la partie centrale du réseau est modifiée par la présence de l'obstacle. Des portions de réseaux sont identiques dans les deux cas. L'optimisation de la longueur des tranchées créé des contournements qui ont pour effet d'allonger très fortement les longueurs de câble. En figure 4.23, les longueurs de tranchées sont légèrement plus faibles (2,45 km comparé à 2,58 km) pour le scenario n^{o}2. Les longueurs de câbles nécessaires dans le scenario n^{o}2 représentent presque le double ($\times$1,86) de celles nécessaires dans le scenario n^{o}1.

Arbre de plus court chemin (SPT) La présence de l'obstacle peut être perçue par les tranchées limites passant au plus près de lui. Plusieurs câbles situés au sud de l'obstacle passent préférentiellement par ces tranchées afin de minimiser la longueur de câble jusqu'au cabinet. En Fig. 4.23 , Il se produit, avec la solution SPT, un comportement inverse de celui constaté avec la solution MST. La longueur des tranchées est presque divisée par deux ($\times$0,51) entre les scenarii n^{o}1 et n^{o}2. De plus, les longueurs

de câbles sont légèrement plus courtes dans le scenario n^{o}2. Hormis la longueur de câbles de l'arbre MST qui est plus grande dans le scénario n^{o}2 que dans le scénario n^{o}1 (68,7 km comparés aux 36,8 km), toutes les autres longueurs de câbles et de tranchées sont inférieures dans le scénario n^{o}2 pour les deux arbres optimaux SPT et MST. À partir de ces estimations, le scenario n^{o}2 offre globalement de meilleurs résultats (sauf pour l'arbre MST). il a donc été décidé de placer la Super Station LOFAR autour de la station LOFAR (scenario n^{o}2).

Cependant les deux objectifs (longueurs de câble et longueurs des tranchées) sont contradictoires, comme le montrent les graphes de la figure 4.23. Bien qu'ils représentent chacun des optima, les deux types de solutions (MST et SPT) ne représentent pas un bon compromis en pratique (excès de tranchées ou excès de câbles). Afin de faciliter l'implantation des MR et des tranchées tout en limitant les atténuations apportées par des câbles trop longs, il faut trouver une méthode permettant l'optimisation conjointe des longueurs de tranchées et de câbles. La résolution de ce problème fait l'objet de la partie suivante.

4.5.6 Le problème câble-tranchée

4.5.6.1 Introduction

En §4.5.2 a été mis en évidence le fait qu'il n'était pas possible de trouver une solution satisfaisante au câblage des MR par les méthodes classiques (recherche des arbres optimaux MST et SPT) : l'optimisation des longueurs de câble entre en conflit avec l'optimisation des longueurs de tranchées. Nous devons trouver une méthode permettant d'optimiser en même temps ces deux quantités. L'association de ces deux problèmes, chacun pouvant être résolu séparément, devient un problème complexe constituant le "problème câble-tranchée" (CTP [10]). Une approche stochastique [Vasko *et al.* 2002] propose une formulation mathématique de ce problème sur laquelle a été fondé un algorithme heuristique (i.e fournissant rapidement des solutions raisonnables) pour sa résolution. Nous avons adapté au cas de la LSS le code source en C++ de l'algorithme de résolution, fourni par les auteurs.

4.5.6.2 Positionnement du problème

Notations et fonction de coût Soit un graphe $\mathcal{G} = (V, E)$ composé de l'ensemble des sommets V et de l'ensemble E des arcs reliants les sommets de V et un ensemble de poids w_i (affectant chaque arc i de l'ensemble E et tels que $w_i \geq 0$) et deux paramètres τ et γ. Ce code fournit l'arbre couvrant minimal qui minimise la valeur d'une fonction de coût F :

$$F(\tau, \gamma) = \tau * L_\tau + \gamma * L_\gamma \tag{4.15}$$

où

- τ est le poids associé à la longueur (ou le coût) des tranchées
- γ est le poids associé à la longueur (ou le coût) des câbles
- L_γ la longueur totale en câbles reliant chaque sommet du graphe à une origine (qui est l'un des sommets de V).
- L_τ la longueur totale des tranchées

Les quantités τ et γ sont des densités linéiques qui peuvent représenter respectivement, en pratique, les prix au mètre de la tranchée ou du câble.

On définit par ailleurs le rapport $R = \frac{\tau}{\gamma}$. Ce rapport sans dimension représente le poids relatif accordé à l'optimisation des longueurs de câbles vs. tranchées dans le calcul de la fonction de coût F. À partir d'un graphe initial quelconque, cet algorithme va trouver un ensemble de solutions classées par intervalle croissant de R :

10. Problème câble-tranchée ; *Cable-trench problem*

- $R = 0$ ($\gamma > 0$ & $\tau = 0$) : l'optimisation des longueurs de câbles est favorisée devant celle des tranchées. On obtient alors la solution optimale qui est l'arbre de plus court chemin (SPT).
- $R \to \infty$ ($\gamma = 0$ & $\tau > 0$) : l'optimisation des longueurs de tranchées est favorisée devant celle des câbles. On obtient dans ce cas, l'arbre couvrant minimal (MST).
- $0 < R < \infty$: Les arbres obtenus sont des solutions hybrides qui minimisent la valeur de $F(\tau, \gamma)$ pour une valeur de R donnée.

Génération des solutions pour différentes gammes de R À partir d'un graphe initial, on détermine la solution SPT qui formera l'arbre solution initial A_0. L'algorithme va ensuite explorer plusieurs variantes du graphe en interchangeant deux arcs de E. Pour chaque nouvel arbre A_i généré, la fonction de coût $F_{A_i} = \tau L_\tau(A_i) + \gamma L_\gamma(A_i)$ est calculée. Ne sont conservées pendant l'exploration que les solutions minimisant la fonction F. Les arbres ayant minimisé F deviennent des arbres "candidats" pour devenir une nouvelle solution optimale. Pour cela on détermine les valeurs $R = \frac{\tau}{\gamma}$ solutions des inégalités :

$$F_{A_i} \leq F_{A_0} \tag{4.16}$$

$$\tau L_\tau(A_i) + \gamma L_\gamma(A_i) \leq \tau L_\tau(A_0) + \gamma L_\gamma(A_0) \tag{4.17}$$

pour chaque arbre candidat i. L'arbre qui a conduit à un minimum de F est sélectionné pour devenir la solution dans cette gamme de R. Sont ainsi successivement générés des arbres solutions minimisant F. On obtient un ensemble de solutions minimisant F dans des intervalles de R contigus. Les bornes de chaque intervalle sont des valeurs de R pour lesquels l'arbre solution minimisant F a été modifié. Les étapes précises de l'algorithme sont décrites dans [Vasko *et al.* 2002].

4.5.6.3 Application au câblage des mini-réseaux

En figure 4.24, est illustré l'ensemble des solutions optimisées pour un graphe simple de 7 MR (correspondant à la zone N^{o}1 définie dans la partie §4.5.7) dans chaque intervalle de R. Les solutions extrêmes correspondent aux arbres couvrant minimum (MST) et de plus court chemin (SPT).

Les coûts d'un mètre de tranchée (location des machines, usure, coût en travail humain) et d'un mètre de câble (dépendant des pertes, du constructeur et de la taille du lot) doivent alors être estimés au mieux en tenant compte du fait que deux câbles, correspondant aux deux polarisations linéaires des antennes, partent de chaque MR pour aller jusqu'au cabinet. A partir des solutions ci-dessus et de la connaissance des "coûts" linéiques des tranchées et des câbles (i.e valeur du rapport $R = \frac{\tau}{\gamma}$), on obtient la meilleure solution minimisant la fonction de coût $F(\tau, \gamma)$ pouvant être le coût réel de l'installation.

4.5.7 Application à la LSS

4.5.7.1 Contraintes de terrain

Comme nous l'avons vu en annexe C.1.2, le terrain de la LSS comporte plusieurs obstacles interdisant l'implantation des MR.

Une contrainte supplémentaire a été formulée pour le passage des tranchées sur le terrain. Il est nécessaire de limiter le nombre de passages de tranchées à travers les chemins de câbles des autres instruments déjà implantés sur le site. Afin de ne pas générer de solutions multipliant le nombre de ces passages, nous avons défini un nombre fini de points de passage "stratégiques". Un découpage du champ LSS a été fait suivant 12 zones (Fig. 4.26) définies suivant les limites dessinées par les obstacles du masque de terrain (voir §4.2).

Par ailleurs, la prise en compte d'obstacles de forme arbitraire (zones courbes ou polygonales) est complexe avec l'algorithme de Cohen-Sutherland. Une séparation en différentes zones permet de définir

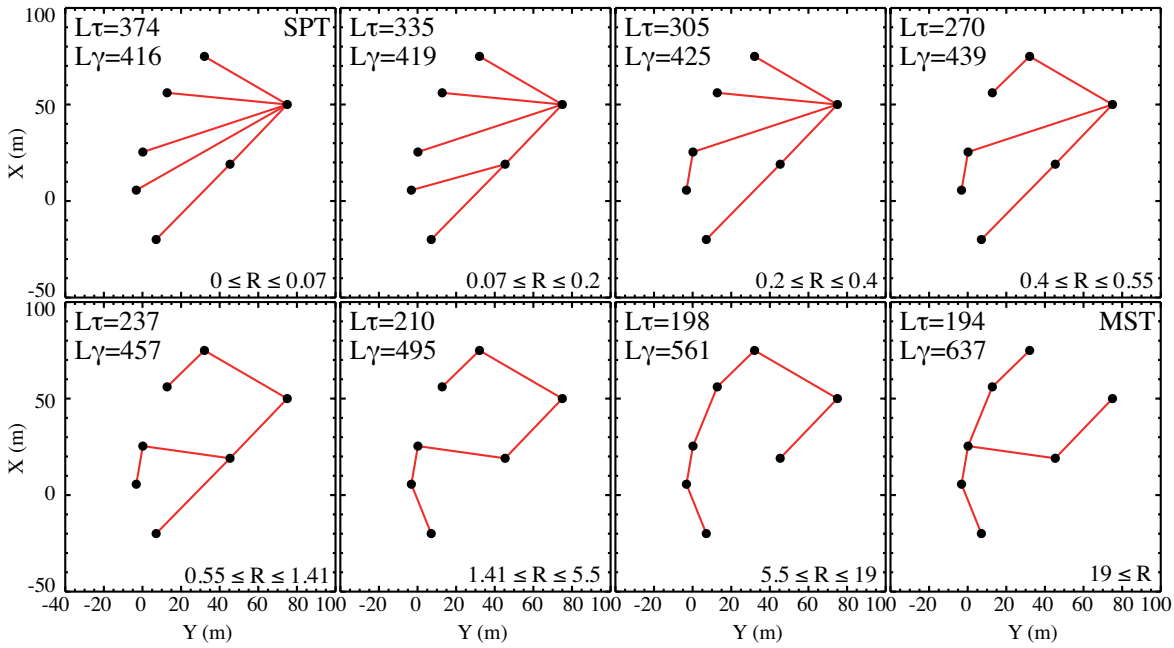


Figure 4.24. *Résolution du problème CTP pour la zone n°1 contenant 7 MR. Pour chaque intervalle de R est représenté l'arbre optimal minimisant les longueurs de câbles et de tranchées pour cette valeur de R. Sont également indiquées les longueurs de tranchée L_τ et de câble L_γ arrondies au mètre près. L'arbre de plus court chemin SPT (haut gauche) maximise la longueur de câble et minimise la longueur des tranchées tandis que l'arbre couvrant minimum MST (bas droite) maximise la longueur de câble et minimise la longueur des tranchées.*

des arbres simples sans obstacle trop complexe.

L'optimisation a donc été effectuée dans chacune de ces zones avec le code CTP. Chaque zone est reliée au cabinet LOFAR grâce aux points de passages et aux câbles additionnels (en rouge sur la figure 4.26).

4.5.7.2 Génération des solutions et résultats

Le code fourni peut traiter le cas de graphes possédant un grand nombre de sommets mais limite les valeurs de poids de chaque arc (longueur) à des valeurs entières. Aux vues des grandes dimensions du problème et des approximations imposées par les contraintes de terrain, nous avons choisi d'arrondir les distances au mètre.

Comme les poids relatifs réalistes (τ,γ) ne sont pas connus au moment de l'étude, un choix raisonnable de l'intervalle de R a été fait pour chaque zone. Choisir une seule valeur de R (et sélectionner dans chaque zone, la solution encadrant cette valeur) ne constitue pas la meilleure approche. Cela supposerait en effet que les difficultés de constructions sont identiques dans toutes les zones et que la seule contrainte pratique réside dans la minimisation du coût des câbles et des tranchées. Pour tenir compte des spécificités locales de chaque zone (agencement des obstacles, espace exigu au passage d'une tranchée), les solutions sélectionnées sont définies pour différents intervalles de R. Suivant le cas, la conséquence se traduira par un surcoût en câbles ou en tranchées d'une zone à l'autre mais minimisera les difficultés de construction.

Les solutions sélectionnées pour chacune des zones sont rassemblées en figure 4.25. La table 4.4 recense les domaines de R sur lesquelles les solutions choisies sont optimales, ainsi que les valeurs L_τ et L_γ correspondantes.

À partir des solutions sélectionnées dans chaque zone, le calcul des longueurs de tranchées et des longueurs de câbles a été effectué par l'algorithme Bellman-Ford. Ce calcul tient compte :

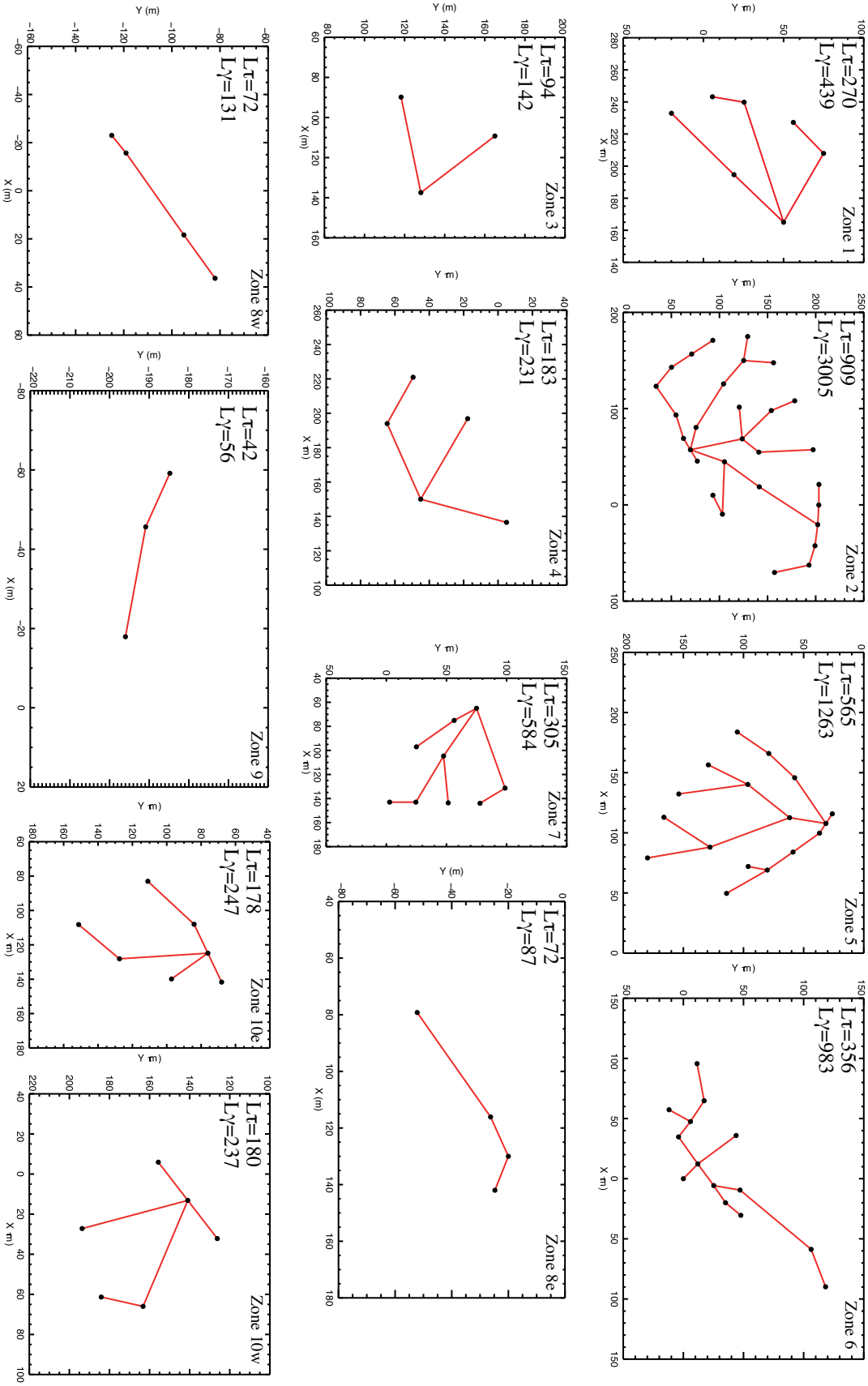


Figure 4.25. *Ensemble des solutions CTP sélectionnées pour chaque zone. Pour chaque solution est représenté le graphe optimal ainsi que les longueurs L_τ (tranchées) et L_γ (câbles).*

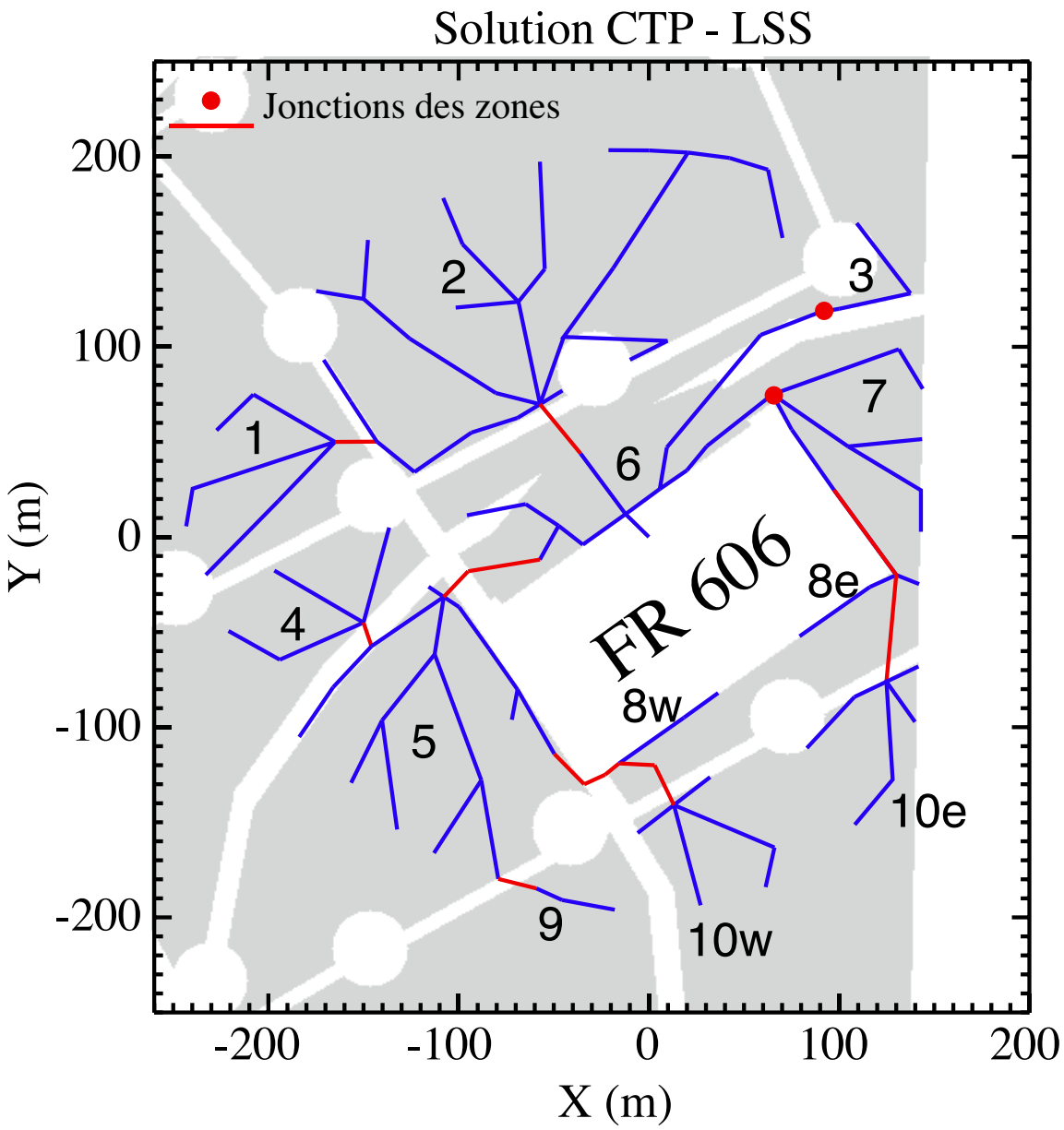


Figure 4.26. *Carte du réseau des câbles et des tranchées servant à relier toutes les zones au cabinet LOFAR en minimisant les passages sous les obstacles. Des jonctions additionnelles (en rouge) sont nécessaires pour acheminer tous les signaux vers le cabinet.*

Table 4.4. *Caractéristiques des solutions CTP de chaque zone définie en figure 4.26. Dans chaque zone, on reporte le domaine d'optimalité choisi ainsi que les longueurs de tranchée L_τ et de câble L_γ correspondantes.*

Zones	Domaine d'optimalité	L_τ	L_γ
1	$0,4 \leq R \leq 0.55$	270	439
2	$5/3 \leq R \leq 2.65$	909	3005
3	$11 \leq R$	94	142
4	$0,17 \leq R \leq 4,2$	183	231
5	$0,21 \leq R \leq 0,35$	565	1263
6	$28 \leq R \leq 42$	356	983
7	$0,27 \leq R \leq 4,2$	305	584
8e	$0 \leq R$	72	87
8w	$0 \leq R$	72	131
9	$0 \leq R$	42	56
10e	$0,08 \leq R \leq 0,63$	178	247
10w	$0,32 \leq R \leq 2,91$	180	237

– des points de passages introduits artificiellement dans les graphes pour relier les différentes zones.
– des longueurs supplémentaires introduites par le rapatriement de tous les câbles d'une zone vers le cabinet LOFAR.

La longueur de câbles nécessaires pour la LSS s'élève donc à 21 km (21283 m) par polarisation. La longueur de tranchées correspondantes est de 3,7 km (3697 m).

4.5.7.3 Améliorations possibles de la précision

Cette étude a permis d'estimer les besoins globaux en câbles et en tranchées afin d'établir un chiffrage le plus précis possible du projet. Des améliorations sont possibles pour tendre vers un chiffrage encore plus précis. Elles consistent à :

– prendre en compte l'occupation physique des MR et implémenter des stratégies de contournement des champs d'antennes.
– prendre en compte le décalage entre le centre du MR et le point de départ des câbles du cabinet.
– contraindre la rotation aléatoire des MR (et donc des cabinets) pour diminuer les distances nécessaires pour relier les cabinets de deux MR voisins, ou pour relier un cabinet à une tranchée existante en évitant des contournements inutiles (voir figure 4.4.1).
– avoir une meilleure connaissance du positionnement des obstacles sur le terrain.

Chapitre 5

Conclusion des études LSS

Sommaire

Prototypage Durant cette thèse, j'ai pu participer activement aux études de conception de la LSS. L'antenne élémentaire, la plus adaptée pour la LSS, a été sélectionnée à partir des simulations EM que j'ai conduites. J'ai ensuite étudié la distribution des antennes en fonction de leur nombre et de leur agencement au sein d'un MR à l'aide d'algorithmes d'optimisation. Une fois la topologie du mini-réseau choisie, j'ai développé le modèle théorique du système de phasage du MR qui a ensuite été testé en laboratoire.

À l'échelle la plus grande de la LSS, j'ai également étudié la distribution des MR sur le terrain de Nançay en tenant compte des contraintes scientifiques et techniques, également à l'aide d'un algorithme d'optimisation. Les liaisons des MR au cabinet LOFAR étant assurées par des câbles, une carte du réseau a pu être déduite après recensement des obstacles sur le terrain et l'optimisation des longueurs de câbles et des tranchées.

Cette partie de la thèse rassemble des informations scientifiques et techniques de la conception de la LSS. Un article définissant l'instrument (ainsi que des notes techniques additionnelles) est en cours de préparation (une version courte est disponible sous la forme d'un acte de colloque en annexe E [C4]).

Installation des MR prototypes Les études théoriques et techniques de la LSS arrivent à leurs termes. Le financement de l'ANR, obtenu en 2009, a permis l'étude et le prototypage de plusieurs éléments du projet : l'antenne élémentaire et son LNA, l'installation de trois MR prototypes, de leur système de phasage et le récepteur pour recueillir les signaux de ces MR. Plusieurs thématiques sont encore à l'étude, notamment la validation du fonctionnement autonome d'un MR ainsi que l'évaluation de ses performances effectives sur le ciel.

Des mesures de sensibilité des antennes sont en cours ainsi que des observations de test du MR (observations de radiosources). Des observations conjointes avec le RDN permettront non seulement d'évaluer la validité du système de pointage mais également de construire une procédure d'étalonnage pour la LSS.

La figure 5.1 est une photographie de l'un des trois MR prototypes installés au nord de la station FR606. Le plan en figure 5.2 est le plan d'implantation des trois MR prototypes. Deux de ces MR forment une base longue et sont identiques (à 180^o près). Un troisième MR est accolé au premier et tourné de 30^o par rapport à l'axe Est-Ouest. L'exploitation des données de ces trois MR et leur mise en réseau (en réseau phasé ou interféromètre) constitue le travail actuel mené par l'équipe de la LSS.

Figure 5.1. *Photographie de l'un des MR prototypes construits à Nançay.*

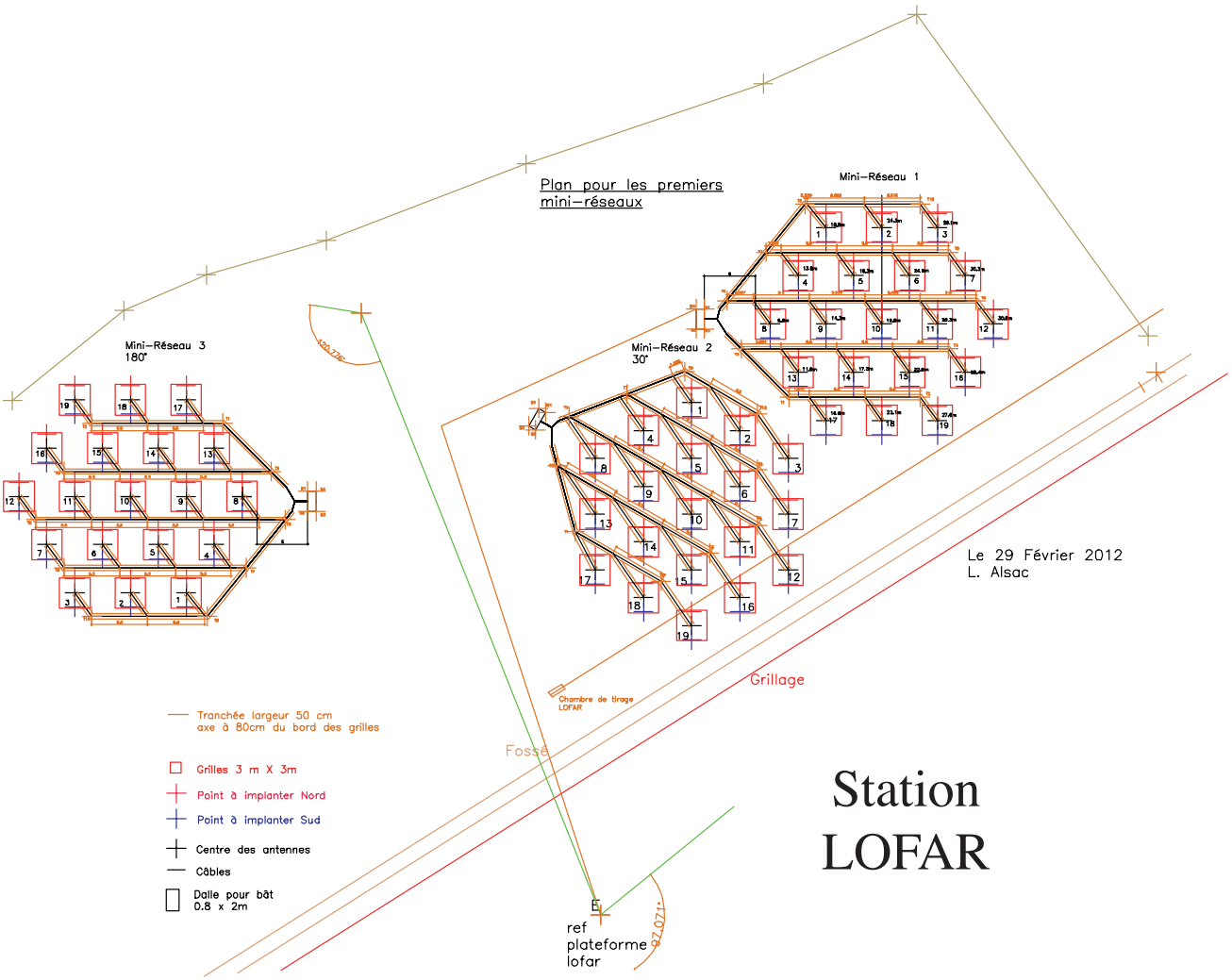
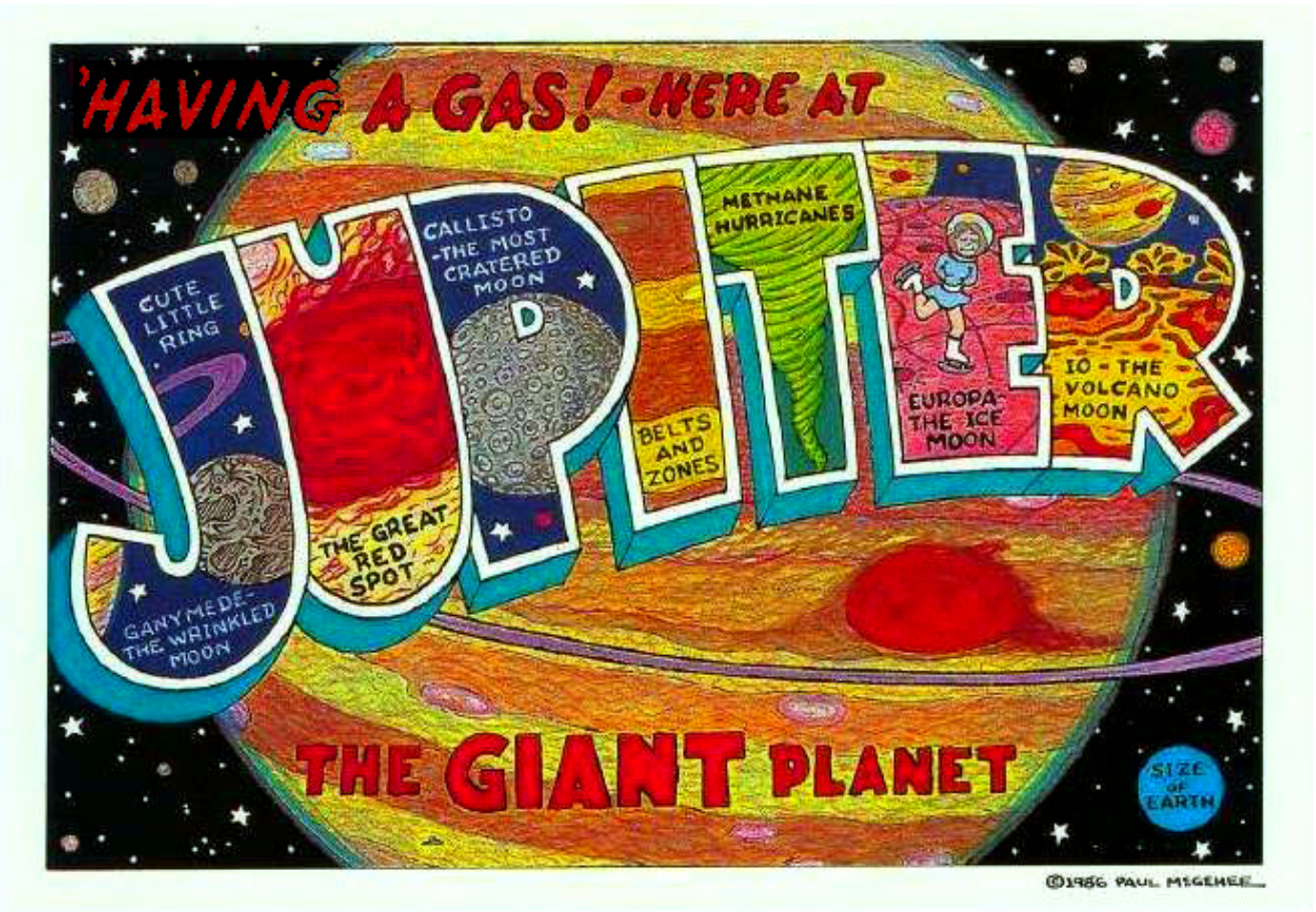


Figure 5.2. *Position des trois premiers MR prototypes. Deux MR sont identiques et le troisième est tourné de 30° par rapport à l'axe Nord-Sud. Les deux MR forment la base la plus longue (source : Laurence Alzac, USN).*

Deuxième partie

Le rayonnement synchrotron de Jupiter avec LOFAR



Chapitre 6

Emission synchrotron de Jupiter avec LOFAR

Sommaire

6.1 Introduction 151
6.1.1 Jupiter 151
6.1.2 Le référentiel fixe jovien 154
6.2 L'observation radio des ceintures de radiations de Jupiter 157
6.2.1 Propriétés de l'émission 157
6.2.2 Distribution et variabilité de l'émission 159
6.3 Première observation avec le radiotélescope LOFAR 162
6.3.1 Remarques préalables 162
6.3.2 Paramètres d'observations 163
6.3.3 Nettoyage des données et intégration 163
6.3.4 Étalonnage sur 4C+15.05 166
6.3.5 Corrections "planétaires" appliquées aux données (u,v) 169
6.3.6 Soustraction de sources dans un grand champ 172
6.3.7 Formation d'images 174
6.3.8 Limites de l'observation 174
6.4 Études du rayonnement synchrotron de Jupiter aux basses fréquences 176
6.4.1 Etude du flux intégré 176
6.4.2 Étude de la densité de flux à partir d'images résolues 181
6.4.3 Recherche d'émissions aux hautes latitudes 192
6.5 Conclusion de l'étude 194

6.1 Introduction

6.1.1 Jupiter

Jupiter est une planète géante gazeuse magnétisée, la plus grosse de notre système solaire. Elle est constituée d'une atmosphère gazeuse (principalement H, He) de plusieurs dizaines de milliers de kilomètres d'épaisseur enveloppant vraisemblablement un noyau métallique solide en rotation rapide.

Dans l'atmosphère s'écoulent des courants éoliens violents répartis en bandes localisées à des latitudes et à des altitudes différentes. Ce mouvement éolien de surface a rendu difficile l'évaluation de la période de rotation de Jupiter et donc la définition d'un système de référence, fixe dans le repère de Jupiter. C'est avec les observations radio depuis la Terre et in situ qu'il a été possible de déterminer sans ambiguité la période de rotation de la planète (valeur fixée par l'UAI [1] ∼9h55m29,71s [Russell *et al.* 2001]).

Le noyau métallique de Jupiter génère un champ magnétique puissant (de moment dipolaire ∼4,3 G.R$_J^3$, avec R_J, le rayon de Jupiter) quinze fois plus intense que le champ terrestre (∼0,3 G.R$_T^3$, R_T étant le rayon de la Terre). Il peut, en première approximation, être représenté par un dipôle incliné de 9,6^o par rapport à l'axe de rotation [2].

La magnétosphère jovienne Comme les autres planètes magnétisées (i.e. Mercure, Terre, Saturne, Uranus, Neptune), Jupiter possède une magnétosphère, région de l'espace dominée par le champ magnétique planétaire qui constitue un obstacle à l'écoulement du plasma (d'origine solaire) du milieu interplanétaire. La topologie de la magnétosphère de Jupiter est schématisée en figure 6.1.

On peut distinguer trois régions principales de la magnétosphère de Jupiter :

1. La **magnétosphère externe**, en interaction avec le milieu interplanétaire. Le champ magnétique dans cette région possède une variabilité temporelle et spatiale qui est fonction de la pression incidente du vent solaire. Cette région s'étend au-delà de $\sim 30 - 50$ R_J rayons joviens, jusqu'à la magnétopause, à $\sim 90 - 100$ R_J.

   La collision du vent solaire supersonique avec la magnétopause génère un choc en amont de celle-ci. Entre le choc et la magnétopause, le plasma du vent solaire freiné, comprimé et chauffé s'écoule en créant une queue magnétosphérique. Cette dernière s'étend jusqu'à plusieurs milliers de rayons joviens en aval de la planète.

2. La **magnétosphère moyenne** est la région de transition entre la magnétosphère externe et les régions plus internes (en dessous de 6 R_J).

3. La **magnétosphère interne** est la région où le champ magnétique est dominé par les sources internes à la planète. On considère que cette région s'étend de la surface de la planète jusqu'à environ 6 R_J. L'intensité du champ magnétique y est telle qu'elle "gèle" le plasma et le contraint à suivre la rotation solide de la planète. Cette région est en partie isolée du reste de la magnétosphère (hormis aux pôles magnétiques où s'appuient les lignes de champ connectées aux régions plus externes). Ces zones sont continuellement alimentées en plasma par différentes sources (tore d'Io, vent solaire, ionosphère de la planète et érosion par criblage des autres satellites) [Bagenal *et al.* 2007].

Les sources radio à Jupiter Jupiter est une source intense d'ondes radio de fréquences et d'origines différentes. Dans la fenêtre radio observable depuis le sol ($\geq$ 10 MHz), on peut distinguer trois types d'émissions :

– Les émissions décamétriques : observées sous la forme d'émissions sporadiques intenses dans la gamme 10-40 MHz (longueur d'onde λ = 7,5 - 30 m). Ce rayonnement est attribué à l'émission cyclotron de populations d'électrons (d'énergie de l'ordre du keV) en mouvement de giration autour des lignes de champ magnétique de Jupiter. On attribue aujourd'hui ces émissions à un mécanisme d'amplification dans des zones à très faible densité de plasma et à fort champ magnétique (on parle d'instabilité MASER cyclotron [Treumann 2006]). Ces émissions sont les

1. Union Astronomique Internationale
2. Les termes multipolaires du champ magnétique ne font pas partie du champ de cette étude.

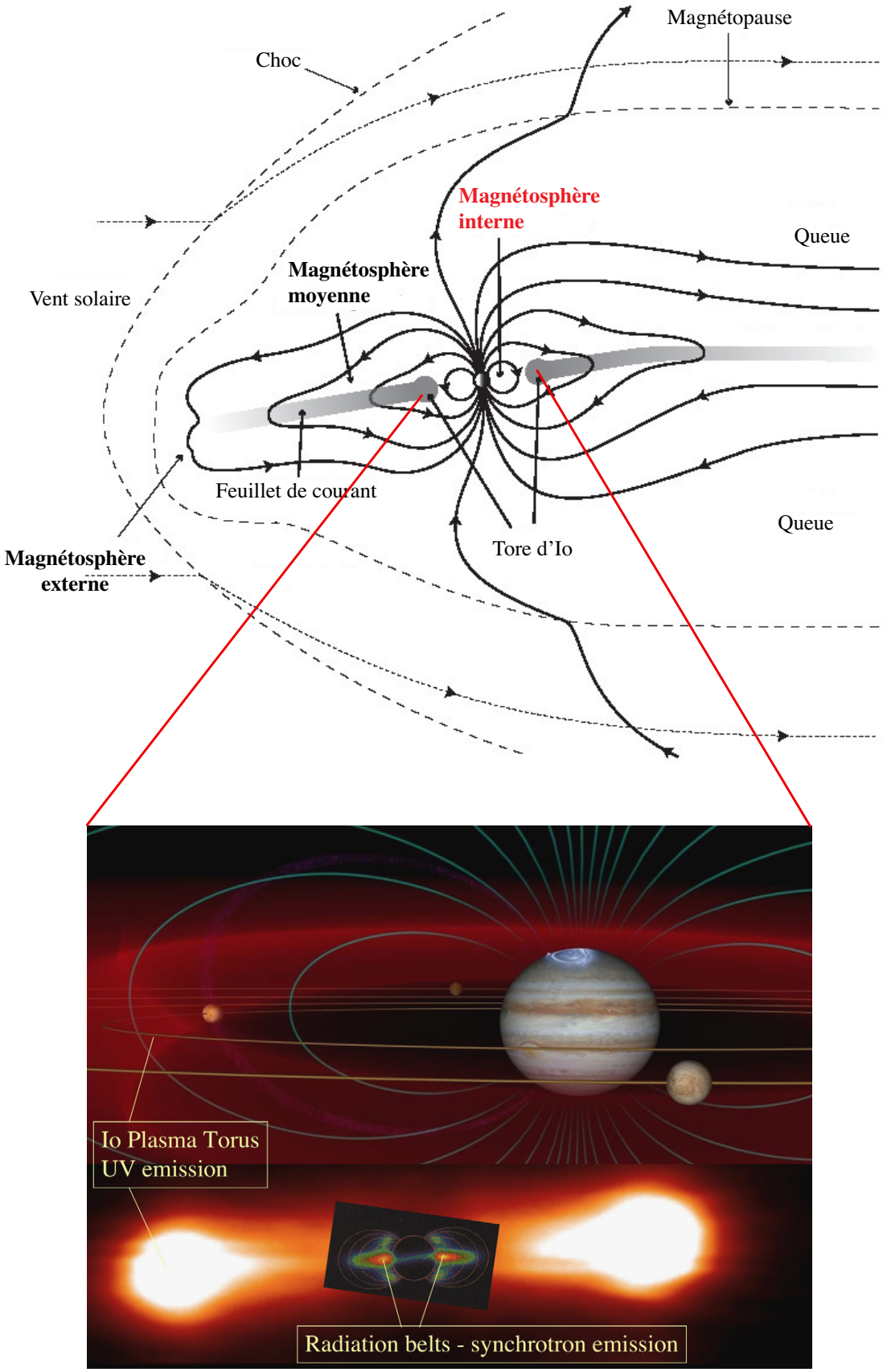


Figure 6.1. *La magnétosphère de Jupiter. La partie externe interagit avec le milieu interplanétaire tandis que la partie interne en est magnétiquement isolée. (haut) Structure de la magnétosphère de Jupiter (magnétosphères externe, moyenne et interne). Le rayonnement synchrotron est émis depuis la magnétosphère interne (adapté de [PASS 2013]) (bas) Vue rapprochée de la magnétosphère interne au niveau du tore d'Io. Les ceintures de radiations occupent un espace proche de la planète ($\leq 3-4$ R_J) [Bagenal 2007].*

plus puissantes que l'on connaisse à Jupiter et leur densité de flux peut s'élever à $\sim 10^7$ Jy [3]. Cette émission a été observée avec LOFAR pendant sa phase de recette et est actuellement étudiée dans le but d'en localiser précisément les sources et leur mouvement le long du champ magnétique.

– les émissions décimétriques : ces émissions sont générées par des électrons à plus haute énergie (de $\sim$ 100 keV à quelques dizaines de MeV), en mouvement relativiste autour des lignes de champ magnétique et libérant de l'énergie par du rayonnement synchrotron. Cette émission est produite dans les régions internes de la magnétosphère entre 1 et 5 R_J (Fig. 6.1)

– L'émission thermique : c'est la composante radio du rayonnement de corps noir du disque planétaire (à $T \approx 350$ K). Cette émission couvre les longueurs d'ondes plus courtes que le décimétrique et se superpose à l'émission décimétrique des ceintures de radiations. Aux basses fréquences de LOFAR ($f \lesssim 100$ MHz), cette émission thermique est dominée de 2 à 3 ordres de grandeurs par le rayonnement synchrotron.

Des revues des émissions radio de Jupiter ainsi que de leurs origines et leurs caractéristiques sont disponibles en [Zarka & Prangé 2001, Zarka 2004b, Dessler 2002, Gehrels & Matthews 1976, Bagenal *et al.* 2007].

6.1.2 Le référentiel fixe jovien

Longitude Les mouvements du système nuageux rendent impossible la détermination précise de la période de rotation interne de la planète car la vitesse de rotation des nuages dépend de leur latitude. Deux systèmes de coordonnées ("système I" et "système II" [Dessler 2002]) ont d'abord été définis pour décrire la rotation des nuages aux basses ($\leq 10^o$) et aux hautes latitudes, respectivement.

Par la suite, les observations radio ont permis de définir un nouveau système de référence pour les longitudes ("système III" [Dessler 2002]). Ce repère, supposé fixe par rapport au champ magnétique de Jupiter, sera utilisé pour étudier le rayonnement synchrotron provenant des ceintures de radiation de Jupiter.

La longitude est comptée positivement dans le sens indirect pour obtenir des valeurs croissantes de la longitude d'un observateur fixe avec la rotation de la planète (Fig. 6.2). La longitude de l'observateur est appelée CML [4].

Un point fixe dans le référentiel du champ magnétique possède une longitude fixe notée $\lambda_{\rm III}$.

Latitude Le vecteur moment magnétique $\vec{\mathcal{M}}$, qui forme un angle α =9,5^o±0,1^o [Bagenal *et al.* 2007, p 593] avec l'axe de rotation de la planète, décrit un mouvement de précession autour du pôle nord dynamique. Le Nord magnétique pointe vers la longitude $\lambda_{\rm III} \approx 200^o$. Le champ magnétique étant gelé dans la magnétosphère interne, ce mouvement de précession entraîne une oscillation des régions internes du champ magnétique dans un mouvement d'axe de toupie. De ce fait, l'équateur magnétique semble, depuis la Terre, osciller autour de l'équateur dynamique (Fig. 6.1) avec la rotation de la planète. L'équateur dynamique et l'équateur magnétique sont respectivement orthogonaux au vecteur rotation $\vec{\Omega}$ et au vecteur dipôle magnétique $\vec{\mathcal{M}}$, et forment donc également un angle α.

On peut donc définir les deux latitudes suivantes :

– La latitude jovigraphique : comptée positivement vers le nord à partir de l'équateur dynamique.

– La latitude magnétique : comptée positivement vers le nord à partir de l'équateur magnétique.

Ces deux latitudes coïncident aux longitudes $\lambda_{\rm III} = 110^o$ et $\lambda_{\rm III} = 290^o$.

Au voisinage de l'équateur, la différence de latitude entre le repère jovicentrique et magnétique est [Dessler 2002] :

$$\Delta\psi = \phi_m - \phi = 10^o \sin(\lambda_{\rm III} - 110^o) \tag{6.1}$$

3. 1 Jy = 10^{-26} W.m^{-2}.Hz^{-1}

4. longitude du méridien central ; *Central Meridian Longitude*

Afin de repérer la position d'un observateur, on peut calculer sa latitude magnétique en fonction de la longitude CML :

$$\Psi_m = D_E + \alpha \cos(\text{CML} - \lambda_{\text{III,PN}}) \tag{6.2}$$

où

D_E	la latitude jovicentrique de la Terre comptée à partir de l'équateur dynamique
CML	la longitude de l'observateur
$\lambda_{\text{III,PN}} \approx 210^o$	longitude du pôle Nord magnétique en degrés

Le schéma de la figure 6.3 permet de repérer un observateur dans le référentiel tournant attaché à Jupiter. Le rayonnement synchrotron est directif et la ligne de visée d'un observateur se déplace de part et d'autre du plan de l'équateur magnétique, dans lequel, l'émission synchrotron de la planète est maximal.

Paramètre de McIlwain - L Dans la magnétosphère interne de Jupiter, quasiment dipolaire, une ligne de champ fermée peut se décrire par l'équation polaire dans un plan méridien (r,θ), $r = r_{eq} \cos^2 \theta$ où r_{eq} est l'extension équatoriale de la ligne de champ et θ la latitude magnétique locale ($\theta = 0^o$ à l'équateur magnétique).

On définit le paramètre L, normalisé au rayon de la planète, par $L = \frac{r_{eq}}{R_j}$. Une valeur de L permet de définir une distribution de lignes de champ formant une coquille autour de la planète (*L-shell*) et interceptant le plan de l'équateur magnétique à la distance L (en R_J) de la planète. Cette représentation permet de suivre l'évolution d'une même population d'électrons se déplaçant le long des mêmes lignes de champ magnétique planétaires.

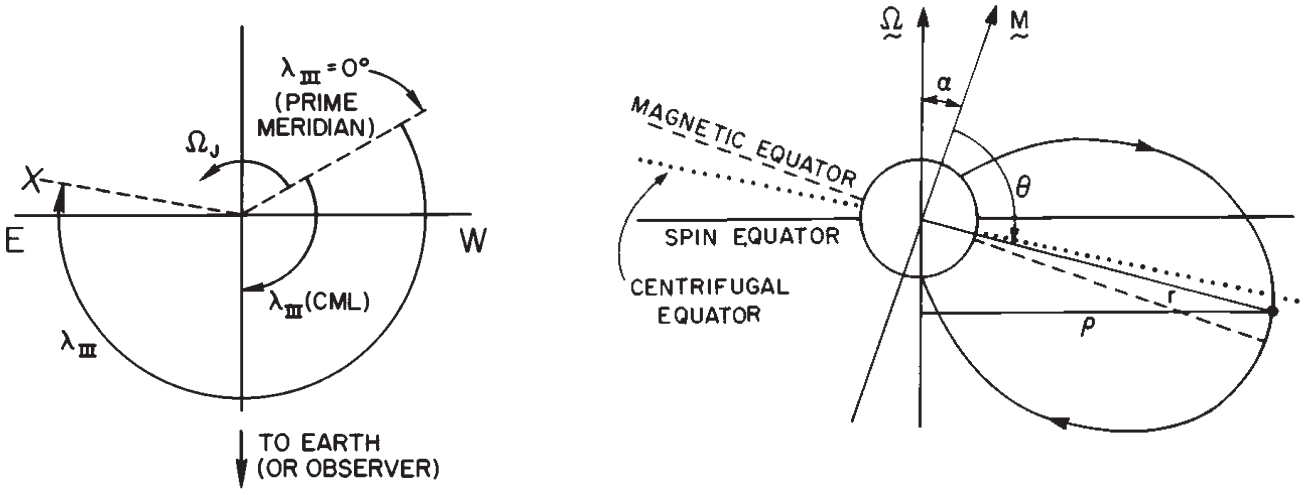


Figure 6.2. *Système de coordonnées attaché à Jupiter [Dessler 2002] : (gauche) Définition des conventions de longitude CML (Central Meridian Longitude - system III 1965) (droite) Orientation du dipôle magnétique d'un angle $\alpha \approx 9,6^o$ par rapport à l'axe de rotation de la planète. Le plan orthogonal au dipôle magnétique définit l'équateur magnétique.*

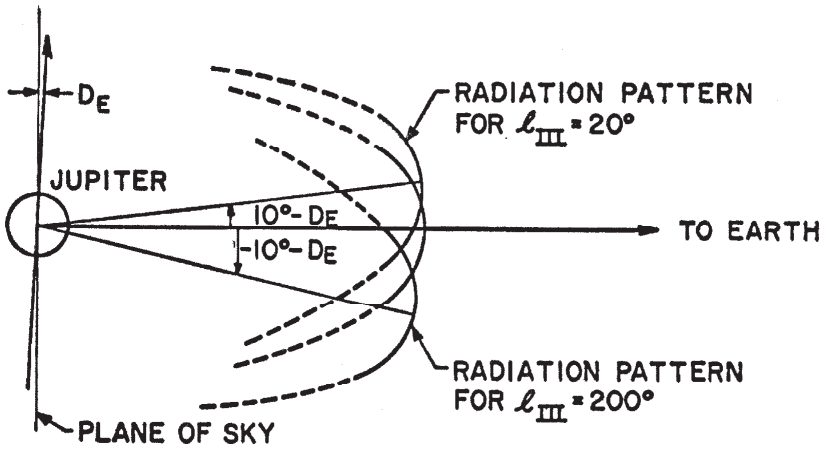


Figure 6.3. *Un observateur (sur Terre) a une latitude magnétique Ψ_m dans le repère tournant du champ magnétique. D_E est la latitude jovicentrique dépendant des positions orbitales relatives de Jupiter et de la Terre. Avec la rotation de la planète, la latitude magnétique d'un observateur terrestre oscille à chaque période. Comme le rayonnement est directif, il sera maximal quand la ligne de visée de l'observateur est contenu dans le plan de l'équateur magnétique [Dessler 2002].*

6.2 L'observation radio des ceintures de radiations de Jupiter

6.2.1 Propriétés de l'émission

Dans la partie interne de la magnétosphère ($R \lesssim 5-6\ R_J$), le champ magnétique est dominé par les sources internes à la planète. Cette région magnétique est dite "gelée" et est en corotation avec la planète.

Dans cette région se forme une accumulation de particules énergétiques en mouvement relativiste le long des lignes de champ de la magnétosphère interne, à l'image des ceintures de Van Allen pour la Terre.

Ces particules sont piégées dans le champ magnétique interne et suivent un mouvement qui est la composition de trois déplacements : un mouvement de giration autour des lignes de champ avec un 1$^{\text{er}}$ invariant adiabatique associé, un mouvement de rebond entre deux points "miroirs" aux extrémités de la ligne de champ magnétique avec un 2$^{\text{ème}}$ invariant adiabatique associé [Dessler 2002, Santos-Costa 2001, p 353], et un mouvement de dérive par rapport à la rotation de la planète.

Le mouvement relativiste des particules dans les ceintures de radiation de Jupiter donne naissance à une émission synchrotron, d'intensité maximale dans le plan de l'équateur magnétique. Cette émission non thermique et incohérente possède les propriétés suivantes [Dessler 2002, p 228] :

- elle est continue et stable, avec des variations d'intensité à long terme (plusieurs années) et à court terme (jours/semaines) (voir §6.2.2).
- elle est principalement originaire des régions internes, en-deçà de $\sim 4\ R_J$ de la planète, proches de l'équateur magnétique.
- l'émission d'un électron donné est focalisée dans la direction du mouvement de l'électron (décrit par un vecteur vitesse $\vec{v}$) et donc, du fait de sa giration autour du champ magnétique, dans un feuillet conique d'ouverture $2\alpha_p$, où α_p est l'angle d'attaque de mouvement de l'électron (ou *pitch angle*, tel que $\vec{v}.\vec{B} \propto \cos\alpha_p$). L'émission sera maximale pour un observateur situé le long des génératrices de ce cône d'émission. En d'autres termes, le rayonnement synchrotron généré par un électron est visible par un observateur éloigné au moment où la direction instantanée de $\vec{v}$ est colinéaire avec la ligne de visée.
- le mouvement relativiste des électrons rend le diagramme d'émission fortement focalisé dans la direction instantanée du mouvement de l'électron dans un cône de demi-angle au sommet $1/\gamma$ avec le facteur de Lorentz $\gamma \approx 2E$ et E l'énergie en MeV [de Pater 2004].
- l'émission est partiellement polarisée linéairement (entre 20 et 25%) ainsi que très faiblement polarisée circulairement ($\pm 1\%$). La direction de polarisation est quasi-perpendiculaire aux lignes de champ magnétique et est due à la projection de la trajectoire circulaire des particules d'angle $\alpha_p \approx 90^o$ le long de la ligne de visée.
- Du fait du grand nombre d'électrons confinés dans ces ceintures, le spectre d'émission intégré (sur les spectres d'émission synchrotron de tous les électrons) est lisse sur un vaste domaine de fréquences (de quelques dizaines de MHz jusqu'au dessus de 10 GHz). Ce spectre est maximum à une fréquence $\nu_{max} \propto 4.7E^2B\sin\alpha_p$ où E, B et α_p sont respectivement l'énergie des électrons (en MeV), le champ magnétique à la source (en Gauss) et l'angle d'attaque des particules émettrices. La puissance rayonnée est proportionnelle à E^2B^2.

Le pic spectral d'une source à une position donnée par rapport au champ magnétique nous informe sur l'énergie des électrons rayonnants. En effet, pour une même fréquence d'observation ν, plus une source se situe à un L grand, plus les électrons responsables de l'émission sont énergétiques. Une observation multi-fréquences permet donc d'estimer la distribution spatiale et la distribution en énergie des électrons, le champ magnétique étant connu (dans une approximation dipolaire, il décroît approximativement en r^{-3}).

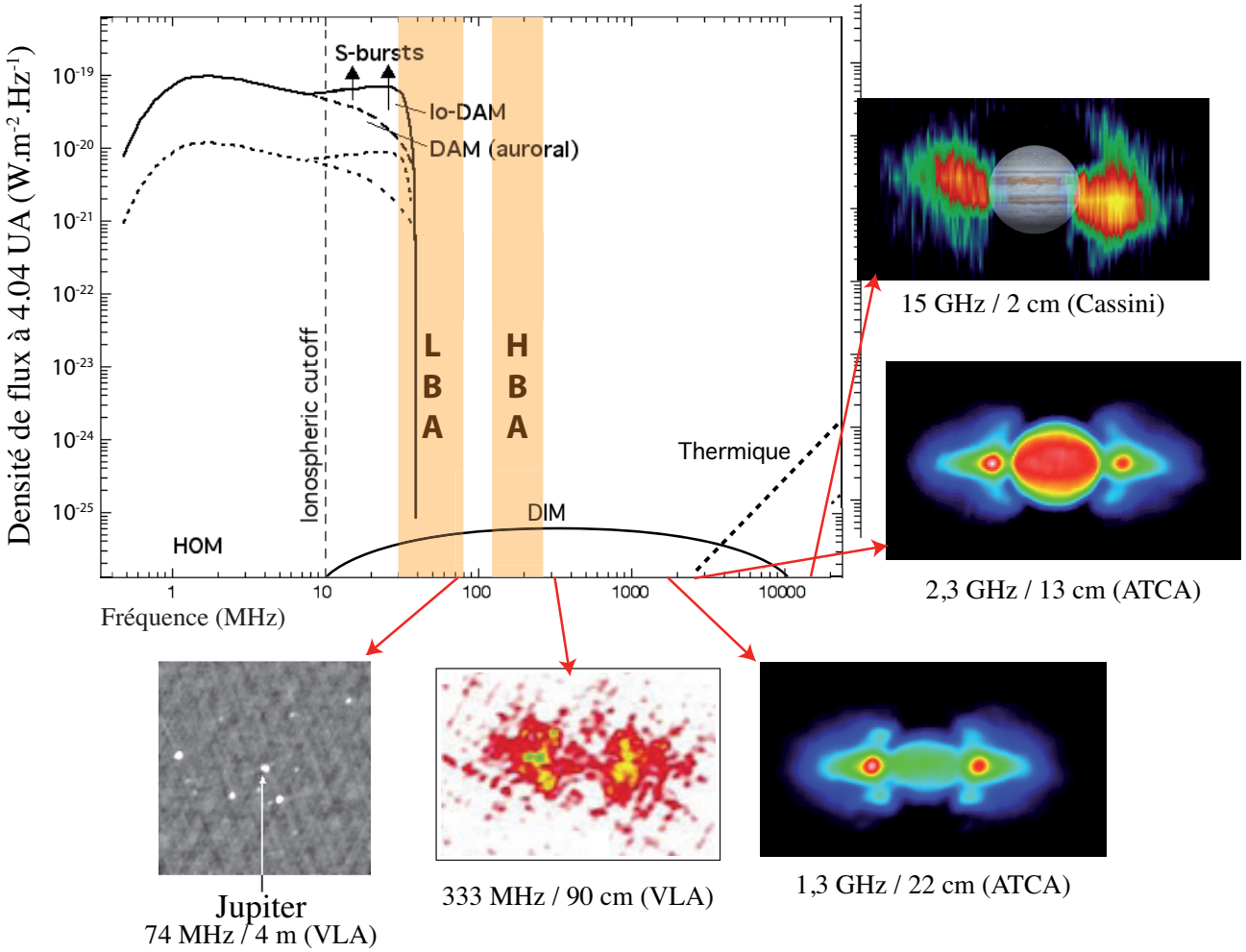


Figure 6.4. *Spectre des émissions radio de Jupiter (adapté de [Zarka 2004a]) et images à différentes fréquences. Les largeurs de bande des antennes LBA et HBA de LOFAR sont indiquées (30-90 MHz & 110-250 MHz). Les ceintures ont été imagées par différents instruments (VLA, ATCA, Cassini). Les cartes de rayonnement révèlent des maxima équatoriaux et des maxima secondaires aux hautes latitudes. Les imagettes montrent la topologie des ceintures de radiations pour différentes longueurs d'onde (λ =4 m (VLA) [de Pater & Butler 2003], 90 cm (VLA) & 2 cm (Cassini) [Bolton et al. 2002], 22 cm & 13 cm ATCA [Leblanc et al. 1997]). Au dessous de ∼300 MHz, les instruments n'ont pas permis de faire des images résolues avec une grande sensibilité des ceintures de radiation. À partir de 10 GHz, le rayonnement thermique de la planète n'est plus négligeable. Il faut séparer ce rayonnement du rayonnement synchrotron en modélisant le rayonnement du disque de température ∼ 300-350 K suivant la longueur d'onde d'observation [Bolton et al. 2002].*

6.2.2 Distribution et variabilité de l'émission

Les observations avec différents interféromètres (ATCA, VLA, WSRT...) ont permis de mesurer la distribution de brillance à des fréquences allant de $\approx$ 300 MHz à plusieurs GHz. La topologie générale des ceintures est maintenant bien comprise [Santos-Costa 2001, Santos-Costa & Bolton 2008], mais l'origine des variations temporelles à court et à long terme ainsi que sur les processus de source, de perte et de diffusion des électrons, restent des questions ouvertes. La figure 6.4 illustre l'aspect des ceintures à différentes longueurs d'onde d'observation. Les instruments qui ont observé le rayonnement synchrotron jovien ne disposaient pas d'une résolution angulaire suffisante aux basses fréquences ($\lesssim$ 300 MHz) pour résoudre la structure des ceintures. La seule observation effectuée à 74 MHz avec le VLA était une mesure non résolue de densité de flux total. Avec LOFAR, il est possible de connaître la distribution de brillance résolue aux fréquences inférieures à $\approx$ 250 MHz.

Morphologie des ceintures Les ceintures de radiation joviennes forment un tore autour de la planète, qui est, pour un observateur terrestre, observé en projection intégrée sur le plan du ciel (les ceintures sont optiquement minces pour l'émission synchrotron). L'émission synchrotron se décompose (spatialement) en deux contributions :

- une composante équatoriale, prenant la forme de deux maxima disposés au voisinage du plan de l'équateur magnétique de chaque côté de la planète. Le plasma proche de la planète étant optiquement mince, l'intensité est maximale sur les lignes de visée le long desquelles le chemin optique traversant les sources est maximal.
  C'est le cas de chaque côté de la planète vers $L \approx 1,5$, où les lignes de visées à travers les ceintures sont les plus longues (Fig. 6.5). Ces régions correspondent à des régions denses d'électrons alimentées par un processus de diffusion radiale en provenance des régions plus externes.
  L'extension équatoriale des ceintures (pour L>2) s'explique par un appauvrissement de la population de particules "hors équateur", absorbées plus efficacement par les satellites joviens (Métis, Amalthée, Adrastée et Thébé) [Santos-Costa & Bolton 2008].

  L'émission devant le disque planétaire est très ténue et correspond à des chemins optiques beaucoup plus courts. De plus, aux fréquences $\geq$ 2-3 GHz, l'émission thermique du disque planétaire (Fig. 6.4) n'est plus négligeable et domine entièrement la distribution de brillance.

  La mesure de la contribution synchrotron des ceintures devient difficile à effectuer car elle dépend de la qualité du modèle d'émission thermique (corps noir à $\sim$ 350K) servant à soustraire cette contribution thermique. L'émission équatoriale provient majoritairement d'électrons avec un angle d'attaque $\alpha_p \approx 90^o$, possédant leurs points miroirs proches de l'équateur magnétique [Roberts 1976]. Ces électrons sont responsables du rayonnement polarisé (linéairement) en provenance de l'équateur magnétique.

- une composante aux hautes latitudes, formant deux groupes de deux maxima correspondant à deux tores secondaires situés à des latitudes de $\pm 35^o$.
  Ces émissions sont attribuées à des électrons de paramètres L = 2,4 [Dulk *et al.* 1997] possédant des angles d'attaques équatoriaux beaucoup plus faibles ($\alpha_p \ll 90^o$), et des points miroirs à une latitude $\sim 35^o$. Aux points miroirs, $\alpha_p \sim 90^o$ et le temps de résidence des électrons augmente (car la composante $\vec{v_{||}}$ tend vers zéro) d'où une intensité plus importante.

  Dans les régions plus internes (L<2), un champ magnétique plus intense (entrainant une giration plus importante) et l'interaction avec les satellites internes [Dulk *et al.* 1997, Santos-Costa & Bourdarie 2001] et la poussière contribuent à augmenter la population électro-

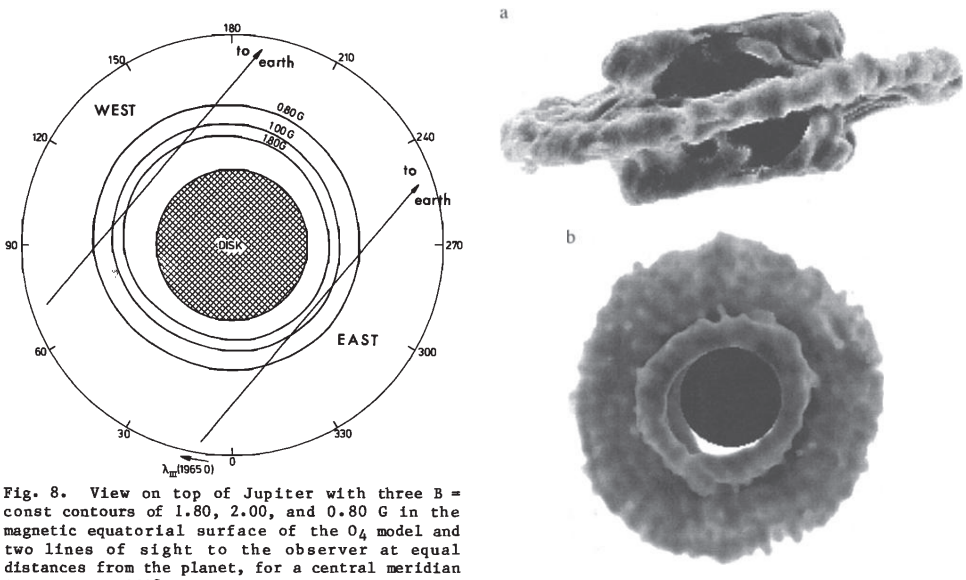


Fig. 8. View on top of Jupiter with three B = const contours of 1.80, 2.00, and 0.80 G in the magnetic equatorial surface of the 0_4 model and two lines of sight to the observer at equal distances from the planet, for a central meridian longitude of 220°.

Figure 6.5. *(Gauche) Vue polaire de Jupiter et de ses ceintures de radiation en fonction de la longitude λ_{III}. Les cercles représentent les isocontours de champ magnétique à B=0,8 ;1,9 et 2,0 G dans le modèle O_4 (expansion en harmoniques sphériques du champ magnétique interne, jusqu'à l'ordre 4) [de Pater 1981]). La ligne de visée d'un observateur (situé ici à CML=220°) empruntera les plus longs chemins optiques sur les limbes Est et Ouest de la planète. Comme le milieu est optiquement mince, l'accumulation du rayonnement s'effectuera le long de ces chemins optiques et l'observateur percevra deux pics d'intensité de chaque côté de la planète. (Droite) Reconstruction tridimensionnelle des ceintures de radiation par des techniques de tomographie [de Pater & Sault 1998].*

nique aux plus hautes latitudes.
Le présence de maxima d'émission aux hautes latitudes s'explique par l'interaction entre les électrons diffusant vers l'intérieur de la magnétosphère interne et l'absorption par les satellites joviens et le disque de poussière [Santos-Costa & Bolton 2008].

Les particules ayant un angle d'attaque équatorial très faible ($\alpha_p \to 0$) sont absorbées par la planète (i.e. leur point miroir est situé dans ou sous l'ionosphère).

Variabilité temporelles Les observations du flux total (résolu ou non résolu) sur une vaste gamme de fréquences a permis de mettre en évidence la variabilité temporelle à court et à long terme du signal reçu par un observateur terrestre. Cette variabilité est la combinaison de variations intrinsèques à la source (modification des populations électroniques liées à la pression du vent solaire [Bolton *et al.* 1989], de l'irradiation UV solaire [Tsuchiya *et al.* 2011] ou une perturbation extérieure violente comme l'impact d'astéroïdes ou de noyaux cométaires [Leblanc & Dulk 1995]), et d'un effet de visibilité dépendant de la directivité du rayonnement (fonction de B, E, α_p et ν), de l'anisotropie du champ magnétique (termes multipolaires), de la rotation planétaire (variations rapides du CML en ≈10h) et de la position de l'observateur (D_E).

On distingue plusieurs échelles caractéristiques de variation du signal synchrotron :

– Sur le long terme, la densité de flux totale émise par les ceintures a été suivie sur plusieurs décennies (1963-1987) et a permis de mettre en évidence une oscillation d'environ 20% sur une durée de 25 ans (avec une périodicité d'environ 10 ans [de Pater & Klein 1989] – Fig. 59, [Galopeau & Gérard 2001]). Cette variation lente est attribuée à la variation de la latitude jovigraphique de la Terre D_E de $\approx 3,3^o$ à $-3,3^o$ au cours de l'orbite de Jupiter (parcourue en ∼12 ans).

À l'échelle de quelques années, les variations du flux total semblent suivre (avec un retard d'origine inexpliquée d'environ 2 ans) les variations de pression du vent solaire (suivant l'activité solaire de 10,9 ans) [Bolton *et al.* 1989, Klein *et al.* 2001, Galopeau & Gérard 2001] [Bagenal *et al.* 2007, p 671] .

– À court terme (de quelques jours à quelques semaines), des variations semblent associées à l'interaction de la poussière avec les électrons des ceintures [Santos-Costa *et al.* 2009].

– À très court terme (à l'échelle d'une rotation planétaire $\sim$ 10h), le profil d'intensité varie suivant des courbes appelées *beaming curves* [Dessler 2002, p 239]. Ces variations sont dues à celles de la position relative de l'observateur dans le référentiel jovien (CML et Ψ_m) en rotation rapide. L'étude de la distribution en brillance des ceintures et de la densité de flux des maxima ont révélé le caractère multipolaire du champ magnétique au travers de l'asymétrie Est-Ouest de la brillance des ceintures et sa variation sur une rotation (pour différents CML et D_E) (par exemple [Leblanc *et al.* 1997, Dulk *et al.* 1997, Dulk *et al.* 1999a, de Pater & Klein 1989]). Un point chaud (*hot spot*) a également été détecté au voisinage de la longitude du pôle Nord magnétique [Branson 1968, Conway & Stannard 1972, de Pater 1983].

Nous aborderons certains de ces aspects au cours de l'étude des ceintures de radiation joviennes avec LOFAR.

6.3 Première observation avec le radiotélescope LOFAR

6.3.1 Remarques préalables

LOFAR a désormais fini sa période de recette et s'est ouvert à la communauté internationale à travers un premier appel à observation pour les 6 premiers mois de l'année 2013. Auparavant, les premières observations avec LOFAR étaient accessibles aux différents projets clefs de LOFAR pour une phase de recette. La qualité des observations était encore non garantie et les outils de réduction étaient en cours de développement.

Dans le cadre du projet clef *Transients* et du groupe de travail *Planets & Exoplanets*, des observations variées (en mode interféromètre et en mode réseau phasé géant) de Jupiter (DAM et DIM) et de Saturne (éclairs d'orage) ont été effectuées. Ce chapitre est dédié à l'étude de la première observation du rayonnement décimétrique de Jupiter avec LOFAR en mode interféromètre (imagerie).

Nous avons utilisé une partie des outils d'étalonnage standards mis à disposition sur la plateforme informatique de LOFAR. Cependant, comme aucune procédure spécifique n'avait été développée pour l'imagerie planétaire, nous avons développé un ensemble d'outils semi-automatisés qui constitue le premier *pipeline* d'imagerie permettant la prise en charge des données planétaires.

Les spécificités de LOFAR en imagerie sont multiples : d'une part, la directivité volontairement très faible des antennes élémentaires augmente la susceptibilité des observations aux parasites ainsi que le niveau de confusion dû aux sources voisines. Contrairement aux interféromètres à antennes orientables, l'utilisation de réseaux phasés étendus et éloignés les uns des autres augmente l'influence des effets dépendants de la direction (DDE). Ces effets incluent les différences de directivité entre antennes (stations) ainsi que l'effet à grande échelle des fluctuations ionosphériques. De plus, pour un instrument aux dimensions de LOFAR, la courbure de la Terre devient non négligeable dans la compensation des délais géométriques et la mesure de polarisation des antennes.

Tous ces effets sont couplés mais peuvent être modélisés à l'aide du formalisme matriciel de l'équation de la mesure [Hamaker *et al.* 1996]. Nous ne rentrerons ni dans la théorie, ni dans l'approche analytique de la résolution de l'équation de la mesure. Mais nous avons utilisé des outils permettant de corriger ces effets (logiciel d'étalonnage autocohérént BBS [5] [Pandey *et al.* 2009] et imageur à grand champ *AWimager* [Tasse *et al.* 2012]).

Nous avons complété ces logiciels par le développement d'outils spécifiques au problème de l'imagerie des radiosources planétaires comme les ceintures de radiation de Jupiter, aux basses fréquences.

Pour l'observation qui nous concerne, nous avons deux flux de données correspondant à deux pointages simultanés pendant l'observation : l'un d'eux correspond à une source étalon et l'autre à Jupiter.

La procédure suivie pour la réduction des données est la suivante :

1. Chargement des données brutes (sous la forme de MS [6] [Schoenmakers & A. 2012]).
2. Élimination des parasites (*RFI mitigation*) et intégration temps-fréquence des données (*rebinning* - §6.3.3).
3. Étalonnage des données obtenues sur la source étalon et imagerie à grand champ de cette source (§6.3.4).
4. Transfert des solutions d'étalonnage sur les données obtenues du champ de Jupiter (§6.3.4).
5. Corrections supplémentaires des données (u,v) spécifiques à l'imagerie de Jupiter (voir §6.3.5) incluant une étape de soustraction de sources du champ (§6.3.6).

5. *BlackBoard Self-Cal*
6. *Measurements Sets*

6. Production de cubes d'images temps-fréquence (§6.3.7).

6.3.2 Paramètres d'observations

La table 6.1 regroupe les principaux paramètres de l'observation de Jupiter (configuration instrumentale, paramètres temps-fréquence et cibles). Nous ne disposons pas dans cette observation de source étalon permettant de fixer une échelle absolue de densité de flux. Cependant, une source étalon en phase permettait de suivre (et de corriger) les fluctuations de phase dans un champ proche de Jupiter. L'intervalle de CML couvert par les 10h d'observation est représenté en figure 6.6. La couverture (u,v) est représentée par l'histogramme de la figure 6.8.

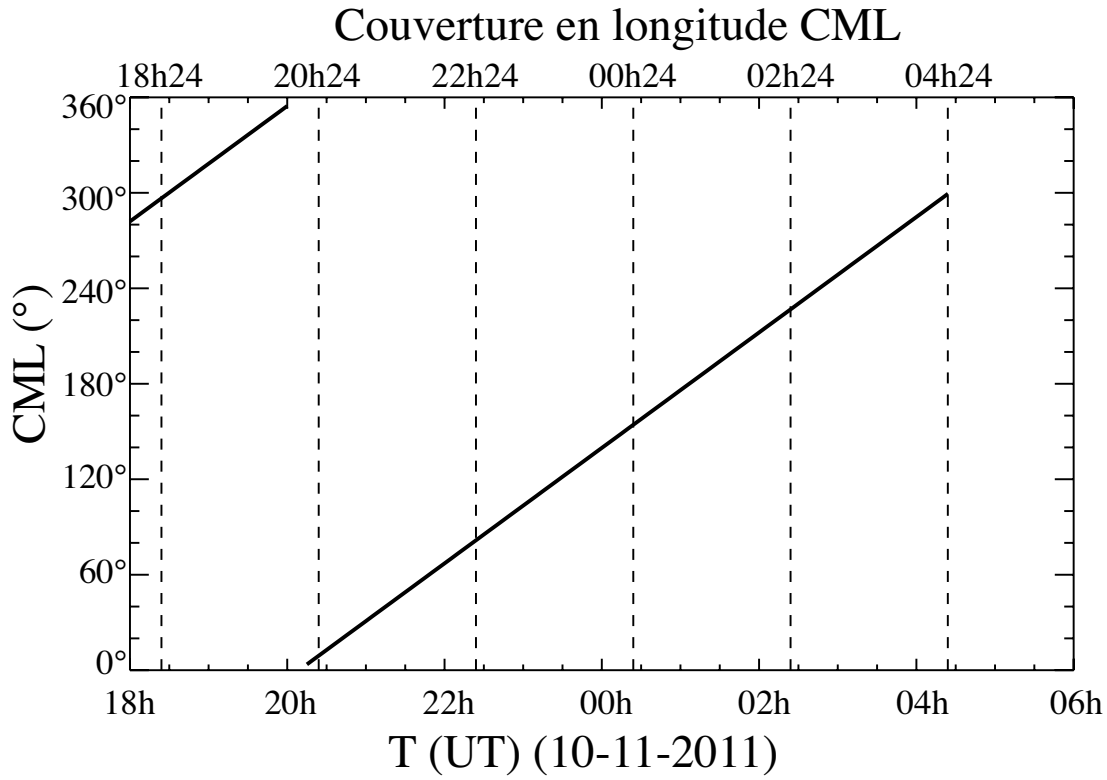


Figure 6.6. *Couverture de l'observation en longitude de l'observateur CML du 10 novembre 2011 18h24 TU au 11 novembre 2011 4h24. L'observation a couvert plus d'une rotation de la planète (9h55m27s).*

LOFAR étant un instrument multi-faisceaux, nous avons programmé deux faisceaux : le premier poursuit la position moyenne de Jupiter pendant les 10h d'observation, le second poursuit la source étalon 4C+15.05 située à environ 4^o de Jupiter.

La figure 6.7 montre les élévations de ces deux sources ainsi que celles d'autres sources brillantes. Les sources "hors-champ" (Cas A, Cyg A, Tau A...) n'ont pas fait l'objet d'un traitement particulier car ce n'est qu'aux plus basses fréquences de LOFAR que l'influence de ces sources hors champ devient significative (comme il est mis en évidence dans les observations LOFAR de l'EoR [Yatawatta *et al.* 2013]). Dans ce cas-là, l'étalonnage fait intervenir une étape de *demixing* [Pizzo *et al.* 2012] permettant de soustraire la contribution de ces sources fortes avant l'étalonnage des données.

6.3.3 Nettoyage des données et intégration

Du fait de leur volume très important (plusieurs centaines de gigaoctets), les données brutes ne sont pas aisément manipulables en l'état. L'intégration des données en temps et en fréquence permet de réduire ce volume mais nécessite préalablement l'élimination des données polluées par les parasites.

Table 6.1. *Résumé des paramètres de l'observation L34239 de Jupiter*

Configuration

Nombre de stations	49 stations HBA 20 stations HBA en mode "dual"[a] 9 stations *remote*
couverture (u,v)	0.01 – 30 $k\lambda$

[a]Chaque station du coeur possède 48 tuiles en deux sous-réseaux (HBA0 et HBA1).

Cibles

Nombre de faisceaux	2
Faisceau 1	Jupiter (position moyenne pendant l'observation)
Faisceau 2	4C+15.05 (étalon de phase à $\approx 4^o$ de Jupiter)
Intervalle de CML observé	[296^o-360^o et 0^o– 299^o] (ΔCML =363°)

Paramètres temps-fréquences

Début d'observation	2011-11-10 18 : 24 : 00 UT
Fin d'observation	2011-11-11 04 : 24 : 00 UT
Durée	10 h
Résolution temporelle	3 s
Bande de fréquences	127-172 MHz HBA filtre 110-190 MHz
Largeur de bande	23 MHz[b] par faisceau
Nombre de sous-bandes (SB)	121 par faisceau
Largeur d'une SB	195,3 kHz
Canaux par SB	64
Résolution spectrale	763 Hz[c]

[b]répartis régulièrement dans la bande 127-172 MHz.

[c]pour chaque coefficient de Stokes I,Q,U,V. ($4 \times 64 \times 763 = 195,3$ kHz).

L'utilisation de l'outil AOFlagger [Offringa 2010] a permis d'éliminer l'essentiel des données polluées avant l'intégration des données propres. Environ 5 à 10% des données ont été rejetées selon les sous-bandes.

Les données propres ont ensuite été moyennées dans le plan temps-fréquence à $dt = 9$ s et $df \approx 195$ kHz.

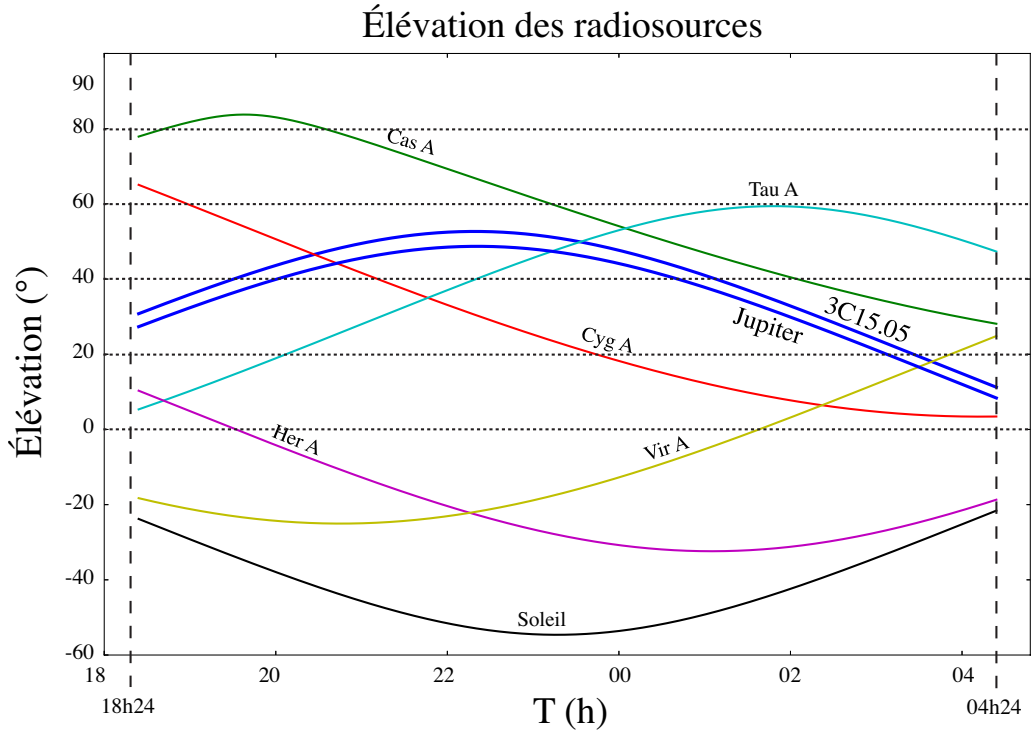


Figure 6.7. *Élévation des sources les plus brillantes aux fréquences de LOFAR. Il faut suivre leur évolution pendant l'observation pour éventuellement soustraire leur effet sur les données (demixing). Deux faisceaux ont pointé dans deux directions proches : la position moyenne de Jupiter et la source étalon en phase 4C15+05.*

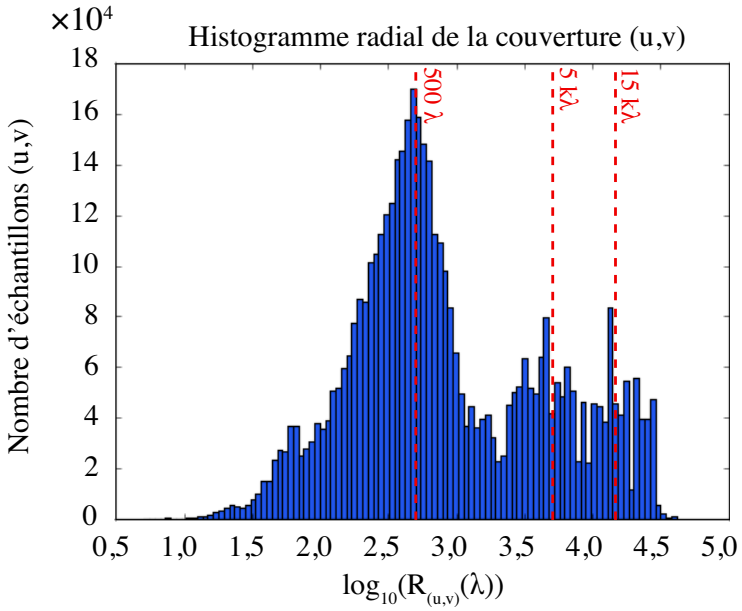


Figure 6.8. *Histogramme de la distribution (u,v) radiale. Les niveaux R=500 λ ; 5 kλ ; 15 kλ sont indiqués par les tirets rouges verticaux. La majorité des lignes de bases se situe aux alentours de $10^{2,7}$ λ soit ≈ 1 km à 150 MHz. Les lignes de base maximales ($\sim 10^5\lambda$) sont fournies par les stations néerlandaises distantes du coeur.*

6.3.4 Étalonnage sur 4C+15.05

Nous avons suivi le manuel d'utilisateur de LOFAR (*LOFAR imaging cookbook* [Pizzo *et al.* 2012]) pour les premières étapes du traitement. D'abord, nous avons construit un modèle de ciel (ou *sky model*) du champ de la source étalon. Le modèle de ciel de départ décrit la position, les flux IQUV ainsi que l'indice spectral de la source. BBS génère ensuite des visibilités simulées avec les mêmes paramètres que l'observation réelle et ajuste ces visibilités modèles sur les visibilités mesurées. Cet ajustement permet de déduire le gain complexe (amplitude et phase) de chaque station en fonction du temps et de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement théoriques des tuiles et des stations LOFAR-HBA sont implémentés dans l'outil BBS pour tenir compte de la réponse directionnelle de chaque station.

La figure 6.9 illustre les solutions en amplitude et en phase déterminées pour le gain complexe d'une des antennes (stations) de l'interféromètre à partir des données après leur étalonnage sur le champ de la source étalon.

Ces solutions en amplitude et en phase permettent de corriger les données des fluctuations de réponse instrumentale. Chaque sous-bande a été étalonnée de la même façon (le modèle de ciel est recalculé grâce aux indices spectraux des sources pour tenir compte de la variation en fréquence).

Les solutions d'étalonnage sont déterminées tous les trois pas de temps ($\approx 9s$), temps pendant lequel on suppose les caractéristiques instrumentales et ionosphériques stables.

Cette première étape d'étalonnage permet de faire l'image à grand champ de la source étalon (en utilisant l'imageur de CASA [CASA 2013] fondé sur l'algorithme de CLEAN (§4.1.2.2 et [Högbom 1974]) et de Cotton-Schwab [Schwab 1984, Bridle 1996] qui est adapté aux situations où le nombre de sources dans le lobe primaire est grand.

Cette première image (Fig. 6.10) a permis le recensement d'autres sources moins intenses (de 1 à 5 Jy) autour de la source étalon. Le modèle de ciel a par la suite été enrichi de 11 sources supplémentaires identifiées à l'aide du catalogue de sources extragalactiques NED de la NASA [NED 2012] et situées dans un rayon de $2,5^o$ autour de la source étalon.

Un modèle de ciel plus proche de la réalité permet d'affiner la qualité de l'ajustement des données mesurées. Si des sources ne sont pas prises en compte dans le modèle, une partie des données ne sera pas ajustée et constituera un bruit supplémentaire empêchant une mesure de densité flux précise. Notons que la précision d'une mesure de la densité de flux est fournie par l'observation d'une source étalon en densité flux absolu (qualifiée de *Primary flux calibrator*). Comme nous n'avons pas pu observer une telle source pendant cette observation, la mesure de densité de flux sur Jupiter, dérivant de la densité de flux de l'étalon en phase (*Phase calibrator*) et non en densité de flux absolu, sera entachée d'un biais.

Transfert des solutions d'étalonnage En faisant l'hypothèse que les corrections établies dans le champ de 4C+15.05 restent valables dans le champ de Jupiter (située à 4^o de la source étalon), les solutions en amplitude et en phase du gain complexe de chaque station ont été transférées au champ de Jupiter. La correction effectuée n'intègre pas de correction des décalages entre les horloges de chaque station, ni de correction des effets ionosphériques.

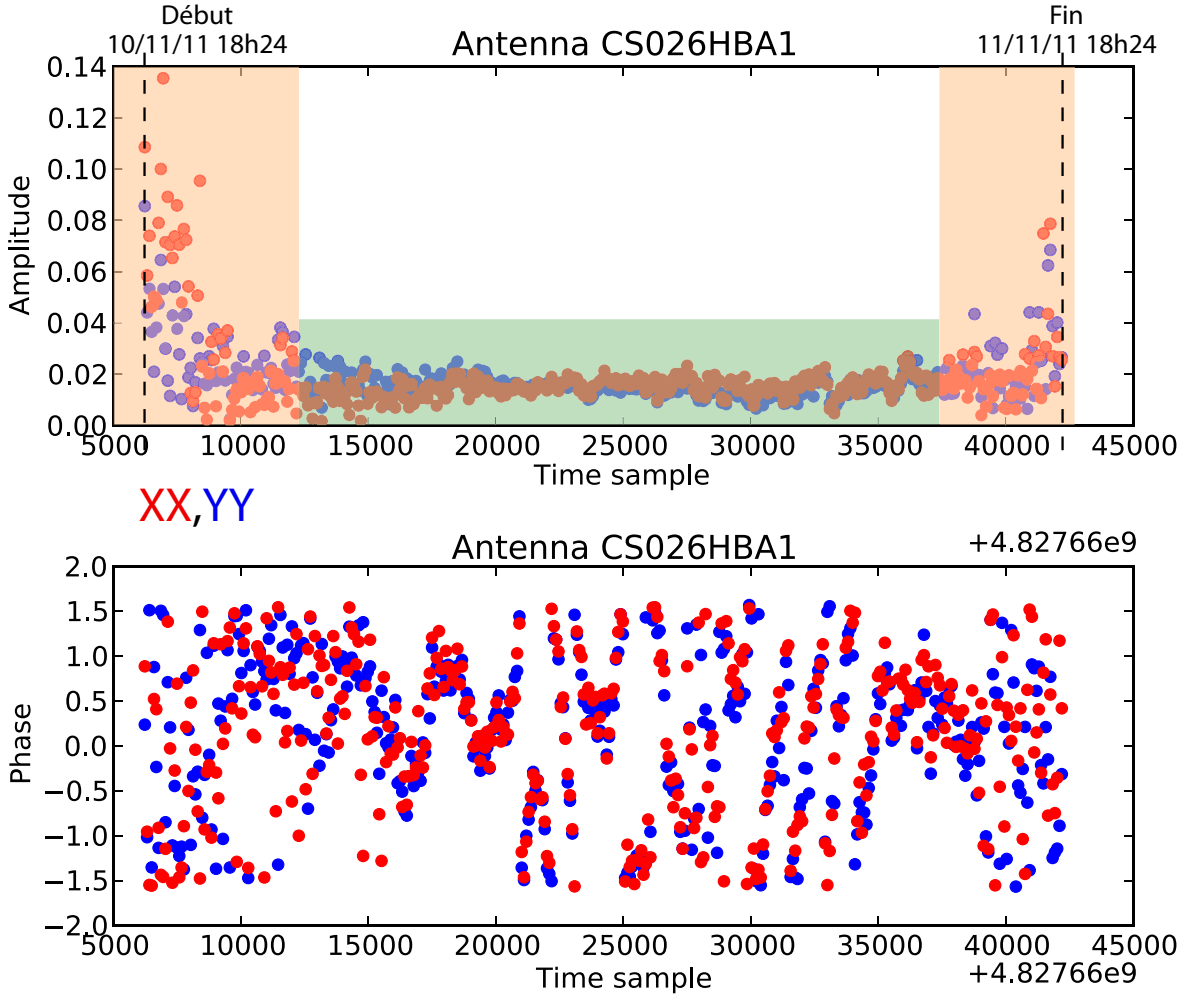


Figure 6.9. *Solutions en amplitude et en phase pour le gain complexe de l'antenne CS026HBA1. Chaque solution en amplitude (haut) et en phase (bas) est représentée en fonction du temps pour la corrélation XX (rouge) et YY (bleu). La plage de données indiquée en vert correspond aux données de bonne qualité au cours de l'observation (amplitude stable). Les plages orangées marquent les intervalles durant lesquelles les solutions en amplitude et en phase varient fortement. Ces variations sont attribuées aux fluctuations ionosphériques associées à la fin de l'illumination de l'ionosphère par le Soleil en début d'observation et par la très faible élévation de Jupiter ($\theta \geq 80^o$ Fig. 6.7) en fin d'observation.*

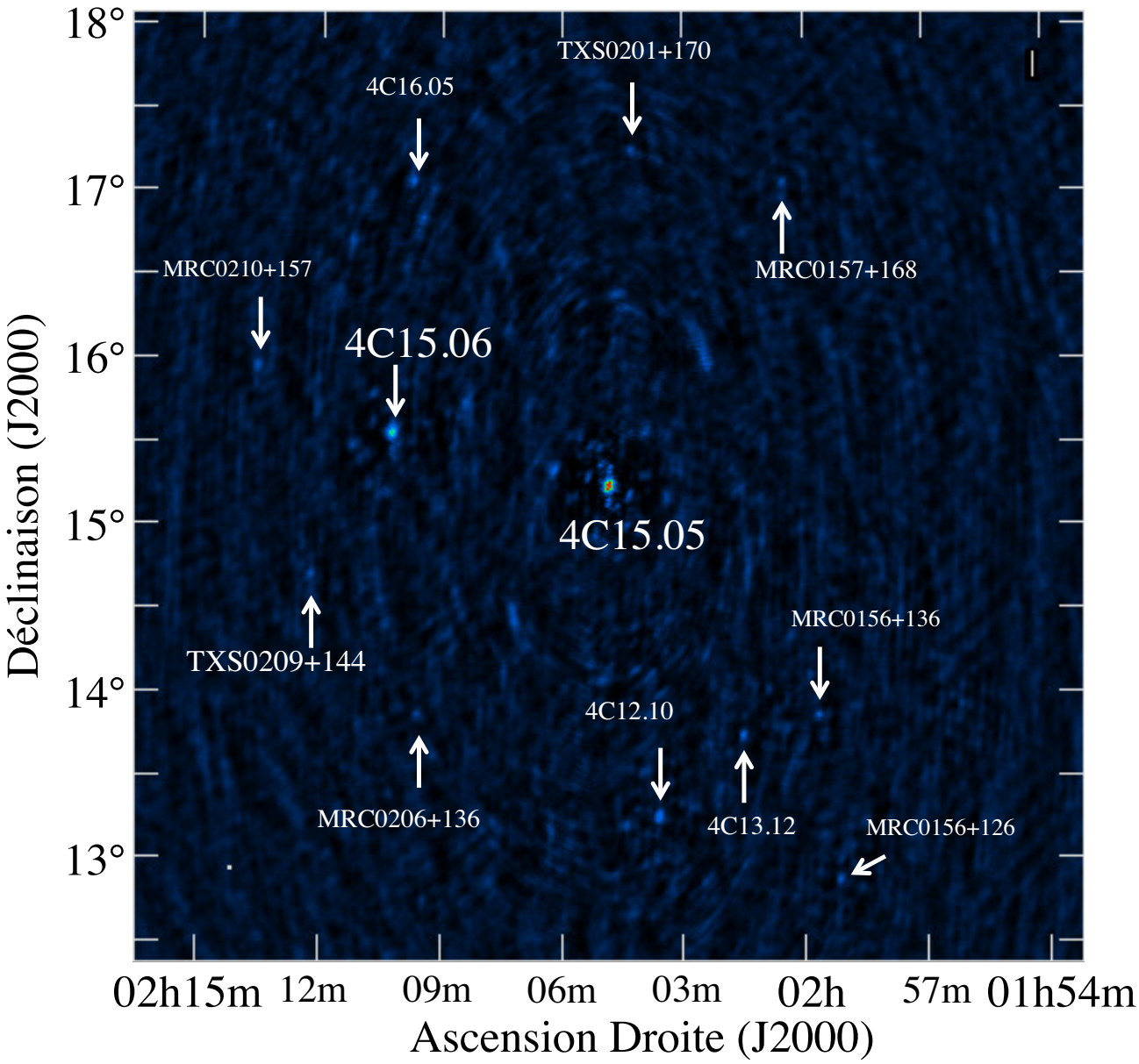


Figure 6.10. *Image obtenue avec l'algorithme CLEAN (avec une pondération "uniforme") dans 10 sous-bandes consécutives (soit ∼2 MHz) du champ de 4C+15.05, taille de l'image : 2048×2048, taille de pixel=8", Champ : $5^o \times 5^o$, résolution angulaire=10". Après identification des sources proches de 4C+15.05, le modèle de ciel a été enrichi de ces sources avant l'étalonnage final du jeu de données.*

6.3.5 Corrections "planétaires" appliquées aux données (u,v)

6.3.5.1 Introduction

Après l'étape d'étalonnage des données à l'aide de la source étalon, une première série d'images a été produite afin d'avoir un premier aperçu de la configuration des ceintures. Douze groupes de sous-bandes (contenant chacun 10 sous-bandes consécutives, soit une bande passante de ∼2 MHz) ont été formés et couvrent uniformément la bande 127-172 MHz. Les 10h d'observations ont été divisées en 5 tranches de 2h chacune. Une image est formée pour chaque tranche et représente une intégration temporelle de 2h. Nous disposons ainsi de 12×5 images.

La figure 6.11 représente les 8 premières heures d'observation par tranches de 2h pour les deux bandes extrêmes observées (10 sous-bandes réparties uniformément dans l'intervalle 127-133 MHz et 10 sous-bandes réparties dans l'intervalle 166-172 MHz). La résolution de ce jeu d'images ne permet de résoudre que partiellement les maxima principaux des ceintures. Sur chaque image, les deux maxima sont néanmoins toujours visibles. La dernière tranche de 2h (11-11-2011 entre 02h24 - 04h24 TU, non représentée sur la figure) n'est pas exploitable en raison de la couverture (u,v) incomplète associée à une élévation très basse de la planète ($\leq 10^o$).

Deux sources principales sont visibles : une radiosource (MRC 0204+110) de coordonnées (α, δ) constantes et les deux maxima des ceintures de radiations de Jupiter, se déplaçant lentement par rapport au fond du ciel. Les mouvements propres de Jupiter se décomposent en une translation à travers le champ vers l'ouest et en une oscillation autour du centre de Jupiter.

6.3.5.2 Mouvements propres

Déplacement sur le ciel Le mode d'observation de Jupiter choisi était le pointage d'une direction fixe (α_0,δ_0) sur le ciel, correspondant à la position moyenne de Jupiter pendant les 10h d'observation.

Contrairement aux autres sources (fixes dans un repère équatorial), Jupiter possède un mouvement propre par rapport au fond du ciel.

Lors de création d'images intégrées en temps en l'absence de correction adéquate, l'intensité mesurée en provenance de Jupiter va donc s'étaler spatialement dans le plan image sur toute la trajectoire de la planète pendant le temps d'intégration. Afin de connaître une valeur précise des coordonnées de Jupiter, nous avons utilisé les éphémérides du JPL [7] *Horizons* [JPL 2013] et celles fournies par le site de l'IMCCE [8] [IMCCE 2013]. La précision astrométrique sur nos données (écart entre les éphémérides et la position moyenne de Jupiter déduit du rayonnement des ceintures) est d'environ 10" sur le jeu d'images précédent. Pendant les 10h d'observation, Jupiter s'est déplacée de 3,5' soit plus de 4 fois le diamètre angulaire de Jupiter à cette date ($D_J \approx 49''$).

Oscillation du plan des ceintures Dans le référentiel jovicentrique, le plan des ceintures oscille du fait de l'inclinaison entre l'axe de rotation et l'axe du moment dipolaire magnétique de la planète. Ce mouvement d'oscillation (ou *wobbling*) est également visible sur la figure 6.11 et représenté en détails sur la figure 6.12. À partir des éphémérides (donnant la position de Jupiter mais également la latitude D_E et la longitude CML d'un observateur terrestre) et de l'hypothèse d'un champ magnétique dipolaire incliné de $\alpha \approx 9,6^o$ vers la longitude $\lambda_{\text{III}} \approx 210^o$, nous avons pu déduire théoriquement la direction moyenne projetée sur le ciel du plan des ceintures (représenté par le trait bleu sur la figure 6.12) en fonction du temps. C'est cette direction moyenne sur le ciel qui va permettre une compensation de l'oscillation des ceintures.

Ces deux mouvements propres à Jupiter doivent être corrigés avant de pouvoir faire l'image des ceintures de radiation de Jupiter avec une longue intégration des données en temps (ou longitude).

7. Jet Propulsion Laboratory
8. Institut de Mécanique Céleste et de Calcul des Éphémérides

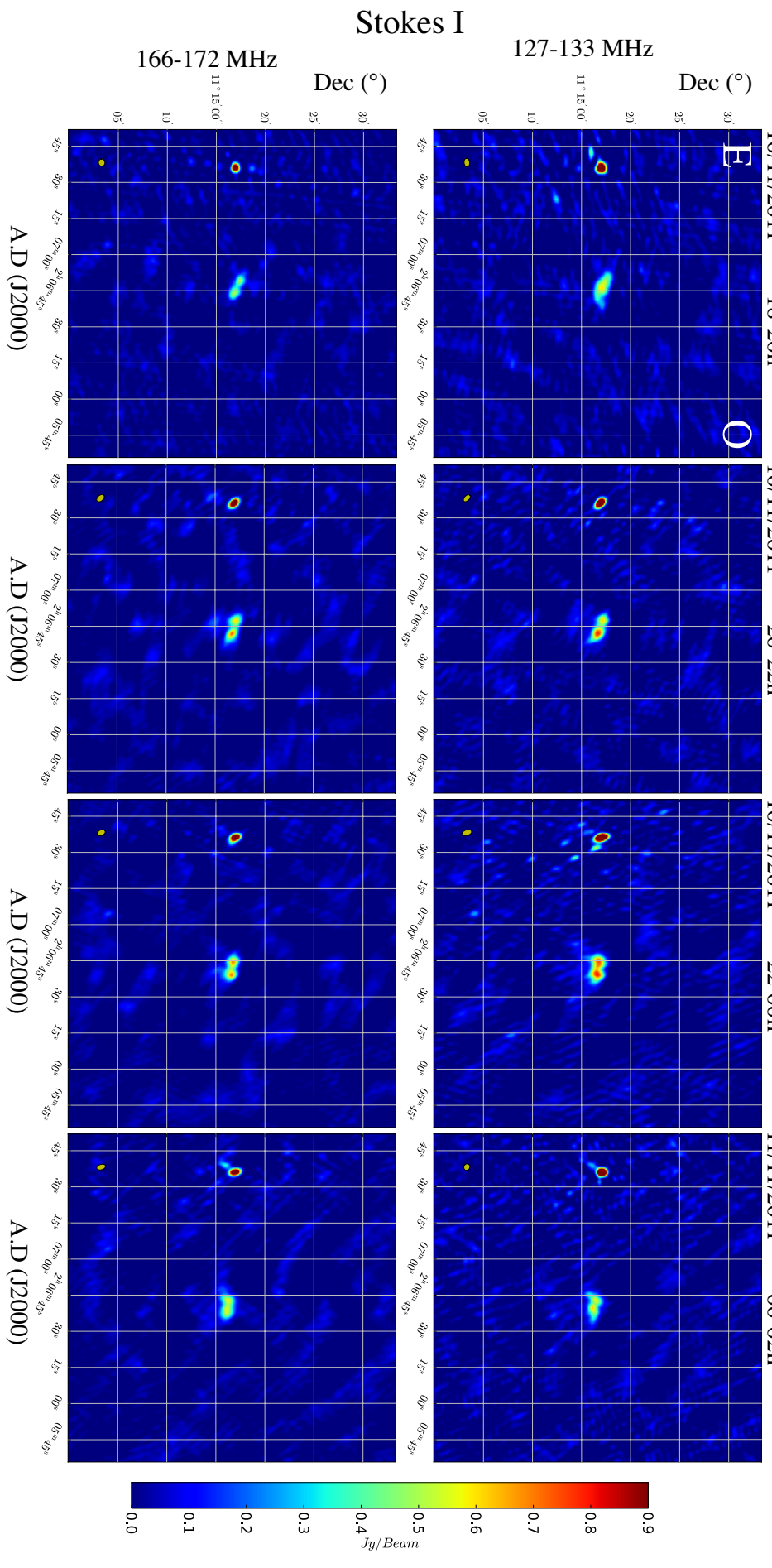


Figure 6.11. *Premier jeu d'images radio des ceintures de radiation Jupiter (au centre des images). La résolution est de 35×35" (pixel = 5"). Deux bandes spectrales sont représentées (127-133 MHz en haut et 166-172 MHz en bas) pendant les 8 premières heures d'observation. Chaque image est intégrée sur 2h. La largeur à mi-hauteur du lobe CLEAN (ellipse jaune en bas à gauche de chaque image) indique la résolution ainsi que la forme (axes principaux et orientation de l'ellipse) du lobe gaussien. La source à gauche de Jupiter sur chaque image est la radiosource MRC 0204+110.*

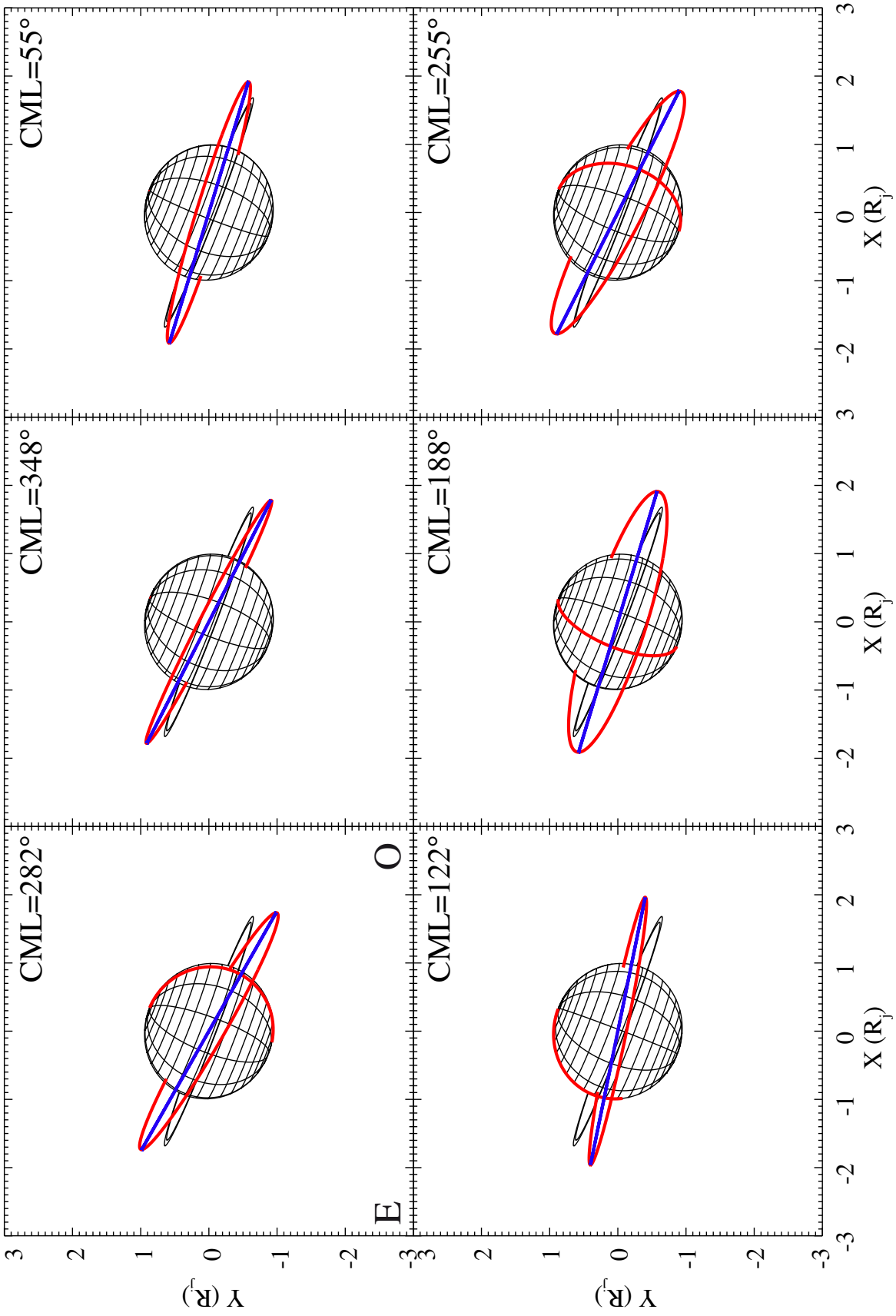


Figure 6.12. *Diagrammes présentant l'aspect de Jupiter sur le plan du ciel, vu par un observateur terrestre. L'anneau de poussière (en noir) est incliné par rapport au plan de l'équateur magnétique (anneau rouge). Le méridien de référence est aligné avec la ligne de visée pour un CML=0°. Le méridien rouge représente la longitude CML≈ 210° où pointe le pôle Nord du dipôle magnétique (dipolaire). La direction moyenne sur le ciel de l'équateur magnétique (en bleu) fournit l'angle α_m permettant de corriger les données (u,v) de l'oscillation des ceintures.*

6.3.6 Soustraction de sources dans un grand champ

6.3.6.1 Nécessité du *peeling*

Il est possible de corriger le déplacement de Jupiter par rapport au fond du ciel puis de corriger ensuite l'oscillation des ceintures en appliquant une série de rotations dépendantes du temps sur les données (u,v). Ces rotations sont représentées par des matrices (voir annexe §D.1) permettant de déplacer le centre de phase et de faire tourner le repère (u,v) autour de l'axe de visée. Cependant, Jupiter n'est pas la seule source présente dans le champ. De ce fait, chaque visibilité est la somme des contributions de toutes les sources (ponctuelles et étendues) dans le champ.

L'application directe des corrections (u,v) sur les données aurait comme effet "d'étaler" les contributions aux composantes (u,v) provenant des autres sources (sans mouvement propre notable pendant les 10h d'observation), se traduisant alors par des trainées et des artefacts sur les images résultantes.

La méthode adoptée ici est de soustraire les autres sources (non résolues) des données (u,v) préalablement aux corrections spécifiques à Jupiter. Cette soustraction est effectuée par une étape de *peeling* autour de Jupiter, qui a fait intervenir un algorithme original construit en collaboration avec Cyril Tasse (GEPI) de manière compatible avec la bibliothèque CASA. Cette implémentation tient compte des effets dépendants de la direction semblables à ceux considérés dans l'imageur *AWimager*.

6.3.6.2 Procédure

La première étape a consisté à effectuer des images à grand champ ($11^o \times 11^o$) autour de Jupiter avec *AWimager* dans des séries de 10 sous-bandes consécutives entre 19h24 et 2h24 TU (pour écarter les plages de début et de fin d'observation). Vient ensuite la détection des sources par l'utilisation d'un algorithme de détection d'îlots (algorithme de Duchamp [Whiting 2012]) qui permet de recenser les sources plus brillantes qu'un certain seuil minimal en flux. Une procédure automatisée permet ensuite de convertir cette carte d'îlots en un modèle de ciel, listant la position de ces sources dans le champ ainsi que leur flux déduit des données. Jupiter faisant partie des sources détectées, la portion angulaire couvrant la trajectoire de Jupiter pendant les 10h a été exclue du recensement.

Pour cette observation, environ 60 sources ont été recensées dans le champ. L'algorithme de soustraction de sources utilise cette liste de sources afin de simuler leurs contributions avant de les soustraire des mesures de visibilité. L'algorithme est parallélisable en divisant le ciel en plusieurs zones (*patches*) contenant les sources à soustraire et dans lesquelles la soustraction se fait indépendamment d'une zone à l'autre (en prenant en compte les effets dépendants de la direction).

Une illustration de ce traitement est présentée en figure 6.13 pour le groupe de 10 sous-bandes centré sur la fréquence 152 MHz. La procédure de *peeling* a correctement permis de soustraire les sources (ou dans la situation la plus défavorable, a permis de réduire considérablement leur flux en laissant un résidu de la source). La comparaison des images de la figure 6.13 permet de noter la disparition de certaines structures régulières dans l'image, liées à la présence des sources qui ont été soustraites.

La soustraction de source a permis de diminuer les fluctuations statistiques d'environ $\sim 30\%$ dans chaque bande de fréquences [9].

Une fois ces sources soustraites, nous pouvons considérer que Jupiter est la seule source présente dans le champ. Les corrections du mouvement propre de Jupiter peuvent alors être appliquées.

9. Évaluation effectuée sur les images de la série n^o 1 et n^o 2 (voir table 6.2) dans une portion carrée de l'image (250$\times$ 250 pixels) dénuée de source.

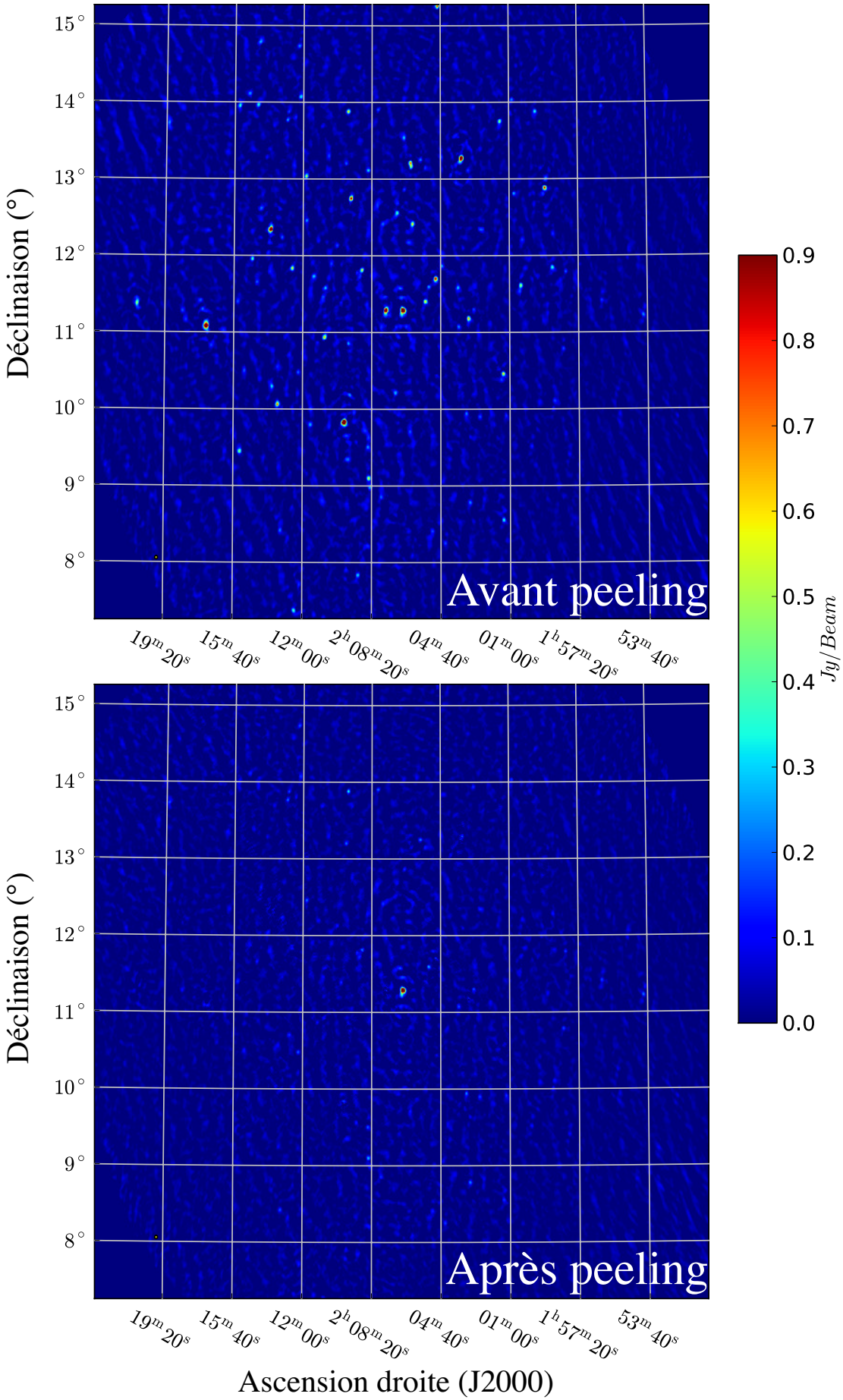


Figure 6.13. *Image grand champ de la série n°1 (avant étape de soustraction des sources) et n°2 (après soustraction). La majorité des sources ont été retirées efficacement du plan (u,v). Quelques reliquats sont encore présents à l'emplacement des sources. Le niveau de bruit dans l'image a diminué de 30% après l'étape de peeling.*

6.3.7 Formation d'images

À partir des données étalonnées, nous avons créé plusieurs jeux d'images scientifiquement exploitables : trois séries d'images spectrales intégrées sur la quasi-totalité de l'observation ainsi qu'un cube temps-fréquence. Celles-ci sont regroupées dans la table 6.2 avec leurs caractéristiques. L'ensemble des étapes de post-traitement (succédant à l'étalonnage des données) a été automatisé afin de traiter les 121 sous-bandes disponibles sur Jupiter par lots de 10 sous-bandes.

Pour les données qui sont passées par une étape de peeling, on ne considère plus comme nécessaire la prise en compte des effets dépendant de la direction. On peut donc faire l'image d'une petite partie du champ autour du centre de phase avec l'imageur classique du logiciel CASA.

Modèle de données et mesure de densité de flux Les pixels des cartes produites sont en Jansky par angle solide de lobe primaire (Jy.beam^{-1}) homogène à une intensité W.m^{-2}.Hz^{-1}.sr^{-1}. Afin de pouvoir convertir cette unité en densité de flux (Jy), il faut connaître le nombre de pixels couvrant la section à mi-hauteur du lobe CLEAN gaussien à un instant donné. Le facteur multiplicatif à appliquer aux cartes en Jy.Beam^{-1} [Condon & Ransom 2010] est :

$$F = \frac{1}{4\ln 2}\frac{\pi ab}{\delta_x \delta_y} \tag{6.3}$$

avec

a, b	les largeurs à mi-hauteur du lobe CLEAN de l'image finale
δ_x, δ_y	la taille angulaire d'un pixel de l'image.

Les cartes sont alors converties en Jy.pixel^{-1} et la densité de flux d'une source peut-être mesurée par sommation de la valeur des pixels dans une ouverture entourant la source.

Pour une source non résolue, on peut considérer que la densité de flux maximale du pixel central (en Jy.beam^{-1}) est proche de la densité de flux en Jy de la source si elle n'est pas résolue par le lobe CLEAN (gaussien).

6.3.8 Limites de l'observation

Échantillonnage temporel Les 10h d'observations (tronquées à 7,5h si l'on se restreint aux plages où l'élévation de Jupiter est suffisante pour assurer une couverture (u,v) correcte) ne permettent pas de faire des images profondes à chaque tranche de CML considérée. L'observation de rotations supplémentaires permettra d'accumuler des informations (u,v) sur des temps de plus en plus court. Pour analyser cette observation, nous avons limité la résolution temporelle à 2h.

Mesure de polarisation Durant cette observation de recette, l'efficacité de la procédure d'étalonnage et de post-traitement effectué sur les données n'était pas garantie, notamment pour des paramètres de Stokes autres que I. Dans ce contexte, le signal polarisé n'a pas fait ici l'objet d'une étude particulière. Nous ne considérons donc ici que l'intensité totale I résultant de la combinaison des composantes XX et YY mesurées.

Précision sur les flux L'absence d'étalon absolu en flux dans cette observation ne permet pas une mesure précise de densité de flux. L'erreur sur la densité de flux de la source étalon (4C15+05) est estimée à $\approx 10 - 15\%$ dans nos données. Le transfert des solutions d'étalonnage vers le champ de Jupiter ainsi que les résidus de traitement de la procédure de peeling, suivis de la correction des données (u,v), élèvent cette erreur à environ $20 - 30\%$. Cette incertitude sur la densité de flux est à distinguer de l'erreur statistique présente dans les images produites.

Table 6.2. *Jeux d'images produites à partir des données étalonnées. Suivant le cas, soit une série d'images est générée à différentes fréquences soit un cube d'images temps-fréquence est produit. On indique pour chaque jeu d'images, la durée couverte et les caractéristiques de chaque image en terme de résolution temporelle, spectrale et spatiale. Ces images de Jupiter peuvent être résolue ou non (R, NR) ou être produite à partir des données ayant subie l'étape de peeling ou non (P, NP).*

Nom	Série 1	Série 2	Série 3	Cube
Durée totale couverte	21h-02h		19h-02h	18h-04h
$\delta\nu$ (MHz)	1,9 MHz (10 SB)			
Δt (h)	5h (1 image)		7h (1 image)	2h (5 images)
ΔCML (^{o})	181,6^o		253,9^o	72,5^o
Couverture (u,v)	0,2 $\sim$ 5 kλ		0 $\sim$ 15 kλ	0 $\sim$ 15 kλ
FWHM (min et max) du lobe CLEAN (")	2,17' - 2,74'		13,9" - 19,8"	20,3" - 78,6"
Taille pixel (")	18"	18"	1"	2"
Champ (^{o})	10,5^o	10,5°^{o}	1,1^o	34'
Taille image (pixels)	2100 x 2100	2100 x 2100	4096 x 4096	1024 x 1024
P/NP=*Peeling* ou non, R/NR = résolue ou non	NR, NP	NR, P	R, P	R, P

6.4 Études du rayonnement synchrotron de Jupiter aux basses fréquences

Les différents jeux d'images formés précédemment permettent d'étudier les caractéristiques principales du rayonnement synchrotron de Jupiter, de les comparer à la littérature et d'élargir les plages de paramètres explorés. Nous avons dans un premier temps étudié la densité de flux totale sur les images non résolues des ceintures (série n^{o}1 et n^{o}2) en fonction de la fréquence.

Dans un second temps, la série n^{o}3 et le cube d'images résolues permettent d'étudier la topologie des ceintures et leur variabilité temporelle. Avec des images résolues, nous pouvons étudier l'asymétrie entre les pics d'émission à l'Est et à l'Ouest de la planète et détecter la présence de composantes de rayonnement aux hautes latitudes.

6.4.1 Etude du flux intégré

6.4.1.1 Flux total et spectre d'émission

Nous nous intéressons ici à la mesure de la densité de flux intégrée sur Jupiter à partir des images des séries 1 (avant *peeling*) et 2 (après *peeling*) (voir table 6.2). À partir de la connaissance du lobe CLEAN de chaque image, nous avons pu déterminer les densités de flux en Jy provenant de Jupiter (série n^o 1 et série n^{o}2) ainsi que les densité de flux de quelques sources voisines (série n^o 2).

Le spectre obtenu est représenté en figure 6.14. La détermination de la densité de flux a été effectuée dans un disque de 15 pixels de rayon (soit une surface d'environ 673 pixels au total). Le spectre des valeurs de densités de flux de Jupiter est représenté avec celui des sources voisines non résolues. La figure présente également une image du ciel autour de Jupiter (champ d'environ 1^o). Les valeurs de densité de flux sont ramenées systématiquement à une distance de 4,04 UA [10]. En novembre 2011, Jupiter se trouvait à une distance de 3,99 UA, les densités de flux mesurées ont donc été multipliées par le facteur $(3,99/4,04)^2$ afin de pouvoir comparer les mesures de densité de flux pour différentes configurations géométriques de la source et de l'observateur.

Jupiter Les valeurs de densité de flux mesurées sont tracées pour chaque groupe de 10 sous-bandes avant et après l'étape de *peeling*. La densité de flux moyenne sur tout le spectre est d'environ 3,3 Jy et varie entre ≈2,8 Jy et ≈4,1 Jy avec la fréquence. Cette valeur est inférieure à la valeur maximale attendue de 5-6 Jy à 4,04 UA mais reste cependant du bon ordre de grandeur compte tenu de la variabilité de la densité de flux avec le temps.

On remarque que l'étape de *peeling* des sources a également diminué la densité de flux sur Jupiter aux fréquences au-delà de 150 MHz (de 0,1 à 0,2 Jy) alors qu'elle n'a pas eu d'influence notable aux fréquences plus basses. La même forme "sinusoïdale" de la densité de flux en fonction de la fréquence est toujours présente. En intégrant le signal en provenance des ceintures de radiation sur les images résolues de la série n^{o}3 dans une ouverture elliptique (englobant les deux maxima), on retrouve le même ordre de grandeur de la densité de flux.

Sources ponctuelles voisines La densité de flux de trois autres sources proches [11] de Jupiter a également été mesurée sur les images avant *peeling*, à titre comparatif. Les sources étant proches, nous pourrons considérer que les effets affectant Jupiter affectent de la même manière (en fonction du temps et de la fréquence) la densité de flux de ces sources.

Après identification de ces sources avec le catalogue NED, nous avons pu déduire leurs densités de flux attendues aux fréquences d'observations en tenant compte du spectre de ces sources (annexe §D.2).

10. unité astronomique
11. MRC 0204+110, MRC 0202+114 et NVSS J020530+112338.

Sur la figure 6.14, les densités de flux du catalogue NED sont superposées aux densités de flux mesurées par LOFAR. Pour chacune de ces sources, la densité de flux décroît avec la fréquence selon un profil différent de celui obtenu pour Jupiter.

L'écart entre les valeurs mesurées et prédites pour chaque source fournit une estimation de la borne supérieure de l'erreur commise sur les flux mesurés.

L'écart maximum est d'environ 0,5 Jy. L'observation n'étant pas étalonnée de manière absolue en flux, on considérera cet écart comme le terme dominant de l'erreur en flux, très supérieure à l'erreur statistique mesurée dans les images (0,01 – 0,1 Jy dans les séries n^{o}1 et n^{o}2).

La vérification effectuée à l'aide de ces sources voisines permet d'écarter toute erreur systématique qui aurait pu affecter le traitement des données. Il est à noter que Jupiter n'est pas une source rigoureusement ponctuelle mais est légèrement plus étendue que les sources avoisinantes (Fig. 6.14 (droite)). Cela ne pourrait cependant pas expliquer une baisse notable du flux totale dans la mesure où la densité de flux a été évaluée dans la même ouverture circulaire pour Jupiter et pour les autres sources.

Variations à long terme Des variations de la densité de flux intégrée de l'ordre de 1 à 1,5 Jy ont été observées sur le long terme (de l'ordre de l'année) [de Pater & Klein 1989]. Pendant l'observation avec LOFAR, la Terre se trouvait à une latitude jovicentrique $D_E = 3,29^o$ correspondant à sa latitude maximale. Sur la figure 6.15, on représente les variations à long terme de D_E (haut) ainsi que les mesures de densité de flux total mesurées à 13 cm (bas). La Terre se retrouve dans une configuration analogue tous les 12 ans (correspondant à la période orbitale de Jupiter). La courbe de D_E est également modulée à l'échelle de l'année par la période orbitale de la Terre. Pour les années où la Terre se trouve à une latitude de $D_E = 3,29^o$, la densité de flux été voisine de 5 Jy pour les années 1965, 1977 et 1989. Pour les années postérieures, la densité de flux a subit des variations à court terme en réponse à l'impact du noyau cométaire Shoemaker-Levy 9.

En plus de l'effet à long terme de la géométrie de l'observation, les variations à long terme de la densité de flux synchrotron jovien ont été corrélées (avec un retard d'environ 300 jours) à l'activité du vent solaire jusqu'aux années 1990 [Bolton *et al.* 1989, Klein *et al.* 1989, Galopeau & Gérard 2001]. Comme l'activité du Soleil est également périodique avec une période (10,9 ans) proche de la période orbitale de Jupiter (11,9 ans), il se peut que l'effet du vent solaire domine celui de la géométrie. À l'heure actuelle, la question de l'origine de ces variations à long terme (et à plus court terme) reste entière[Hood 1993](Fig. 1) et [Galopeau & Gérard 2001].

Observations aux basses fréquences Comme déjà remarqué précédemment, la Terre se trouvait à une latitude D_E analogue à celle de l'observation de LOFAR pendant les années 1965, 1977, 1989, 2000 (Fig. 6.15). Pour ces deux premières dates, la densité de flux total à 13 cm en provenance des ceintures était à son maximum (environ 5 Jy). Dans l'hypothèse d'un spectre plat vers les basses fréquences (5-6 Jy), on peut s'attendre à trouver une valeur de densité de flux proche de 5 à 6 Jy à une fréquence d'environ 150 MHz.

Les valeurs de densité de flux obtenues avec LOFAR sont reportées sur la figure 6.16, où sont également rassemblées différentes valeurs de densité de flux de 80 MHz à 22 GHz [Kloosterman *et al.* 2008, de Pater & Dunn 2003].

Peu d'observations aux basses fréquences sont disponibles. Elle ne permettent pas de trancher entre un modèle de spectre plat et un modèle de spectre décroissant aux BF. Elles ont favorisé l'hypothèse d'un spectre de rayonnement décroissant en dessous de 400 MHz ou à un spectre plat continuant aux basses fréquences. La figure 6.16 rassemble les quelques mesures BF ($\leq 150MHz$) de l'émission synchrotron : 4,8 ± 0,3 Jy (à 74 MHz – septembre 1998 [de Pater *et al.* 2003]), 6,0 ± 0,7 Jy (à 80 MHz – février-mai 1970 [Slee & Dulk 1972]), 4,5± 1,0 Jy (à 81,5 MHz – janvier-février 1967 [Gower 1968]) et 4,9± 1,0 Jy (à 102 MHz – avril 1970 [Artyukh *et al.* 1972]).

Dans le cadre d'une campagne de mesure de flux des ceintures entre 74 MHz et 8 GHz [de Pater *et al.* 2003, de Pater & Butler 2003], l'instrument CLFST a fourni des mesures de densité

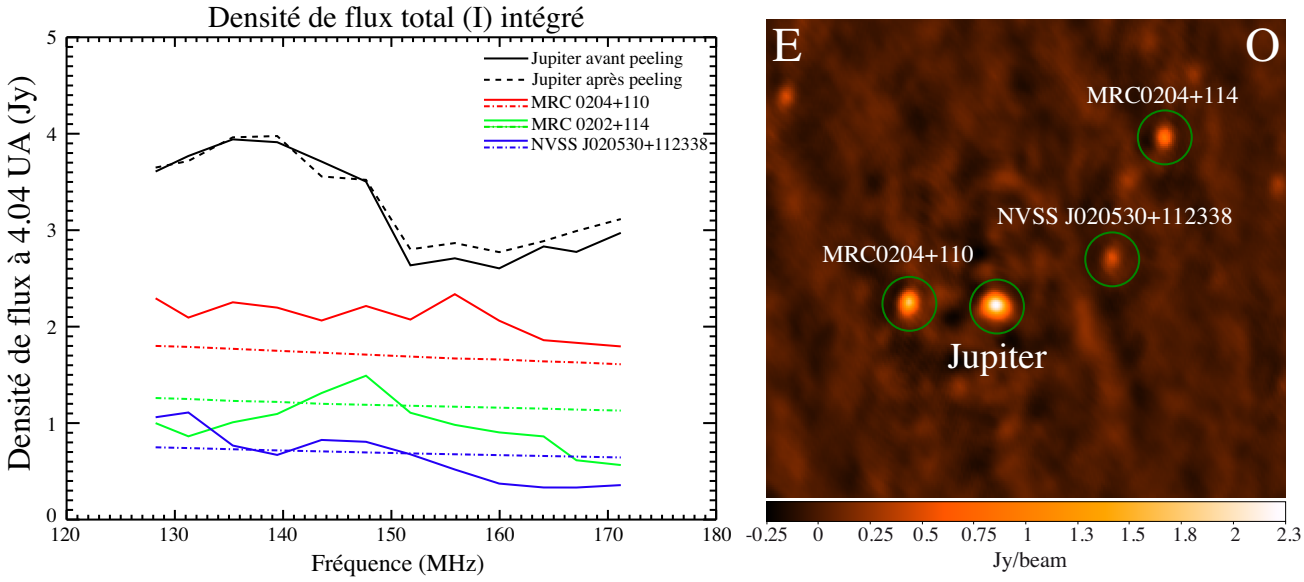


Figure 6.14. *(à gauche) Spectre des valeurs de densités de flux entre 128 et 171 MHz (fréquences centrales du premier et du dernier groupe de 10 sous-bandes). La densité de flux de Jupiter est tracée avant (trait plein) et après (tirets) l'étape de peeling. Pour chaque source proche de Jupiter est tracée la densité de flux mesurée par LOFAR (trait plein) et celle attendue après interpolation des valeurs mesurées à 75 MHz et 365 MHz du catalogue NED (voir annexe D.2). (à droite) Image du ciel montrant les 3 sources les plus proches de Jupiter et dont les densités de flux sont tracées comparativement à celles de Jupiter sur la figure de gauche.*

de flux à 151 MHz en septembre 1998, date à laquelle la configuration était de $D_E \approx 2,3^o$. Pendant 6 jours consécutifs, la densité de flux a varié de 4,5-6,4 Jy (chaque point de mesure ayant une incertitude de $\pm 0,6$ Jy). Les résultats de cette étude ont montré que la forme du spectre avait fortement changé d'aspect entre 1994 et 1998. Ces deux spectres ont été obtenus avant et après l'impact de Shoemaker-Levy 9 sur Jupiter.

Contrairement aux prédictions des modèles de diffusion, ces observations ont montré un raidissement du spectre aux hautes fréquences (et également aux basses fréquences) quand l'intensité radio diminue. La faible sensibilité des instruments et leurs faibles directivités aux basses fréquences (augmentant la confusion à cause de sources puissante dans le champ du lobe primaire) sont les principales sources d'incertitudes de la densité de flux. Avec la sensibilité et la directivité de LOFAR, il va être possible d'explorer plus précisément la partie BF du spectre. L'écart prépondérant entre les mesures de densité de flux avec LOFAR et les mesures effectuées par le passé (jamais au dessous de 4,5 Jy) est certainement dû à l'absence d'étalonnage en flux absolue de l'observation.

Une mesure simultanée de la densité de flux à plus haute fréquence permettrait de mieux contraindre la forme du spectre du rayonnement et d'étudier sa variabilité selon la géométrie de l'observation et les phénomènes physiques à l'endroit des sources dans les ceintures (diffusion en angle d'attaque, absorption par les poussières, diffusion de coulomb...). Avec de prochaines observations, il sera possible de mettre en évidence l'existence éventuelle d'une fréquence critique en dessous de laquelle le flux synchrotron diminue.

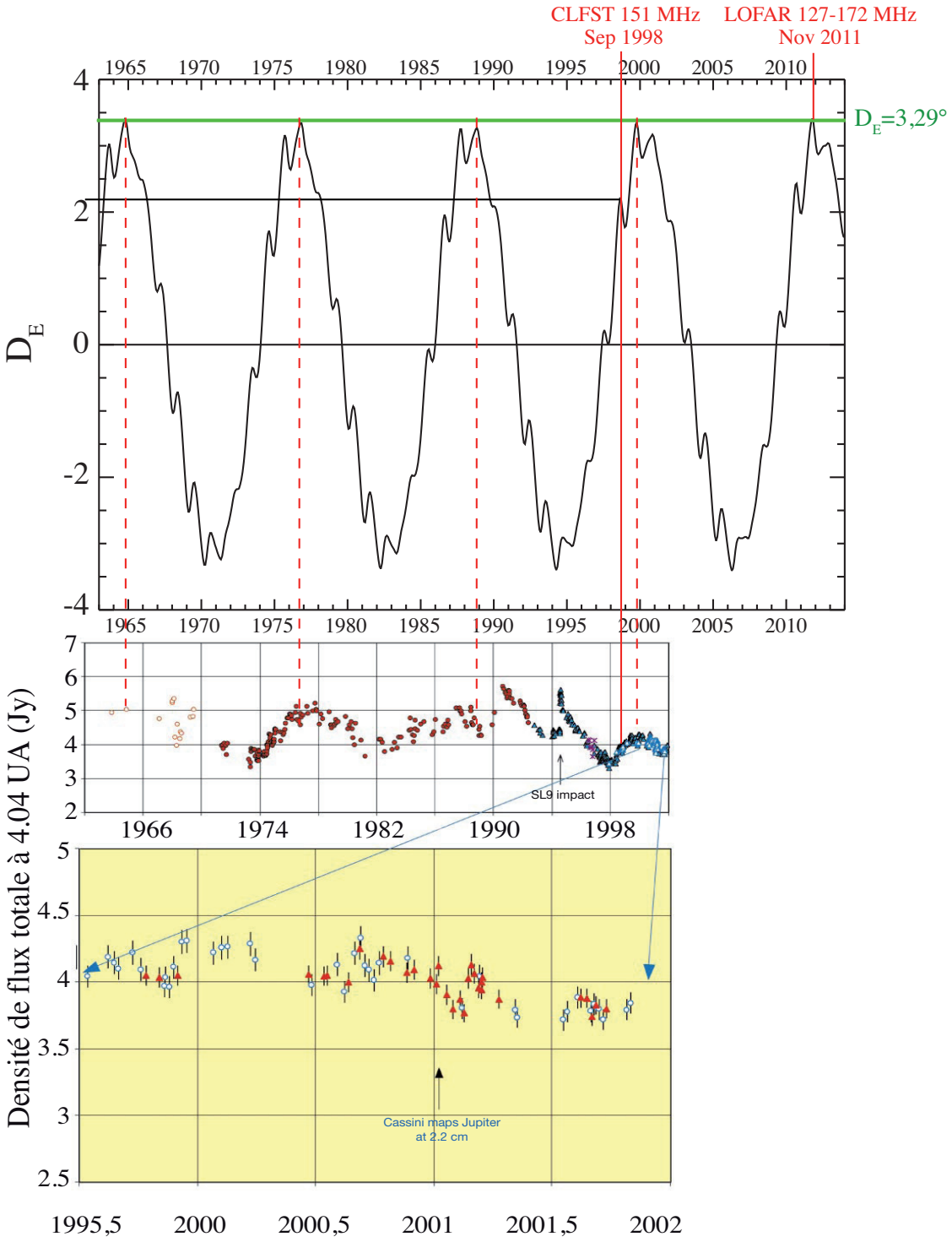


Figure 6.15. *(haut) Variation de la latitude jovicentrique D_E d'un observateur terrestre en fonction du temps (en années). La valeur de D_E est modulée par la période orbitale de Jupiter ($\sim$ 12 ans) et par la révolution terrestre (1 an). À l'observation effectuée en novembre 2011 correspond une valeur maximale de D_E déjà atteinte plusieurs fois lors d'observations passées (intersections avec le trait horizontal vert). (bas) Variation de la densité de flux total intégré à 13 cm, de 1963 à 2002 (adapté de [Bolton et al. 2002].).*

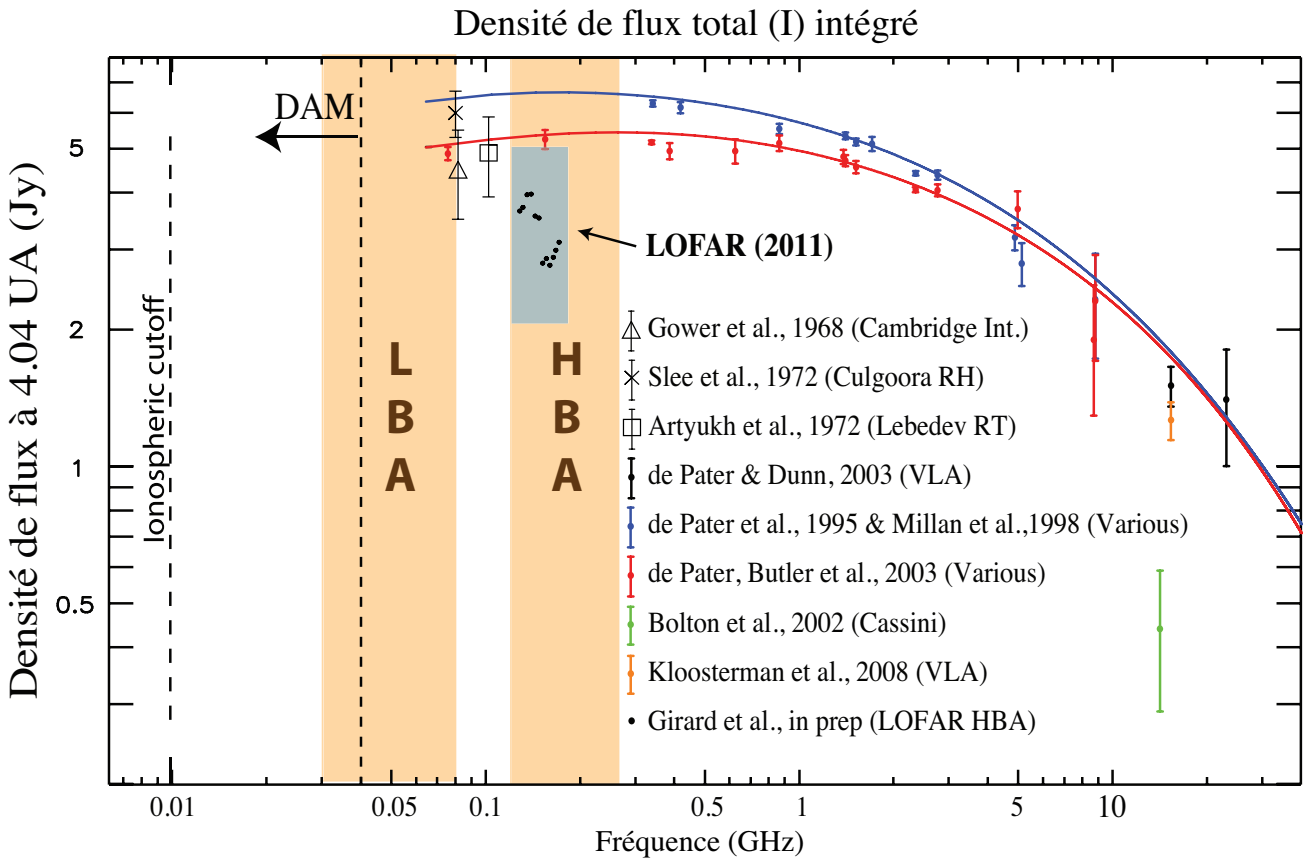


Figure 6.16. *Superposition des mesures de densité de flux (à 4,04 UA) du rayonnement synchrotron des ceintures de radiation de différentes campagnes d'observations passées. Les valeurs obtenues avec LOFAR (données de la figure 6.14) sont inscrites dans un rectangle gris représentant une majoration de l'incertitude sur la densité de flux (incertitude relative estimée environ à 25%). Les traits pleins correspondent aux meilleurs ajustements de modèles sur ces deux jeux de mesures multi-longueurs d'onde de juin 1994 (en bleu) et septembre 1998 (en rouge). Les valeurs de densités de flux aux basses fréquences (80 MHz, 81,5 MHz et 102 MHz) sont tirées de [Gower 1968, Artyukh et al. 1972, Slee & Dulk 1972, de Pater et al. 2003]. La figure est adaptée de [Kloosterman et al. 2008, de Pater & Dunn 2003] (et des références incluses).*

6.4.2 Étude de la densité de flux à partir d'images résolues

6.4.2.1 Morphologie des ceintures

A l'aide de la série n^o 3 et du cube d'images (§6.3.7), nous pouvons étudier la topologie des ceintures aux basses fréquences et leur variabilité spectrale et temporelle. Ces images ont été obtenues après soustraction de sources (*peeling*) et correction des données (u,v) (§6.3.5).

Comme précédemment, on peut convertir la carte d'intensité (en unité de Jy/pixel) en carte de densité de flux et intégrer le signal provenant des ceintures de radiation dans une ouverture elliptique entourant l'ensemble des composantes (Est et Ouest) de l'image résolue. Les mesures de flux correspondantes sont alors identiques (à ∼0,2 Jy près) celles mesurées en figure 6.14.

En intégrant en fréquence les différentes images de la série n^o 3, nous pouvons obtenir une image des ceintures moyennée en longitude et couvrant toute la bande de fréquence d'observation. L'image obtenue est présentée en figure 6.17 et possède une résolution entre 0,6 R_J.

Le rayonnement est dominé par l'émission provenant des pics situé en moyenne à ∼1,4 R_J du centre de Jupiter (voir Fig. 6.18).

La forme des ceintures aux basses fréquences est relativement similaire à celle obtenues aux hautes fréquences (Fig. 6.4) mais présente une extension équatoriale légèrement plus grande, jusqu'à 3,5 - 4 R_J. On mesure une densité de flux à 30% du maximum jusqu'à L=4. À mesure que l'on s'éloigne de la planète, la taille Nord-Sud des ceintures diminue et forme ainsi deux pointes triangulaires.

L'extension équatoriale des ceintures est plus grande aux BF avec LOFAR. Aux basses fréquences, dans ces régions périphériques, on trouve d'autres populations d'électrons baignant dans des zones de champ magnétique plus faible (décroissance du champ magnétique en r^{-3}). L'étude de leur distribution nous renseignera sur les processus de diffusion des particules vers l'intérieur des ceintures.

La fréquence maximale d'émission ν_{max} étant proportionnelle à E^2B (et la puissance rayonnée à E^2B^2), le rayonnement observé à une même distance de la planète ou à un même L, nous informerait (en supposant B constant) directement sur l'énergie des électrons [Hood 1993]. Dans le cadre de l'observation LOFAR, la couverture spectrale étant faible, il n'est pas possible de mesurer la position du pic de rayonnement et sa fréquence ν_{max} associée. De futures observations multi-longueurs d'onde (par exemple, des observations conjointes avec le VLA ou le WSRT) permettra d'avoir un aperçu global de la forme du spectre.

6.4.2.2 Position des pics d'intensité Est et Ouest

Variabilité en fréquence En figure 6.18 sont représentées les positions des maxima Est et Ouest (en rayons joviens) en fonction de la fréquence. Malgré les fluctuations de ces rayons de 10 à 20 % attribuées à l'étape d'imagerie et de déconvolution, les valeurs restent compatibles avec les valeurs observées à plus hautes fréquences [Dessler 2002, Bagenal *et al.* 2007, Santos-Costa *et al.* 2009].

Variabilité temporelle En intégrant en fréquence les images du cube, on forme 5 nouvelles images moyennes résolues et intégrées sur un intervalle de 2h. En comparaison des images de la figure 6.11, les images formées à partir des données (u,v) corrigées (§6.3.5) de la figure 6.19 présentent des ceintures qui sont maintenant fixes pour les différentes heures d'observations par rapport au centre de l'image. La dernière image (de 2h24 à 4h24) présente des distorsions de la morphologie des ceintures du fait de la faible couverture (u,v) en fin d'observation, quand Jupiter était à basse élévation ($\leq 10^o$).

Du fait de la couverture (u,v) limitée des données dans chaque tranche de 2h (changeant la forme du lobe *CLEAN*), la morphologie et la position des maxima peut varier au cours du temps. Ces changements sont reportés en figure 6.18 (bas). Le déplacement des maxima lors d'une rotation a déjà été observé à 13 et à 22 cm [Dulk *et al.* 1997]. Dans cette étude à plus hautes fréquences, les maxima se rapprochaient et s'éloignaient légèrement avec une amplitude de 0,25 R_J entre 1,45 et 1,7 R_J. C'est effectivement

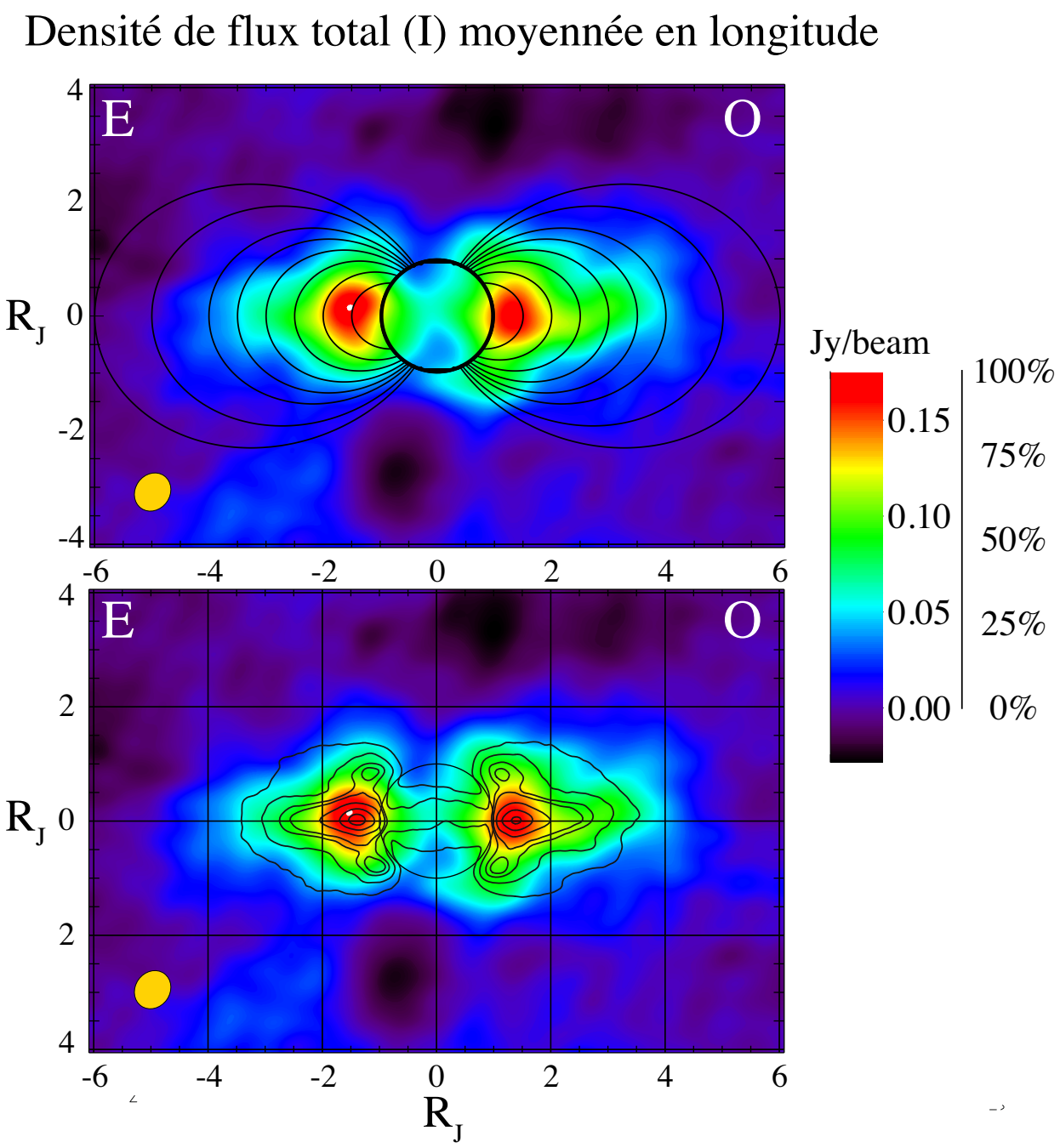


Figure 6.17. *Image moyenne après intégration temporelle sur les 7 meilleures heures de l'observation (21h-2h) et sur les 12 groupes de 10 SB et intégrant les lignes de base allant jusqu'à 15 kλ. L'image obtenue a un résolution moyenne de 17.8" × 15.5" (axe principaux de l'ellipse du CLEAN beam en orange). (Haut) Morphologie des ceintures superposée à des lignes de champ dipolaires de paramètre L=[1,5 ;2 ;2,5 ;3 ;3,5 ;4 ;5 ;6]. (Bas) Superposition de la densité de flux résolue avec LOFAR (couleurs) de 127 à 172 MHz ($D_E \approx 3,29^o$ en novembre 2011) et de celle à 20 cm par le VLA ($D_E \approx 2^o$ au printemps 2002) [Santos-Costa et al. 2009] (contours à 10, 20, 30, 35, 50 et 80 % du maximum).*

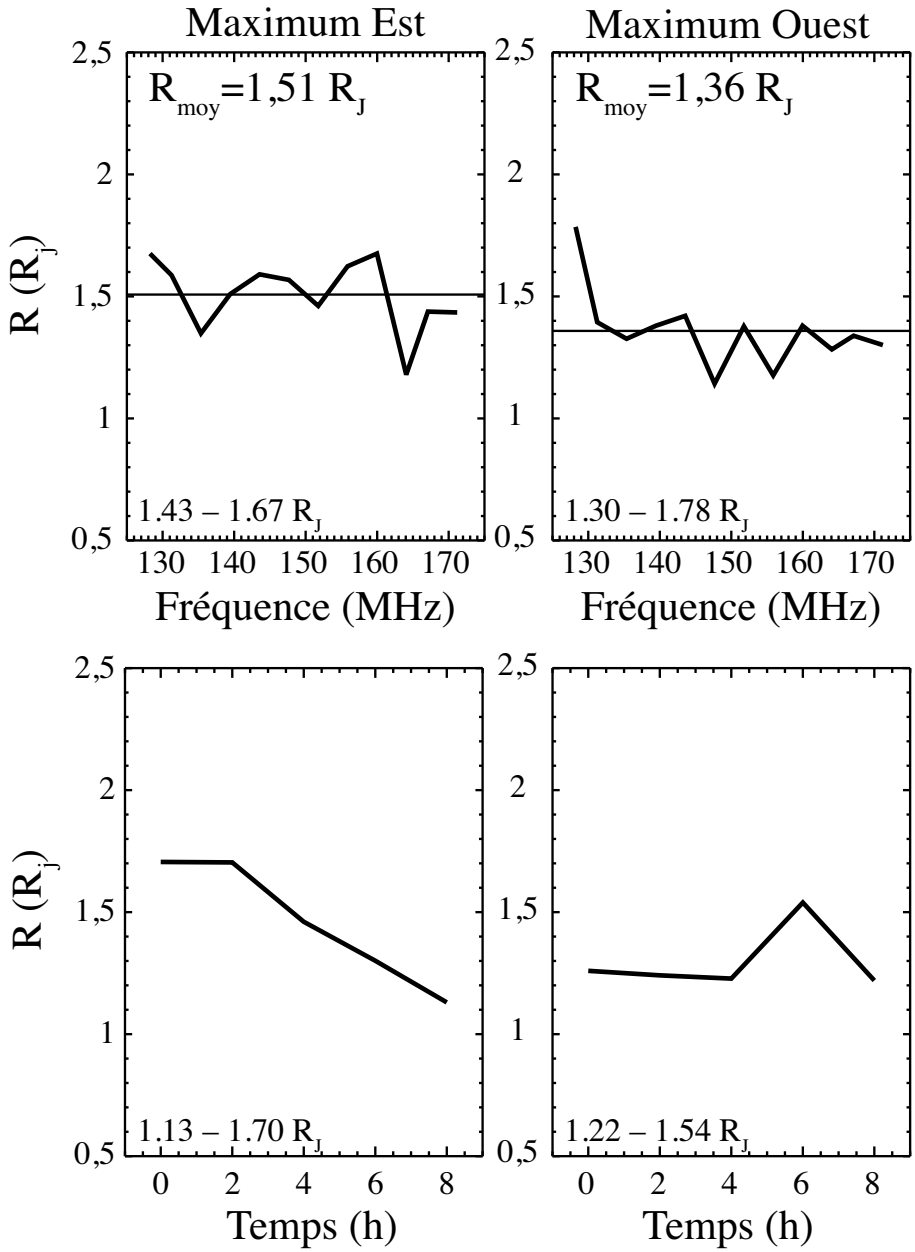


Figure 6.18. *Variation de la position des maxima Est (gauche) et Ouest (droite) en fonction de la fréquence (haut) et du temps (bas). La distance radiale moyenne des maxima est indiquée sur les graphes en fréquences. Les distances radiales minimum et maximum sont indiquées en bas à gauche de chaque graphe.*

l'ordre de grandeur que nous observons pour les déplacements du maximum Ouest. Le maximum Est montre une variation plus importante jusqu'à 0,4-0,5 R_J.

6.4.2.3 Asymétrie Est-Ouest

Variation d'intensité avec la rotation Sur la figure 6.19, on indique sur chaque image la position du maximum d'intensité (à l'Est ou à l'Ouest). Dans la première partie de l'observation, le maximum d'intensité se situe dans le lobe Ouest. Environ une demi-rotation plus tard (à environ $+180^o$ de CML), ce maximum est passé du côté Est. Cette asymétrie au cours de la rotation est principalement due à un effet de visibilité cumulant les effets de la directivité de l'émission, de l'anisotropie du champ magnétique ainsi que la valeur de la latitude jovicentrique D_E d'un observateur terrestre. En suivant

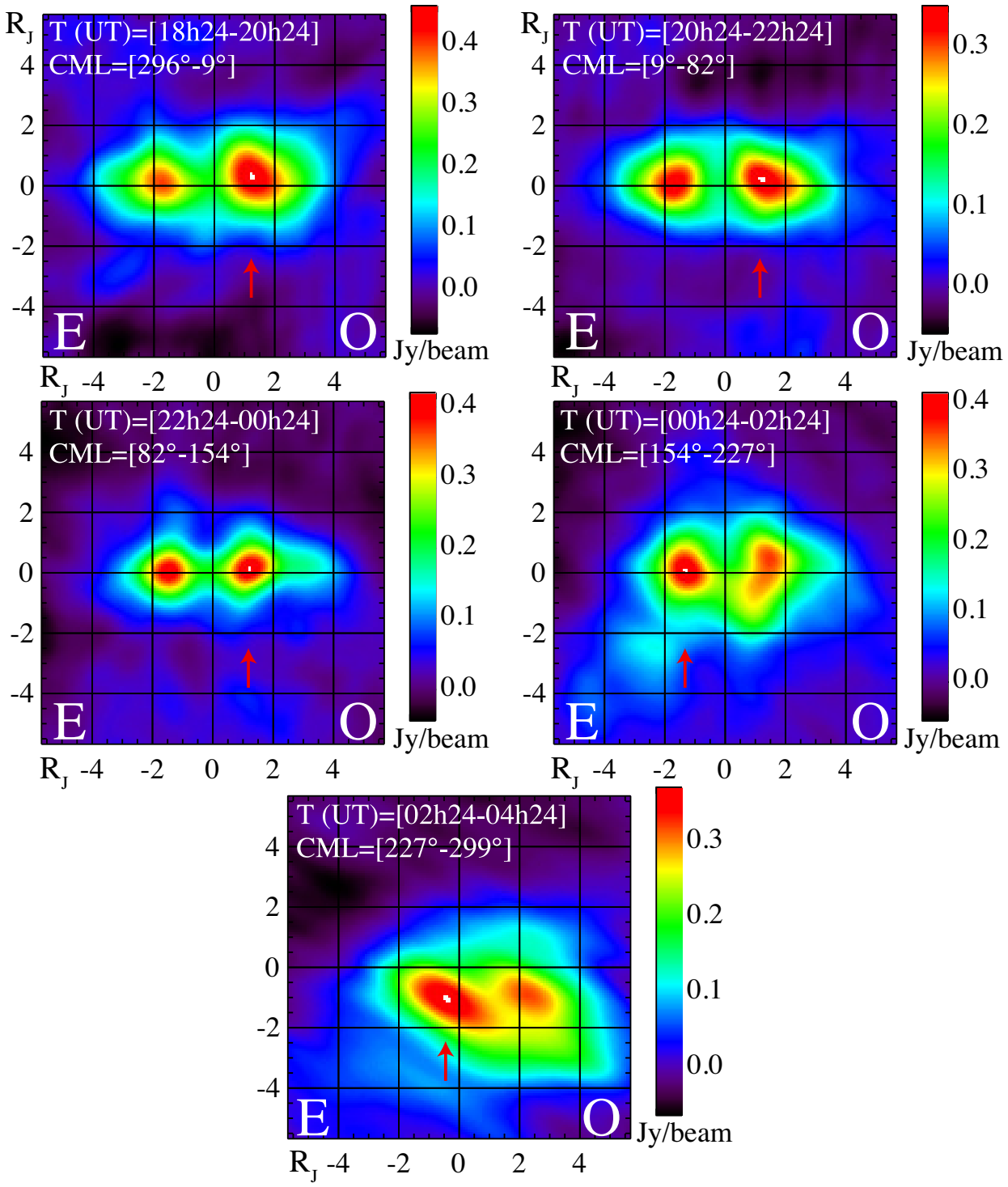


Figure 6.19. *Images du rayonnement des ceintures intégrées en fréquence. Chaque image représente une tranche de 2h d'observation. La correction des données (u,v) (§6.3.5) a éliminé les mouvements propres de la planète. La position du maximum de chaque image, indiqué par la flèche rouge n'est pas toujours dans le même secteur (Est ou Ouest).*

les valeurs d'intensité de chaque lobe (Est et Ouest), nous pouvons représenter quantitativement cette asymétrie sur des graphes en fonction du CML ou de λ_{III} [12].

Les variations de la géométrie de l'observateur terrestre relatives au repère jovien sont les principales raisons de la variabilité de la densité de flux à court terme (à l'échelle d'une rotation). Elle est maintenant bien comprise et modélisée [Dessler 2002, Leblanc *et al.* 1997, Dulk *et al.* 1997, Dulk *et al.* 1999b, Dulk *et al.* 1999a]. Cependant, il a été constaté des variations intrinsèques à la source à court terme, qui ne dépendent pas de la géométrie [Santos-Costa *et al.* 2009], ou qui sont causées par des évènements extérieurs (comme l'impact de la comète Shoemaker-Levy 9) [Leblanc & Dulk 1995, Brecht *et al.* 2001].

Notre observation se limitant à une seule rotation, nous ne pouvons pas étudier les variations intrinsèques à la source. La figure 6.20 [Dessler 2002, p 239] présente un exemple de variabilité de la densité de flux totale mesurée à 21 cm à l'échelle d'une rotation en fonction de la longitude CML de l'observateur (notée λ_{III} sur la figure). Ce flux total présente deux maxima qui coïncident avec les longitudes où la latitude magnétique de l'observateur Ψ_m est nulle (CML $\approx 100^o$ et 300^o).

L'émission maximale est effectivement attendue pour un observateur dans le plan de l'équateur magnétique (Fig. 6.3). En appliquant la relation 6.2, on trace en figure 6.21 la variation de la latitude magnétique Ψ_m et la densité de flux maximal des maxima Est et Ouest, en fonction du temps. La latitude magnétique s'annule pour les longitudes 318^o et 104^o et devrait donc correspondre à deux maxima d'intensité. Les images correspondantes (première image entre 18h24-20h24 et avant dernière image entre 00h24-02h24) ont effectivement des densités de flux supérieures à celles dans les autres tranches de 2h. Cet excès est faible, probablement du fait de la grande intégration en CML ($\sim 72^o$ en 2h) qui tend à moyenner les différences entre les images.

12. Ces courbes sont nommées *beaming curves*.

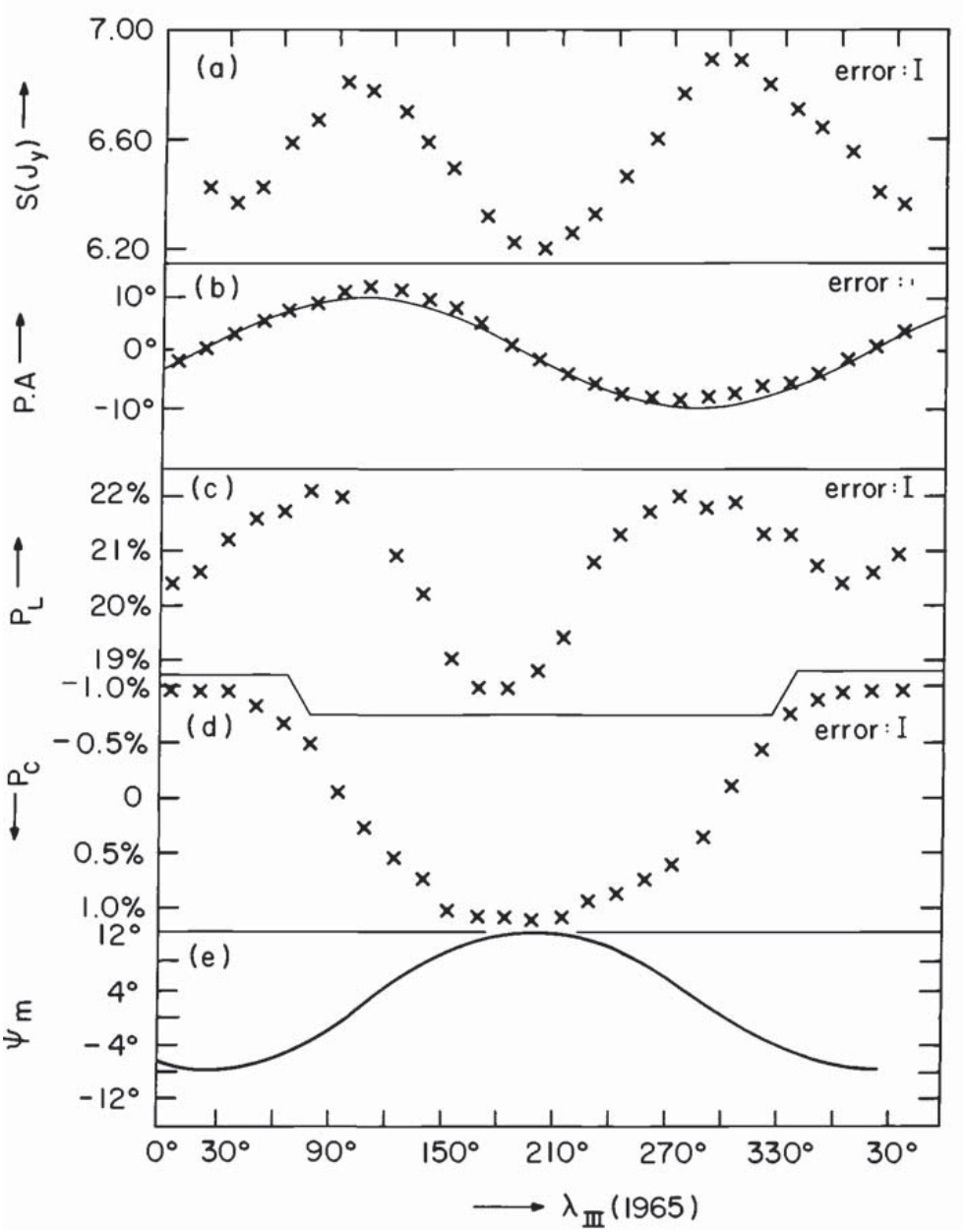


Figure 6.20. *Densité de flux intégrée à 21 cm en fonction de la longitude de l'observateur dans le système III (1965) [Dessler 2002, p 239]. De haut en bas, densité de flux totale, angle de la direction de la polarisation linéaire par rapport au plan de l'équateur, degré de polarisation linéaire, degré de polarisation circulaire et latitude magnétique Ψ_m (§6.1.2).*

Rapport Est-Ouest En relevant les valeurs de densité de flux maximales sur chacun des deux pics (Est et Ouest) de chaque image successive, on peut représenter (Fig. 6.23) l'évolution de ces intensités en fonction de la CML et évaluer le rapport Est-Ouest de ces densités de flux.

La figure 6.22 présente les courbes de rapport d'intensité obtenues lors de campagnes d'observations précédentes (VLA). Bien que la géométrie de l'observation fût différente ($D_E \approx 0^o$ et $D_E \approx 3{,}29^o$), on peut reporter sur cette figure notre courbe de rapport en fonction de la CML. L'échantillonnage temporel de nos données ne permet pas d'obtenir une courbe de la même forme que celle déjà observée à plus haute fréquence.

Cependant, la comparaison des intensités à une valeur de CML donnée revient à comparer deux points séparés de $\Delta\lambda_{\rm III} = 180^o$. Afin de mieux interpréter ces variations d'intensité, on peut tenter de les comparer ces mesures dans un référentiel indépendant de l'observateur [Leblanc *et al.* 1997]. Pour une valeur de CML donnée, on obtient deux valeurs d'intensité correspondant au pic Est et au pic Ouest de chaque côté de la planète. En supposant que l'émission est gyrotrope autour du champ magnétique, on peut convertir le graphe en fonction de la longitude $\lambda_{\rm III}$ tournant avec Jupiter en associant, pour chaque image, la longitude $\lambda_{\rm III} = CML + 90^o$ au pic Est et $\lambda_{\rm III} = CML - 90^o$ au pic Ouest (voir schéma de la figure 6.23 haut). Les courbes obtenues sont en figure 6.23 (droite).

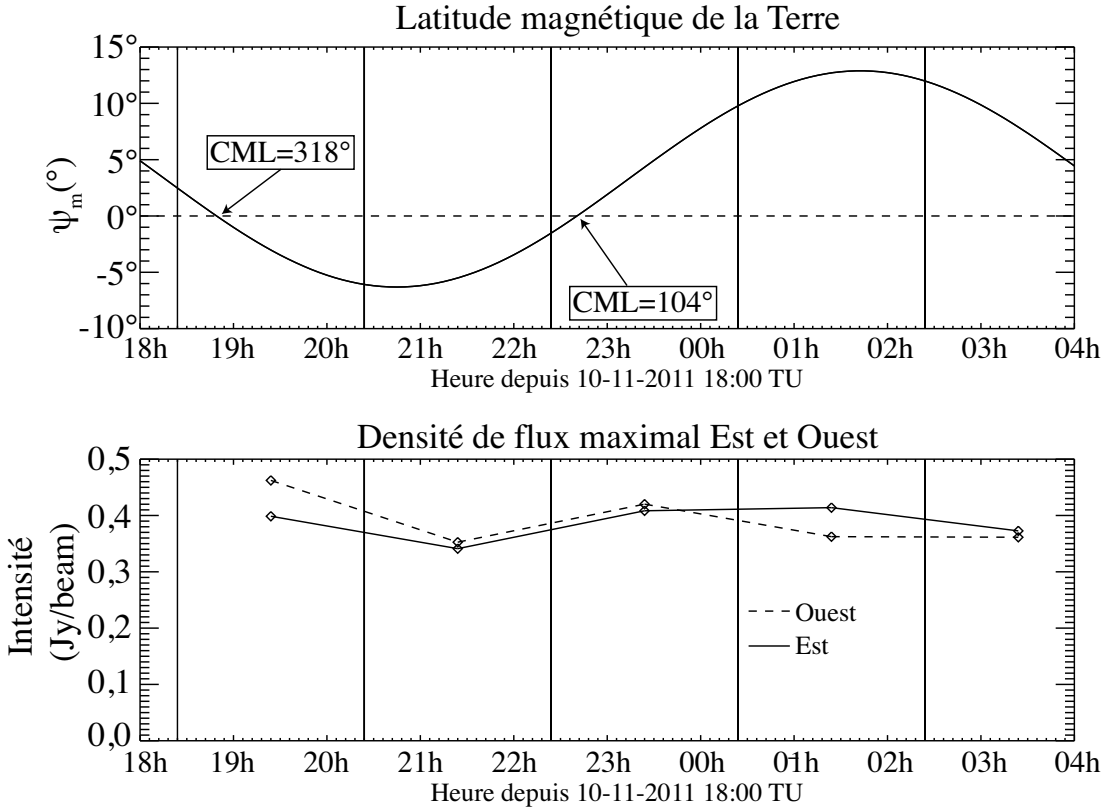


Figure 6.21. *(Haut) Variation de la latitude magnétique Ψ_m en fonction du temps et des paramètres d'observation (voir eq. 6.2). Ψ_m s'annule pour les longitudes CML=318^o et CML=104^o. (Bas) Densité de flux de chaque maximum Est et Ouest pour les 5 images de 2h de la figure 6.19. Les longitudes où Ψ_m s'annulent correspondent à des maxima d'intensité du rayonnement.*

Le diagramme d'intensité en fonction de la CML permet de confirmer plus clairement que le flux maximal est obtenu aux CML proches des valeurs où Ψ_m s'annule (dans l'approximation dipolaire). En représentant ces mêmes valeurs en fonction de la longitude $\lambda_{\rm III}$, on note une variation sinusoïdale de l'intensité. Le manque de points de mesure ne permet cependant pas d'obtenir une détermination précise du rapport Est-Ouest pour chaque tranche de $\lambda_{\rm III}$. Pour pallier ce manque, nous avons déduit par interpolation (avec un *spline* cubique) chaque point manquant afin de reconstituer pour chaque

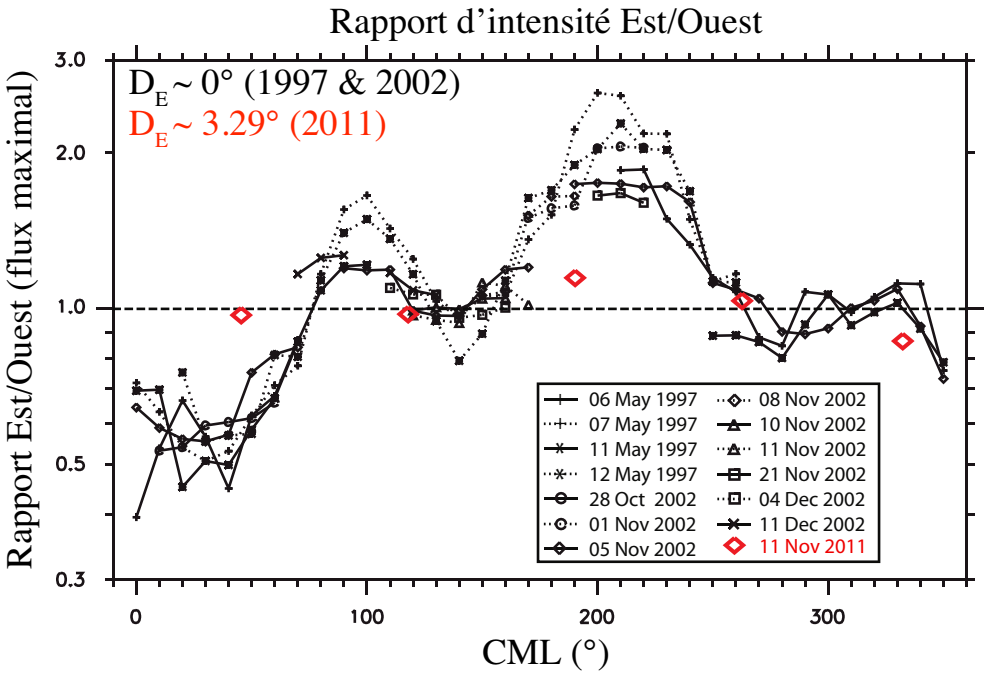


Figure 6.22. *Rapport des intensités Est-Ouest pour les campagnes d'observation du VLA (noir) de 1997 et 2002 (λ= 6 et 20 cm). À ces deux dates, le paramètre D_E était proche de 0°. Pour l'observation LOFAR (rouge) de novembre 2011 (λ=1,74 – 2,36 m), D_E valait ≈ 3,29°. (Figure adaptée de [Santos-Costa et al. 2009]).*

mesure, une paire de valeur d'intensité pour les limbes Est et Ouest.

Les courbes de variation des densités de flux des pics Est et Ouest présentent des niveaux de densité de flux différentes malgré la similitude de leurs formes (vallées et pics localisés aux mêmes valeurs de longitude). Pendant l'observation LOFAR de novembre 2011, la Terre était située à une latitude de D_E=3,29^o correspondant à la configuration géométrique où l'asymétrie Est-Ouest est la plus prononcée [Dulk *et al.* 1999b]. D'après la figure 6.24, quand $D_E \approx 0^o$, les deux courbes d'évolution de la température de brillance ont des niveaux proches (il en est donc de même pour la densité de flux). Quand $D_E \neq 0^o$, la température de brillance du limbe Est est supérieure à celle du limbe Ouest. En plus de la différence de niveaux (comparé au cas où $D_E = 0^o$), les courbes ne partagent pas la même allure (localisation des vallées et des pics différents). Pour l'observation LOFAR de 2011, on avait D_E=3,29^o, il est donc attendu que les deux courbes montrent également des différences de niveau et de forme. Ces différences sont visibles sur le graphe du rapport de densité de flux Est-Ouest en fonction de $lambda_{\rm III}$ (Fig. 6.23 en bas à droite). L'interprétation fine des rapports Est-Ouest sur les différentes plages de longitudes (comme traité dans [Dulk *et al.* 1999b]) n'est possible qu'avec un meilleur échantillonnage en longitude (ne nécessitant pas d'interpolation qui a pour effet de lisser les allures des courbes) et une modélisation multi-polaire du champ magnétique jovien en utilisant, par exemple, des modèles fondés sur des expansions en harmoniques sphériques (modèles O4 [Dessler 2002]) plutôt qu'une simple approximation dipolaire. Ces modèles apportent une plus fine connaissance de la déclinaison magnétique $D_{\rm mag}$ nécessaire à l'interprétation.

Par ailleurs, ce rapport suggère un maximum d'émission vers $\lambda_{\rm III} = 240^o$ pouvant correspondre à la présence d'un "point chaud" (*hot spot*). Plusieurs observations ont notifié la présence d'un point chaud tournant avec la planète. Il est associé à l'anisotropie du champ magnétique et serait lo-

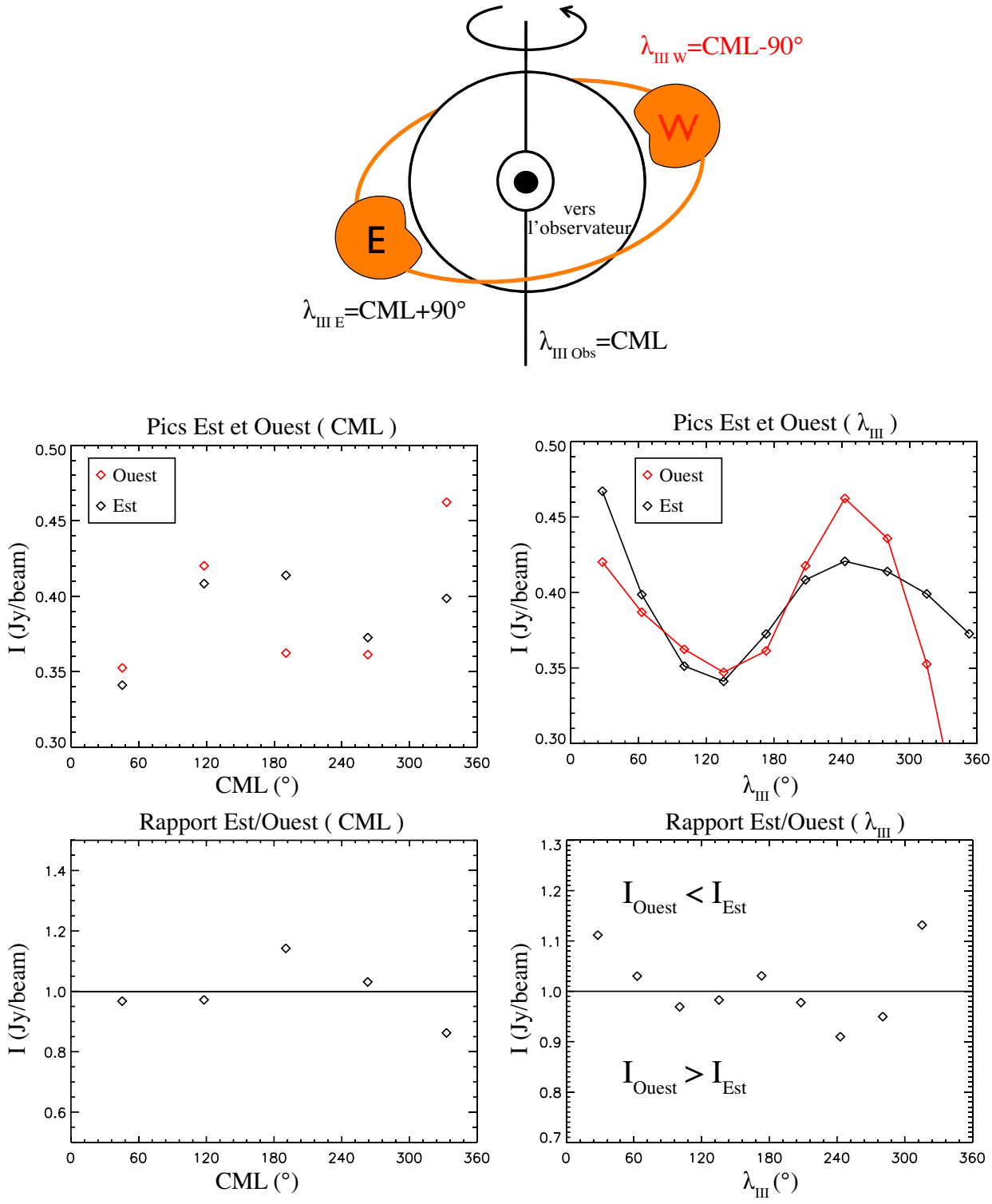


Figure 6.23. *(Haut centre) Schéma représentant les ceintures de radiation de Jupiter vues par un observateur terrestre. Pour une valeur de CML donnée, on mesure l'intensité de chaque lobe. En supposant un rayonnement gyrotrope par rapport à B on peut replacer chaque valeur d'intensité à sa coordonnée λ_{III} dans le repère tournant avec la planète (voir texte). (Gauche) Variation de l'intensité Est et Ouest (Haut) et du rapport d'intensité (Bas) en fonction de la longitude CML. (Droite) idem en fonction de la longitude λ_{III}. Les points additionnels sont obtenus après interpolation cubique (spline).*

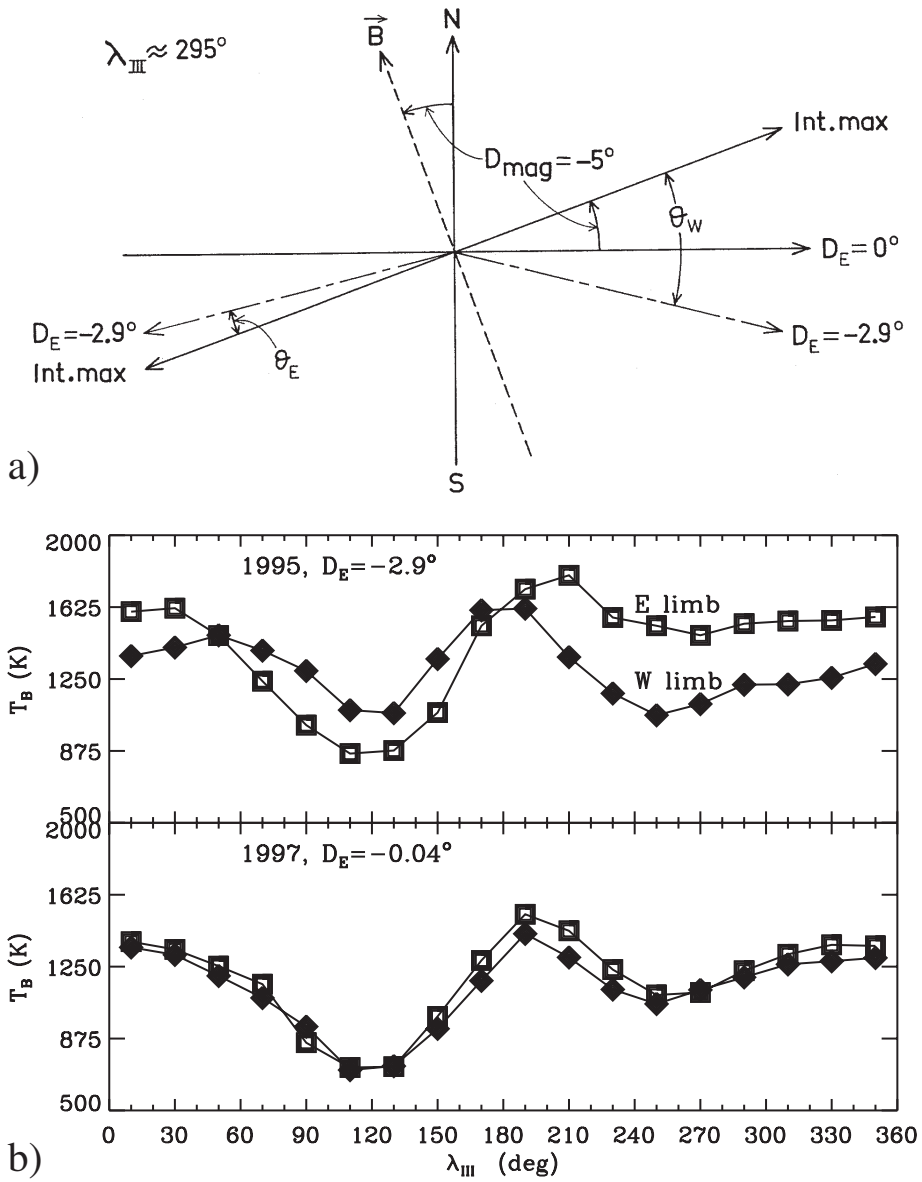


Figure 6.24. *Illustration de l'effet de la géométrie de l'observation dans l'asymétrie Est-Ouest. (graphe a) Schéma représentatif rendant compte de l'asymétrie Est-Ouest quand la Terre occupe une latitude jovicentrique de D_E=-2,9° et $\lambda_{III} \approx 295^o$. L'axe Nord-Sud et l'axe $D_E = 0^o$ correspondent respectivement au Nord géographique et à l'équateur rotationnel ; l'axe $\vec{B}$ et Int. max correspondent respectivement à la direction du dipôle magnétique et l'équateur magnétique le long duquel l'émission est maximale (Fig. 6.3). L'angle D_{mag} est la déclinaison magnétique d'un observateur. Les angles $\theta_E = |D_{mag-D_E}|$ et $\theta_W = |D_{mag} + D_E|$ sont les angles séparant un observateur du maximum de rayonnement du limbe Est ou Ouest (de [Dulk et al. 1997]). (graphe b) Sur les deux graphes sont représentées les températures de brillance au passage de chaque longitude λ_{III} aux limbes Est (carrés) et Ouest (losanges) de Jupiter pour deux époques : (haut) données de l'ATCA en 1995 (D_E=-2,9°) et (bas) données du VLA en 1997 D_E=-0,04°. Quand $D_E \approx 0^o$, les deux courbes d'évolution ont des niveaux proches. Quand $D_E \neq 0^o$, la température de brillance du limbe Est est supérieure à celle du limbe Ouest sur une grande plage de longitude. En plus de la différence de niveaux (en comparant avec le cas $D_E = 0^o$), les courbes ne partagent pas la même allure (localisation des vallées et des pics différents). Pour l'observation LOFAR de 2011, on avait D_E=3,29°, il est donc attendu que l'asymétrie Est-Ouest soit visible (de [Dulk et al. 1999b]).*

calisé à une longitude proche de la direction du pôle Nord magnétique entre $\lambda_{\rm III} = 204^o$ et 255^o [Conway & Stannard 1972, de Pater 1983, Leblanc *et al.* 1997]. La résolution temporelle et la couver-

ture en CML de l'observation ne permettent pas de confirmer la présence d'un point chaud dans les images obtenues avec LOFAR. D'autres observations sont nécessaires afin de pouvoir étendre l'analyse de l'asymétrie E-O et de la présence d'un point chaud aux basses fréquences.

6.4.3 Recherche d'émissions aux hautes latitudes

Les émissions aux hautes latitudes sont dues à une population d'électrons à petit angle d'attaque équatorial ($\alpha \sim 27^o$ et $L \sim 2,4$) ayant interagi avec le satellite Amalthée (à $L \approx 2.5$) [Dulk *et al.* 1997, de Pater 1981, de Pater *et al.* 1997]. La présence de composantes aux hautes latitudes résulte de l'interaction des électrons avec la poussière des anneaux et l'accélération des électrons qui se mettent alors à sortir du plan de l'équateur magnétique par la friction en angle d'attaque causé par l'émission synchrotron [Santos-Costa & Bourdarie 2001, Santos-Costa & Bolton 2008]. Ensuite, la présence des satellites joviens et de la poussière des anneaux aura pour effet de prélever, par absorption, certains de ces électrons et générer la séparation entre la composante principale dans le plan de l'équateur magnétique et les pics aux hautes latitudes.

En effectuant une recherche de maxima secondaires (en calculant les gradients dans les deux directions principales des images) sur chaque image de la série n^{o}3, on peut quantifier la position des maxima d'émission aux hautes latitudes. La recherche est restreinte entre 1 et 2 R_J pour une latitude $\geq 30^o$ et pour $L \leq 10$. Cette recherche a été effectuée indépendamment de chaque côté de la planète. La figure 6.25 (haut) montre l'accumulation des maxima secondaires trouvés dans chacune des 12 images (de 10 SB et couvrant 7h d'observation). Les points détectés du côté Ouest de la planète sont plus nombreux et correctement localisés aux extrémités hautes latitudes de la zone de rayonnement synchrotron, tandis que les points détectés côté Est sont plus rares et plus dispersés.

Les histogrammes de la figure 6.25 (centre et bas) présentent la distribution en latitude et en paramètre L des points détectés. Sur la figure, la majorité des points est détectée à des latitudes supérieures (en valeur absolue) à 35^o (repérées par les tirets rouges). Les émissions aux hautes latitudes (et aux hautes fréquences) sont principalement associées aux lignes de champs de paramètre L≈2,4. Sur l'histogramme en paramètre L, un nombre maximal de détections est situé au voisinage de cette valeur. Les autres détections possèdent des valeurs de L supérieures jusqu'à L=6.

Les résolutions des images individuelles et des images moyennes ($\sim$ 0,6 R_J) ne permettent pas (ou alors très marginalement) de mettre en clairement en évidence la présence de maxima locaux d'émission vers ces hautes latitudes, comme on en rencontre aux plus hautes fréquences. En construisant des images basses fréquences à plus haute résolution angulaire, nous pourrons peut-être détecter et localiser en latitude ces populations d'électrons, et ainsi obtenir de nouvelles informations sur l'interaction entre les électrons les moins énergétiques des ceintures et les objets responsables des absorptions. La mesure de la latitude de ces composantes permet de remonter à leur position d'origine dans l'équateur magnétique (valeur de L) et leur angle d'attaque équatorial (angle α).

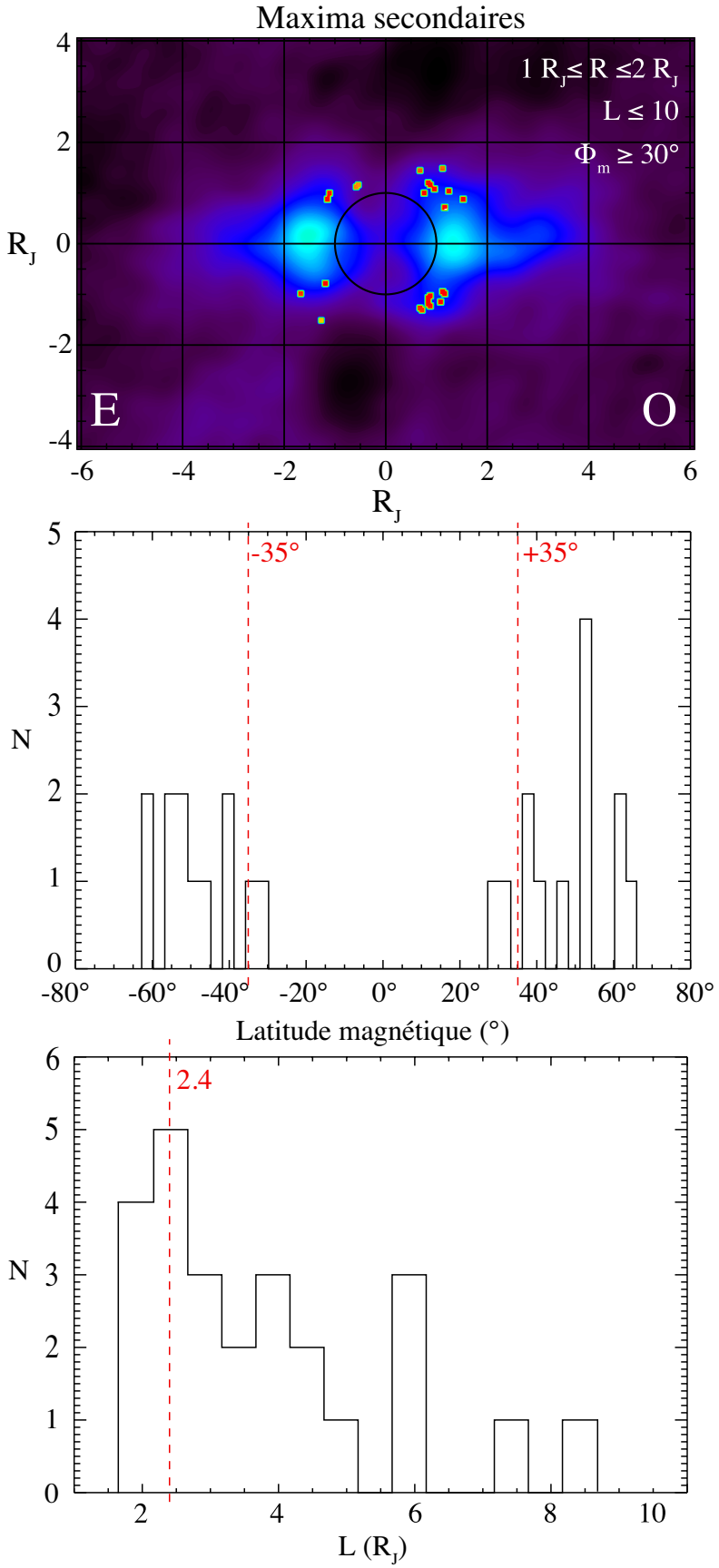


Figure 6.25. *(Haut) Distribution des maxima locaux détectés de chaque côté de la planète sur chacune des images de la série n°3. La zone de recherche est limitée aux latitudes ≥ 30° et à une distance entre 1 et 2 R_J. (Centre) Histogramme des latitudes des points détectés. Les émissions aux hautes latitudes ont été observées à plus hautes fréquences dans les régions ±35° (tirets rouges). (Bas) Histogramme du nombre de points détectés en fonction de la valeur du paramètre L. Les émissions aux hautes latitudes sont dans des régions proches de L=2,5.*

6.5 Conclusion de l'étude

Pour cette partie de mon travail de thèse, l'opportunité de pouvoir faire la première image aux basses fréquences du rayonnement synchrotron de Jupiter a permis l'acquisition de compétences nouvelles en matière d'imagerie. J'ai développé une série d'outils originaux permettant le traitement complet des données brutes de LOFAR observant des sources planétaires. Grâce à ces outils, j'ai obtenu les images résolues de plus basses fréquences jamais réalisées sur les ceintures de radiation de Jupiter. De prochaines observations du rayonnement synchrotron de Jupiter sont prévues dans le premier cycle d'observations de LOFAR. Il est prévu d'observer de manière résolue, le rayonnement des ceintures dans les bandes HBA et LBA (de ≈40 MHz jusqu'à 250 MHz). Avec cette information et des observations conjointes avec des instruments à plus hautes fréquences, il sera possible d'obtenir instantanément l'information spectrale et spatialement résolue des ceintures sur toutes la gamme du rayonnement synchrotron visible depuis la Terre.

L'information aux basses fréquences que LOFAR pourra apporter [de Pater 2004] permettra de mieux comprendre et de mieux contraindre les modèles d'émission existants.

Plusieurs questions restent encore sans réponse concernant l'émission synchrotron de Jupiter, et notamment :

- Quels sont les facteurs jouant sur la forme du spectre d'émission ?
- Quels sont les mécanismes de source et de perte des particules responsables du rayonnement observé ?
- Quels sont la distribution et les modes de transport des particules énergétiques ?
- Quelles sont les causes de la variabilité à long et à court terme du rayonnement synchrotron ?
- Quelles informations peut-on tirer des observations sur les caractéristiques (non dipolaires) du champ magnétique interne ?

L'exploitation prochaine des données multi-longueurs d'ondes permettra d'affiner notre connaissance du rayonnement synchrotron. L'arrivée prochaine de la sonde JUNO [Greicius 2013] à Jupiter (∼2015) permettra de compléter les informations sol avec des mesures de particules in-situ.

En utilisant des modèles de transport de particules et de rayonnement [Santos-Costa & Bourdarie 2001, Santos-Costa & Bolton 2008, de Pater 1981], des codes de simulation associés (comme le code *Salammbô 3D* [Sicard *et al.* 2004]) des modèles de champ magnétique et des techniques de reconstruction tomographique [de Pater & Sault 1998], il sera possible d'avoir une modélisation plus complète des distributions de particules énergétiques.

Ce travail fait l'objet d'un article actuellement en préparation ([P3] – annexe E).

Conclusions et perspectives

Super Station LOFAR

Développements futurs L'interaction de la LSS avec le système de l'instrument LOFAR est en cours d'étude. La connexion au réseau LOFAR devra faire l'objet d'un développement logiciel supplémentaire (côté ASTRON) pour intégrer le nouveau réseau LSS dans le réseau LOFAR sous la forme d'un nouveau mode d'observation. Les avantages de la LSS dans le réseau LOFAR ont été décrits précédemment (§4.1).

Les logiciels dédiés pour la LSS sont en cours de construction. Ils opéreront sur le contrôle et la surveillance des MR ainsi que sur le pilotage de l'instrument en mode autonome et en mode "LOFAR". Ils se chargeront de la planification des observations et de la prise en charge semi-automatisée de celles-ci (distribution des ordres de pointages aux MR).

Ayant pris une part importante dans les études de conception de ce nouvel instrument à Nançay, je suis toujours impliqué dans la phase de test et de recette de cet instrument, et le resterai jusqu'à sa mise en service (si un financement permet sa construction globale).

L'instrument LSS, complètement construit, permettra de contribuer de manière notable à l'effort de développement d'instruments radio multi-échelles dans la perspective de projets futurs comme SKA. Le concept de la LSS, une fois pleinement validé sur le ciel, il sera alors possible d'imaginer la construction d'autres LSS autour des autres stations internationales du réseau LOFAR. Ce réseau étendu amenait alors une amélioration très importante de la sensibilité aux basses fréquences sur les lignes de bases les plus grandes de LOFAR.

Une contribution à très long terme de la LSS réside dans les projets prospectifs d'instruments radio BF sur la Lune comme les projets *Lunar Lander* et *Far Side Explorer* (projets ESA). Libéré de la limitation aux basses fréquences (10 MHz) de l'ionosphère terrestre et protégé des parasites naturels et artificiels sur la face cachée de la Lune, un réseau d'antennes basses fréquences sensibles donnera accès à un Univers aux caractéristiques spectrales, temporelles et spatiales encore inconnues.

Imagerie synchrotron de Jupiter avec LOFAR

Outils développés Avec l'étude de l'émission synchrotron de Jupiter, j'ai contribué aux développements associés aux observations de recette de l'instrument LOFAR. Jupiter est une cible de choix (puissance et diversité physique et morphologique des émissions radio dans la bande de LOFAR) pour permettre le bon déroulement de ces observations de recette dans un contexte planétaire.

Pour cette partie de mon travail de thèse, l'opportunité de pouvoir faire la première image aux basses fréquences du rayonnement synchrotron de Jupiter m'a permis l'acquisition de compétences nouvelles en matière d'imagerie radio BF. J'ai développé une série d'outils originaux permettant le traitement complet des données brutes de LOFAR, sur des sources planétaires. Grâce à ces outils, j'ai obtenu les images résolues de plus basse fréquence jamais réalisées sur les ceintures de radiations de Jupiter.

En tenant compte des spécificités liées aux planètes (mouvements propres, nature d'apparence transitoire des sources) ainsi que des difficultés d'étalonnage des données aux basses fréquences, un module semi-automatique a été développé en Python sur une plateforme Linux. Une fois une interface utilisateur développée, ces outils deviendront les outils standards de réduction des données d'imagerie planétaire avec LOFAR. La généralisation de ces outils permettra, à terme, de construire un *pipeline* semi-automatisé dédié aux données planétaires acquises avec LOFAR.

Futures observations planétaires avec LOFAR

L'instrument LOFAR bénéficie d'une très grande sensibilité ($\sim$ mJy) ainsi que d'une très grande résolution angulaire ($\sim$ 1") aux basses fréquences grâce au nombre élevé d'éléments et aux très longues lignes de bases interférométriques. Il permet d'explorer la dernière fenêtre spectrale inexplorée avec des instruments au sol de très grande sensibilité et résolution.

Avec l'expérience acquise sur les données LOFAR, je suis fortement impliqué dans les activités de recherche du groupe "planètes et exoplanètes" du KSP *Transients*. Lors du premier appel public (*LOFAR Call #0*) à observations, cinq thématiques planétaires ont été proposées (et quatre ont été retenues). J'interviens dans chacune d'entre elles pour apporter mon expertise et mes compétences scientifiques et techniques sur ces données. Les leçons tirées de l'imagerie de Jupiter en synchrotron dans la partie haute de LOFAR (HBA) permet par la suite de nous tourner vers des sources plus complexes à imager. La compréhension de ces phénomènes requiert une bonne maitrise de l'instrument et des procédures de traitement des données dans le contexte des études planétaires. Les thématiques proposées par le groupe (et validées par LOFAR) sont les suivantes :

- **L'étude de l'émission synchrotron des ceintures de radiations de Jupiter**
  L'observation, dont le traitement est couvert par cette thèse, a mené à une étude préliminaire effectuée pendant la phase de recette de LOFAR. De nouvelles observations conjointes LOFAR/WSRT (en mode imagerie) ont récemment eu lieu. Leur analyse permettra d'avoir la première vision instantanée de la forme du spectre de l'émission synchrotron des ceintures de 45 MHz à 5 GHz, et les premières images résolues aux très basses fréquences à la limite de détection du rayonnement synchrotron, au dessus du rayonnement décamétrique auroral.

- **La mesure de l'abondance d'eau dans l'atmosphère de Saturne**
  Les techniques d'imagerie développées à l'occasion de l'étude du rayonnement synchrotron de Jupiter peuvent directement s'appliquer au cas de Saturne (correction du mouvement propre) dans la mesure de l'abondance d'eau dans les couches profondes de l'atmosphère de Saturne. La bande HF de LOFAR permet le sondage des couches atmosphériques de 0,1 à 20 kbar. Cette mesure radio permet de contraindre les modèles d'atmosphère interne de Saturne limités par l'incertitude sur l'abondance des éléments lourds (comme N et O) et surtout sur celle de l'eau. Si la sensibilité le permet, la détection des ceintures de radiation de Saturne formera un sous-produit de cette campagne d'observation.

- **La localisation et le mouvement des sources liées aux émissions décamétriques de Jupiter**
  L'expérience acquise aux plus hautes fréquences par l'imagerie du rayonnement synchrotron sera indispensable pour l'étude de l'émission décamétrique entre 10 et 40 MHz. En collaboration avec l'équipe travaillant avec LOFAR en mode VLBI (le *Long Baseline Working Group*), la localisation précise des sources par astrométrie (à une résolution angulaire de l'ordre de la seconde d'arc) permettra de suivre en temps quasi réel les mouvements des populations d'électrons suivant les lignes de champ magnétique et émettant en radio BF dans les régions aurorales. Ces études permettront de confirmer ou d'infirmer les théories prédisant l'émission radio des exoplanètes.

- **La recherche de phénomènes électriques planétaires** Dans l'atmosphère de Saturne, des émissions radio sporadiques liées aux éclairs d'orages dans l'atmosphère de Saturne (les SED [13]) ont déjà été observées dans depuis les sondes spatiales (Voyager, Cassini) et les instruments au sol (UTR-2) à des fréquences inférieures à 40 MHz. Dans la bande HF de LOFAR, la partie HF du spectre de ces émissions sporadiques reste encore inconnue. La sensibilité et la

13. *Saturn Electrostatic Discharges*

résolution temporelle et spectrale de LOFAR (en mode faisceau cohérent) donnera accès aux caractéristiques du rayonnement (pente spectrale aux hautes fréquences, structure temporelle fine, énergie rayonnée) et de la source (énergie des décharges, chimie locale, propagation ionosphérique). La sonde Cassini, encore en orbite autour de Saturne, fournira un support aux observations et à la corrélation d'évènements sporadiques à Saturne et à la Terre. L'investigation de phénomènes similaires sur les autres planètes du système solaire sont également envisagées (Venus, Uranus, *Dust Devils* sur Mars). Cette proposition d'observation n'a pas été sélectionnée car les cibles proposées représentent des cibles d'opportunités (*Target of opportunity*). Elle sera proposée à nouveau, notamment quand l'activité orageuse aura repris sur Saturne.

– **La détection et la caractérisation d'émission radio exoplanétaires**
Cette observation (en mode réseau phasé cohérent et en mode imagerie de LOFAR) représente un enjeu stratégique pour la détection d'exoplanètes. Elle formera une méthode de détection originale (directe ou indirecte suivant la cible). La détection d'une émission radio non thermique (analogue à celle de Jupiter en dessous de 40 MHz) et sa caractérisation temporelle et spectrale fourniront une nouvelle source unique d'informations physiques sur le système exoplanétaire en donnant accès aux paramètres orbitaux et aux caractéristiques de l'interaction plasma étoile-planète [Hess & Zarka 2011]. Un nombre restreint de cibles est actuellement en cours d'observation.

Je prends personnellement une part active à ces observations. Elles partagent des méthodologies de réduction communes et permettent de couvrir de manière cohérente les capacités de l'instrument LOFAR dans un contexte planétaires aux basses fréquences.

Annexes

Annexe A

Antenne LSS

A.1 Grandeurs d'antennes

A.1.1 Description électrique d'une antenne

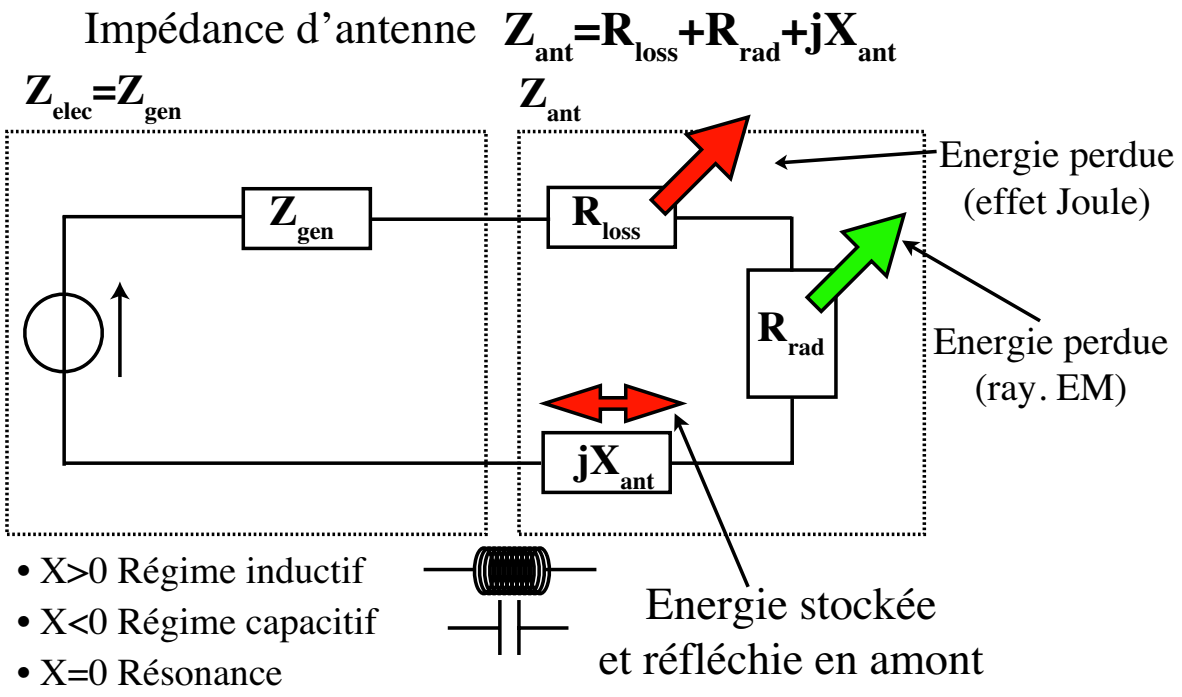


Figure A.1. *Schéma électrique équivalent d'une antenne en émission. Les brins d'antennes sont modélisés par le composant d'impédance* $\underline{Z_{ant}} = R_{ant} + jX_{ant}$.

Dans sa modélisation électrique, X_{ant} correspond à l'utilisation en série d'une capacité (d'impédance $\frac{1}{jC\omega}$ avec C, la capacité en Coulombs et ω la pulsation en s^{-1}) et d'une inductance (d'impédance $jL\omega$ avec L l'inductance en Henry). Sous cette forme, on peut donc trouver une expression simple de X_{ant} :

$$jX_{ant} = j(L\omega - \frac{1}{C\omega}) \tag{A.1}$$

Suivant la fréquence de travail $\frac{\omega}{2\pi}$, la valeur et le signe de X_{ant}, on peut définir trois régimes :
- $\omega >> 1$ ($X_{ant} \sim L\omega > 0$) : régime inductif
- $\omega << 1$ ($X_{ant} \sim \frac{1}{C\omega} < 0$) : régime capacitif.
- $\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ($X_{ant} = 0$) : régime résonant. L'antenne est alors équivalente à une résistance "pure".

On définit la fréquence de résonance $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$, la fréquence pour laquelle X_{ant} croît et s'annule[1]. L'antenne devient un élément purement résistive et est dite "résonante". Cette résonance définit le

1. De même, quand X_{ant} décroît et s'annule, on parle d'"anti-résonance", qui s'accompagne d'un maximum de la résistance de radiation.

centre de la bande de fonctionnement d'une antenne. Le niveau et le bruit du signal émis (ou reçu) augmentent artificiellement autour de cette fréquence. Cette fréquence dépend directement de la géométrie du radiateur et de l'interaction entre l'antenne et son environnement proche.

A.1.2 Rendements et adaptation

Le rendement radiatif total η_t est le produit d'autres rendements : le coefficient d'adaptation d'impédance η_r (*impedance mismatch efficiency*), le coefficient de perte de polatisation η_p et rendement radiatif η_{cd}.

Coefficient d'adaptation d'impédance η_r (*Impedance mismatch efficiency)* Ce terme de rendement particulier ne rentre pas dans la définition du gain (par rapport aux standard IEEE [Bodnar *et al.* 1993]). Il s'agit du rendement rendant compte des pertes dues à l'inadaptation d'impédance entre le système électrique et le radiateur de l'antenne. On l'écrit

$$\eta_r = (1 - |\Gamma|^2) \tag{A.2}$$

$$\Gamma = \frac{Z_{elec} - Z_{ant}}{Z_{elec} + Z_{ant}} \tag{A.3}$$

avec

Γ	le coefficient de réflexion actif
Z_{ant}	l'impédance d'entrée de l'antenne
Z_{elec}	l'impédance de la ligne de transmission ou l'impédance d'entrée du système électronique en aval (Fig. A.1)

Ce coefficient va être important dans la réalisation pratique de l'antenne. Afin de maximiser la quantité d'énergie transmise au système électrique en aval et de diminuer la quantité d'énergie stockée (réactance) et réfléchie (valeur de Γ), un circuit d'adaptation d'impédance (*Matching array*) est nécessaire. Sa fonction sera d'adapter l'impédance d'antenne avec le circuit électrique en aval sur toute la bande de fréquence d'utilisation de l'antenne. Ces conditions sont obtenues si ce circuit d'adaptation, d'impédance $\underline{Z_L}$, est tel que $\mathcal{R}](\underline{Z_{elec}}) = \mathcal{R}](\underline{Z_L}) + R_{rad}$ et $X_L = -X_{ant}$. On utilise le TOS [2] pour évaluer la qualité d'un circuit d'adaptation.

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{A.4}$$

Un TOS valant l'unité traduit l'absence de réflexion interne causée par l'inadaptation d'impédance.

Perte de polarisation η_p Pour des antennes possédant une polarisation linéaire, on définit avec η_p, le coefficient de perte de polarisation due au non alignement de la direction du champ électrique d'une onde polarisée linéairement $\vec{u}_{\text{oem}}$ et de la longueur effective de l'antenne linéaire $\vec{u}_{\text{ant,eff}}$

$$\eta_p = |\vec{u}_{\text{oem}}.\vec{u}_{\text{ant,eff}}|^2 = |\cos \Phi_{pol}|^2 \tag{A.5}$$

avec Φ_{pol}, l'angle entre la direction effective de l'antenne et la direction du champ $\vec{E}$ d'une onde polarisée linéairement. Dans la plupart des cas, on considèrera $\eta_p = 1$. Si une onde non polarisée arrive sur cette antenne, seulement la moitié de l'énergie de l'onde est transmise au récepteur (ou à l'amplificateur) par l'antenne.

2. Taux d'Onde Stationnaire

A.2 Études du radiateur d'antenne

Résumé Il s'agit du rapport d'étude EM portant sur la géométrie du radiateur d'antenne. À l'aide du code de simulation NEC, différentes géométries de radiateur ont été simulées. Le présent rapport fournit les détails de toutes les études. Les notations utilisées et les graphes représentés y sont également définis.

LSS: Antenna geometry designs comparison

J.Girard - October 2010 - V. 1.7

I. Introduction

1) Motivation

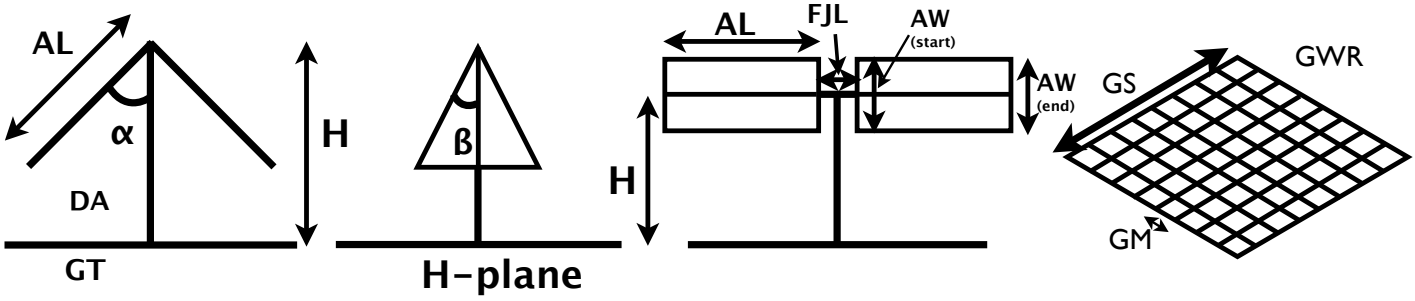
The design of Phased Arrays antennas for radio astronomical purposes is driven by both technical and scientific constraints defining a «good» antenna element. These constraints may differ depending on the final scientific requirements of the phased array. The characteristics of the antenna element will indeed globally settle the capability and the performance of the entire array (in terms of field of view, directional sensitivity, bandwidth, spatial occupation on ground, pointing...). In the context of the LOFAR project and related projects which include thousands of elementary antennas, there is an interest in optimizing the properties of the antennas by optimizing its geometry (which can lead to cost-effective or expensive antenna designs).

A previous report [1] showed a comparison of some antenna designs observing the sky in Nançay. An extended study including more antenna designs (and their preamplifier) is currently in progress. The purpose of this present work is to contribute to this study by exploring the relations between the directional patterns, the sensitivity of «ideal» lossless antennas and the geometry of the antenna radiator. We used NEC 2.0 (the «Numerical Electromagnetic Code» [2]), which can provide useful information about the behavior of an emitting (or receiving) antenna (i.e. beam shape, gain, bandwidth, losses due to the ground...) given its specific shape, its feed and matching systems and its environment (perfectly conductive/lossy ground).

2) Antenna parameters

To facilitate this study, only some geometrical parameters were considered as well as some simplifying hypotheses. We therefore consider the following antenna parameters for two classical antenna shapes: the bow-tie antenna and the inverted V-shape antenna (and associated acronyms (see table in appendix), see Fig. 1 for notations):

Geometry	Environment
Height (H)	Ground Type (GT)
Arm length (AL)	Grid size (GS)
Arm width (AW) (optional «Start» and «End» width	Grid Meshing (GM)
Wire radius (WR)	Grid Wire radius (GWR)
Droop angle α (DA)	Flare angle β (FA)



Inverted V-shape **Bow-Tie antenna** **Ground screen**

Fig. 1 *Generic antenna designs used in present radio astronomy projects*
(Note: FJL is the feed junction length)

3) Antenna candidates

In the different phased array projects (e.g. LWA, GURT, MWA, LSS, ...), different designs of antennas were developed. For the LOFAR Super Station project (LSS), the phased array element has to be wisely chosen among existing designs. Five different candidate antennas are benchmarked in the present report. Some of them were already simulated and selected in other antenna comparison reports for LWA [3,3b,4] and the GURT project [5]. The following table show the original dimensions (Table 1.) of these antennas according to the previous list of relevant geometrical parameters and as well as a overview of the NEC wire models and a picture of the actual antenna. Some parameters (i.e. Arm Length and FJL) were adjusted from the original design to a common scale (Table 1.) to ease the comparison of designs.

Fig. 1b *Numerical model (left) and actual antenna design (right). See Table 1 for references.*

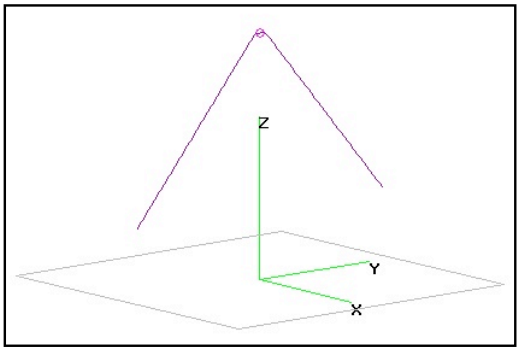
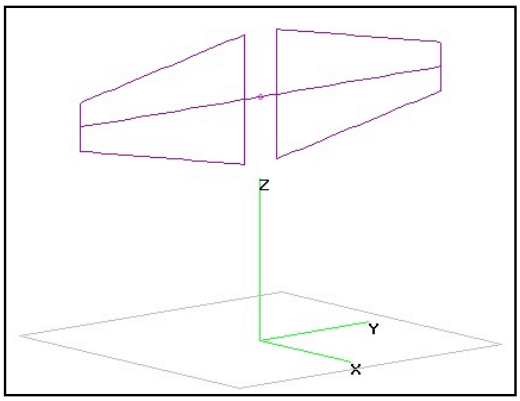
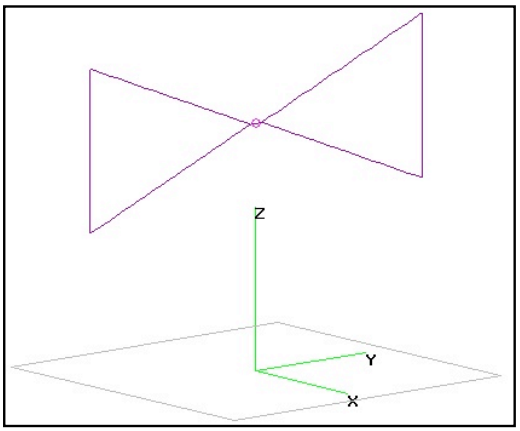
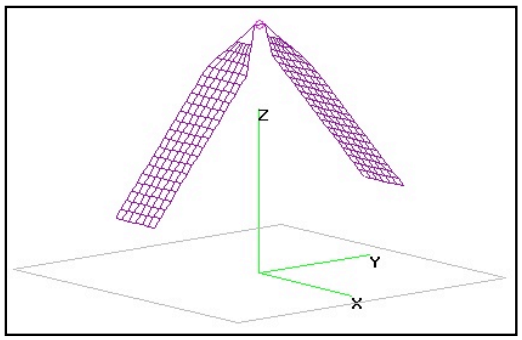
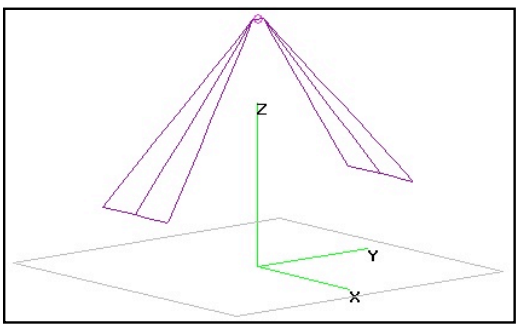
Wire model		***Real design***
	**LOFAR LBA**	
	**GURT**	
	**Antenne Papillon Active (APA)**	
	**LWA Big Blade**	
	**LWA Fork**	

Table 1. *Dipole dimension comparison and scaling*
(scaled values are in yellow (original value is repeated in the brackets)

Design Parameters Lengths in meters (m) Angles in degrees (°)	**LOFAR LBA** Inv. V-Shape	**GURT** Bow-tie	**APA** Bow-tie	**LWA Big Blade** Inv. V-shape	**LWA Fork** Inv. V-shape
	scaled value (original value)				
DA	45,00	90,00	90,00	45,00	45,00
H	1.50 (1.60)	1.50 (1.60)	1.50 (1.60)	1,50	1,50
AL	1.50 (1.38)	1,40	1.50 (1.00)	1.53 (1.72)	1.50 (1.42)
AW					
Start	N/A	0,80	0,00	0,42	0,00
End	N/A	0,30	1,00	0,42	0,71
FJL	0,09	0,30	0,10	0,09	0.09 (0.012)
WR	0.003 (0.0003)	0.003 (0.008)	0,0030	0.003 (0.005)	0.003 (0.012)
Reference	[6]	[5]	[7]	[3]	[3]&[3b]

Note 1: Wire Radius was set to 0.003 m for all antennas to reduce the size of parameters space. This value is also representative of the radius of the rod used to build the antennas.
Note 2: Concerning the LWA Fork, the wire model is simplified and shows some differences with the actual design (the transverse rode is missing). The influence of the transverse rod was modeled in study #4b).

4) Simulation hypotheses

The software

* We used the 4NEC2 software [10] which is a free interface of the NEC (for v. 2 to 4) code based on the Method of Moments [2]. The MoM is a numerical method that is able to evaluate currents flowing inside the conductive parts of antennas with any geometry. It enables the computation of directional and electrical characteristics at one or several frequencies. Each antenna wire is discretized into elementary segments from which the emitted/received EM fields are computed. Results may therefore differ from reality (especially for plain metal sheets approximated here by grid of wires). To cope with these limitations, complementary measurements has to be done on site, using the galaxy as a external reference source, and has to be compared to simulated antenna responses convolved with a galactic numerical model at low-frequency [8,9]. Balloons or artificial satellites transits measurements can also be considered. A recent measurement using on antenna candidate and the Nançay Decameter array has shown the compatibility between gain measurement and the gain predicted with NEC. We estimate that the gain variation between the simulations and the measurements will not excess ~1 dB.

* All the data present in this report (Gain values, Apertures, ...) come from numerical simulation within the validity of the method of moments detailled in the NEC documentation (i.e. constraints and realistic modelling of the antenna radiators).

Antennas

* All antennas are considered as **lossless emitting elements** and the reciprocity theorem is assumed to derive their receiving characteristics. An ideal current source of 1 A is used at each antenna feed point. Further studies focused on the electronics will consider an incident plane wave coming from an remote point source. In the scope of this study, we focused on single (polarization) antenna over a ground plane where the reciprocity theorem fully holds even in the presence of a lossy ground.

* Only **one linear polarization** is considered here. In the XYZ Axis system of 4Nec2, each antenna is collinear to the Y axis so the H-plane is the XOZ plane (φ=0°) and the E-plane is the YOZ plane (φ=90°).

* Even if we compare the geometries of «active» antennas, **the presence and the effect of the Low Noise Amplifier (LNA) is not considered here**, even though the matching technique used between the antenna and LNA affect the performance of the antenna. We only focus here on the influence of the antenna geometry on the beam pattern and on the antenna input impedance.

Coupling

* As we are simulating single antennas, **the mutual coupling between elements was not taken into account at this stage**. We consider here the «insulated» antenna pattern rather than the «embedded» antenna pattern within an array. In further studies on the array configuration, this effect will enter into consideration, as it conditions the whole array sensitivity and affects beam shapes locally depending on the antenna considered in the array. At low frequencies, the effect of the coupling will be minored if the antennas elements are sufficiently spaced in the array.

Ground and losses

* If no assumption is made about the ground and/or the ground screen, a infinite and flat **perfect electric conductive** (PEC) ground without grid **is assumed.**

* **Electric losses of conductive elements are neglected**, they are known to be negligible (by several order of magnitude) in comparison to the radiation resistance. This stops to be true at very low frequencies where the radiation resistance drops due to the interaction with the ground.

5) Metrics

We adopted some classic metric definitions. These metrics are computed for two boundary frequencies of the current band of interest of the LSS: 20 MHz and 80 MHz.

Gain: (in dBr normalized to gain maximum over all the hemisphere)
- Absolute Max Gain (Maximum value of gain as compared to that of an isotropic antenna (dBi))
- Gain at zenith ($\theta=0°$)
- Gain near horizon ($\theta=70°$) in both E/H planes of the antenna.

Aperture: (in degrees)
HPBW E (°)
HPBW H (°)
Axial Ratio (°) = HPBW (H) - HPBW (E) (if applicable, this figure of merit shows the symmetry of the main beam)

Note: In some cases, the beam width (BW) is also specified for the -6 dBr or -10 dBr level (below the absolute max gain (0 dBi in a normalized beam pattern).

6) Document structure & plots

The results of each study addressed in this document will follow the same layout:
- Quick overview of the study: to present the simulated antenna(s) as well as the parameters that were studied.

- Antenna Beam Patterns

Different beam patterns are represented on the same plot and can be identified with the color legend. As a reference, the beam pattern of a ideal lossless isotropic antenna (constant gain in all directions of the sky) is overplotted with the others.

Plot: the gain $G(\theta,\phi)$ is computed for two frequencies (20 MHz & 80 MHz) and with an angular resolution of 1°.
* H plane: («Magnetic Field» plane) XZ plane, perpendicular to antenna element $\Phi=0° \ \& \ \theta \in \{0°,90°\}$
* E plane: («Electric Field» plane) YZ plane, co-planar to antenna element $\Phi=90° \ \& \ \theta \in \{0°,90°\}$

- Antenna Input Impedance

Every emitting antenna is a transducer that couples an electric circuit with the free space by converting electric signals into an EM wave. In the literature [11], it can be represented as an electric equivalent RLC circuit whose components can be described as the complex impedance Z_{input}: $Z_{input} = R_{radiation} + jX$

* The Radiation Resistance R_{rad} is defined as the ratio between the power of the radiated EM wave and the squared current I^2 flowing in a perfect antenna (with an electric efficiency of 100%).

Note 1: This resistance has nothing to do with the antenna «loss» resistance R_{loss} of the conductor itself, which is responsible for the amount of energy dissipated in Joule heating. It simply refers (in the emitting case) to an equivalent resistance that induces, in presence of the current I, an energy loss associated with the radiation of an EM wave in the free space. In the equivalent circuit, we therefore have $R_{tot}=R_{rad}+R_{loss}$.

It is known that R_{rad} strongly depends on the antenna geometry and the working frequency. As a consequence, to improve the «sensitivity» and the «bandwidth» of a receiving antenna, constant values are therefore preferable over the largest possible bandwidth of interest of R_{rad} [11].

Note 2: The R_{rad} values may be quite small at low frequencies but as these antennas are dominated by the signal from the bright sky, high values of sky temperature (T_{sky}~10^5 K at 20 MHz [8]) will partially balance the small values of R_{rad} at low frequencies.

* The Reactance X is the imaginary part of the antenna input impedance. It describes the quantity of energy that is «stored» in the antenna and reflected back to the generator (in the emitting antenna case). This part of energy doesn't contribute to the antenna emission and must be reduced.
Depending on the sign of X, the equivalent circuit of the radiator behave as a coil (L) or as a capacitor (C):

- $X > 0$ Inductive behavior
- $X < 0$ Capacitive behavior
- $X = 0$ «Pure» resistance behavior (the antenna is called to be at «resonance»)

It is vital to reduce as much as possible the magnitude and the variation of |X| over the desired bandwidth.
In an ideal case, the antenna can be seen as a pure (radiation) resistance, maximizing the radiated/received power.

Plot: $R_{rad}(f)$ and X(f) with a spectral resolution of 2 MHz (or 0.2 MHz in some specific cases).

- Table
For each study, the values of the different metrics described above are presented.

- Discussion and conclusion
Descriptions of the results coming with the conclusion of the study.

7) Summary of the goals and scientific requirements:

The selected antenna candidates are representative of real antennas designs used in different ground-based projects. In addition, they can be used as starting generic antenna geometries that can be easily compared during the exploration of the parameter space.
Nonetheless, this exploration is driven by different constraints based on the scientific requirements of the LSS project. The performance of the antenna elements will firstly impact the performances of the mini-array (of 10-20 antennas) in terms of global sensitivity and pointing capability (FOV).

The beam pattern of the antenna must have the widest possible primary beam (without holes or side lobes) that must be quasi isotropic in order to be used in an array (Phased Array or Interferometer). In the context of the LSS project, it is also required that the directional pattern of the antenna decreases at low elevations (below ~20°). The target generic beam is therefore the maximum and constant gain from the zenith down to ~20° elevation and a quick convergence to zero gain value at the horizon (between elevation of 0° to 20°). These requirements insure to have an antenna minimizing the sensitivity to RFI and minimizing the pointing error caused by the *beam squint* of the antenna (pointing error due to the gain variation of the antenna pattern).

The antenna also need to provide broadband performances between ≤20 and 80 MHz and have a sufficient sensitivity in order to enable the mini-array of 10-20 antennas to measure radiosources. As the sensitivity of the antennas also depends on the LNA performances, we will focus our effort on the minimization of the ground losses due to the geometry of the antenna with respect to its close environment.

Along with the overall directional response, it is also important to track the variations of the antenna input impedance by:
* Maximizing R_{rad} over the largest bandwidth.
* Minimizing the magnitude of X and minimizing its variations with frequency.
These objectives are compatible with the optimization of the SNR by the «noise» matching procedure of the active antenna [8b].

II. Studies

We present here a summary of the comparative simulations of different antenna geometries and different antenna environments. It consists of coarse studies that evaluate the influence of the different parameters.

Preliminary studies

Study #1a: «Co-planar» or «Perpendicular to the ground» bow-tie antennas
Antennas: APA and derivates.

Study #1b: «Bow-Tie», «inverted V-Shape» or «inverted V-Shape Perpendicular» antennas
Antennas: APA and derivates

Dipole geometry

Study #2a: «Thin» vs. «Thick» arm width (AW) variations with inverted V-shape antennas
Antennas: LOFAR LBA, LWA fork and LWA Big Blade

Study #2b: Droop angle (DA) variation of inverted V-Shape antennas
Antennas: LOFAR LBA

Study #2c: Arm Length (AL) variation
Antennas: LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA and GURT

Study #2d: Wire radius (WR) variation
Antennas: LOFAR LBA

Study #2e: Antenna height (H) variations
Antennas: APA, LWAF

Antenna environment

Study #3a: Effect of a realistic ground and effect of the ground screen.
Antennas: LOFAR LBA, APA

Study #3b: Ground (GT) seasonal variations
Antennas: LOFAR LBA, GURT

Study #3c: Grid size (GS) variation
Antennas: LOFAR LBA, APA

Study #3d: Grid meshing (GM) variation
Antennas: LWA Fork

Study #3e: Grid wire radius (GWE) variation
Antennas: LWA Fork, APA

Supplementary studies

Study #4a: «Filled» antenna (Big Blade) vs. «wire» antenna (Fork)
Antennas: LWA Fork and derivates

Study #4b: LWA Fork design with and without transverse rod
Antennas: LWA Fork and derivates

Study #4c: Flare angle (FA)
Antennas: LWA Fork

<u>Study #1a</u>: 'Co-planar' or 'Perpendicular' to the ground bow-tie antennas
<u>Antennas:</u> APA and variants

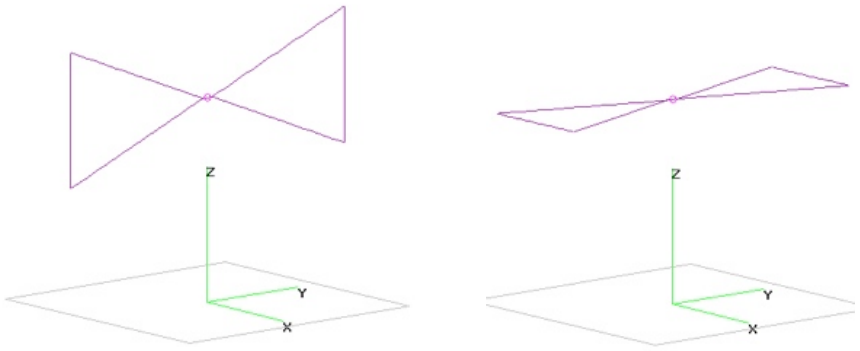


Fig 2. *horizontal dipole antennas (Bow-tie) with perpendicular orientation of the radiator plane (type 1 - left) and parallel orientation of the radiator plane (type 2 - right) with respect to the ground plane.*

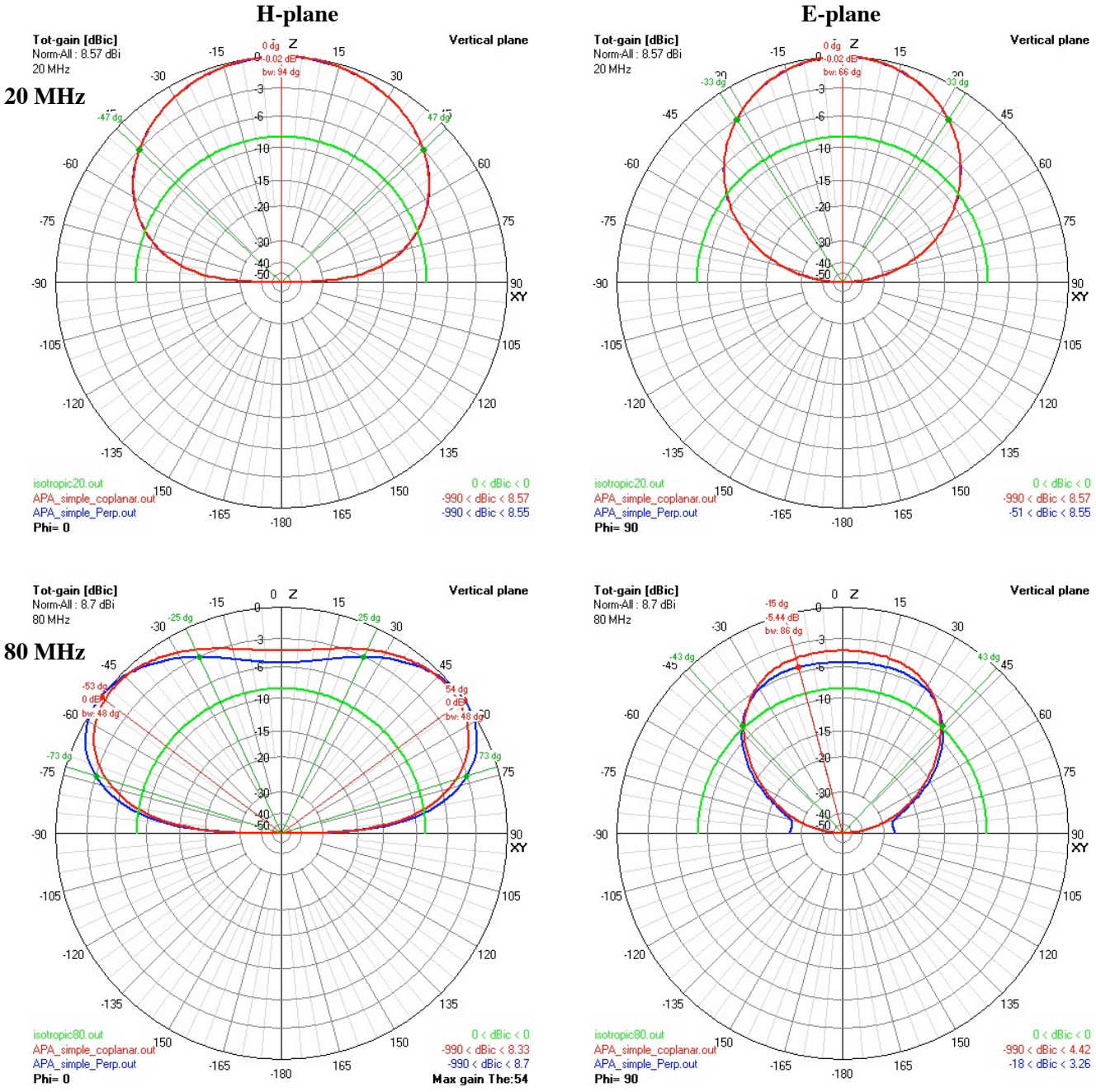


Fig 3. *(from left to right and from top to bottom) Power beam patterns in the H-, E-planes at 20 and 80 MHz. (green) isotropic antenna (blue) Type 1: perpendicular to the ground plane (red) Type 2: parallel to the ground plane.*

Table 1. *Gain, Aperture and axial ratio of the beam pattern of the type 1 (perpendicular) & 2 (parallel) antenna configuration.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)	(dBr)	E (dBr)	H (dBr)	E	H		**Remarks**
APA Co-planar	8,57	0	-18,5	-8,84	66	94	28	
APA Perp	8,59	0	-18,5	-8,78	66	94	28	
F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)	(dBr)	E (dBr)	H (dBr)	E	H		**Remarks**
APA Co-planar	8,33	-3,91	-23,7	-2,77	76	155	N/A	H: at -6dBr(2 lobes at-3dBr)
APA Perp	8,7	-5,59	-22,7	-2,06	86	158	N/A	H: at -6dBr(2 lobes at-3dBr)

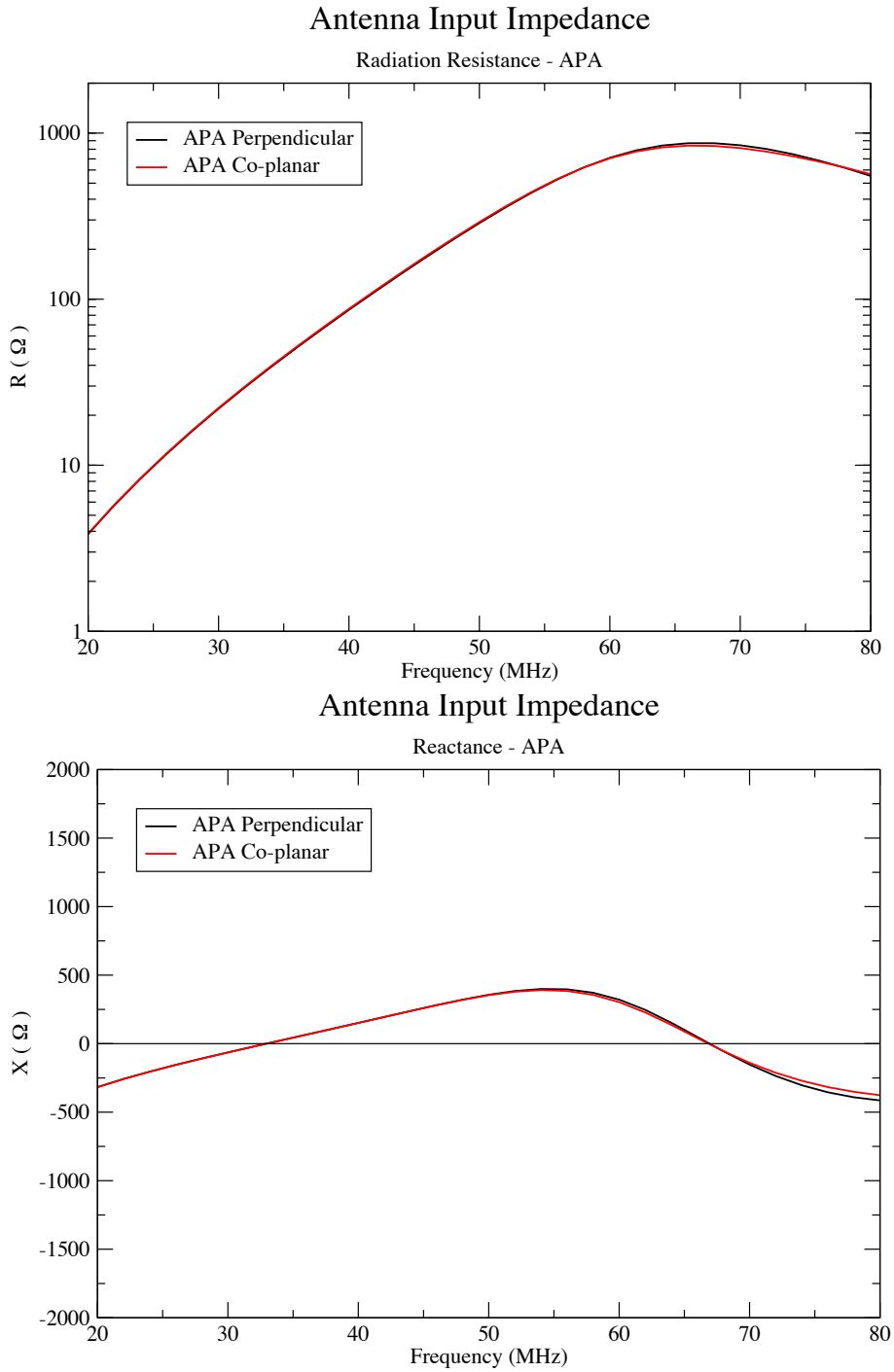


Fig 4. *(top) Radiation resistance and Reactance of the antenna input impedance from 20 to 80 MHz for the type 1 (black) and the type 2 (red) antenna configuration*

Discussion

Two variants of the same antenna design are considered here: a bow-tie design (APA) perpendicular to the ground and an other co-planar to the ground. Note that the co-planar version is analog to a inverted-V shape antenna with a droop angle (DA) of α=90°.

This kind of antenna design can be considered as «slices» of a «fat» 3-D dipole (e.g UTR-2 Dipoles [12]). Fat dipoles are known to provide broadband characteristics, i.e. the antenna input impedance is remaining relatively stable with frequency in opposition to thin dipoles (LOFAR LBA) which are narrow-band and show a peak behavior around its specific antiresonance frequency.

Absolute gain

For both designs and both frequencies, the gain differences are minor (0.02 dBr at 20 MHz and 0.4 dBr at 80 MHz) (Table 1).

For θ=70°, the differences between the two designs are ≤ 1 dB, except that the gain of the «perpendicular» design is not null at horizon in the E-plane in contrast to the «co-planar» design (Fig. 3).

Beam Patterns

At 20 MHz: The two antenna designs show nearly equal results in term of gain and aperture in both E and H plane (report to table 1. and Fig. 3).
At 80 MHz: Typical interferences between the antenna and its image by the PEC ground are revealed at zenith by a gain drop of -4 to -6 dBr as compared to the maximum (that occurs at θ=54° in the H-plane). It results in the apparition of two «lobes» if we consider the gain above -3 dBr.

The aperture (at -6 dBr) in the H plane is slightly larger for the «perpendicular» design but also comes with a deeper gain drop at zenith.
In the E plane, the «perpendicular» design also presents a larger HPBW of about 10° more than the co-planar design.

Antenna Input Impedance

The same behavior is observed for the radiation resistance R (that peaks around 66 MHz) as well as for the reactance X (which nullify around 66MHz). The perpendicular design has a greater value of R of about 50 Ω than the co-planar design (Fig. 4).

Conclusion

The two different antenna orientations show minor differences except at higher frequency where the «perpendicular» design provide larger HPBW values. Although, it comes with a non-null response at horizon in the E plane which make the antenna sensitive to man-made RFI coming from horizon.
No strong difference is revealed between a bow-tie antenna co-planar to the ground and perpendicular to the ground. We will therefore assume in the following that this two configurations are similar in term of antenna directivity and electric characteristics.

<u>Study #1b</u>: «Bow-Tie», «inverted V-Shape» or «inverted V-Shape Perpendicular»
<u>Antennas:</u> Variants of APA

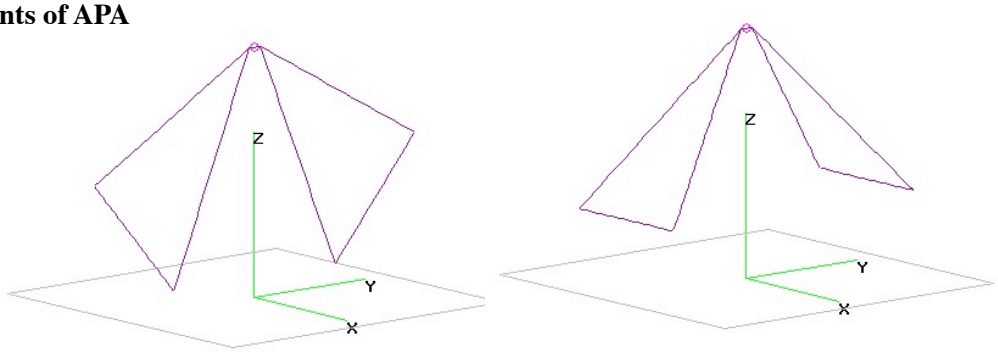
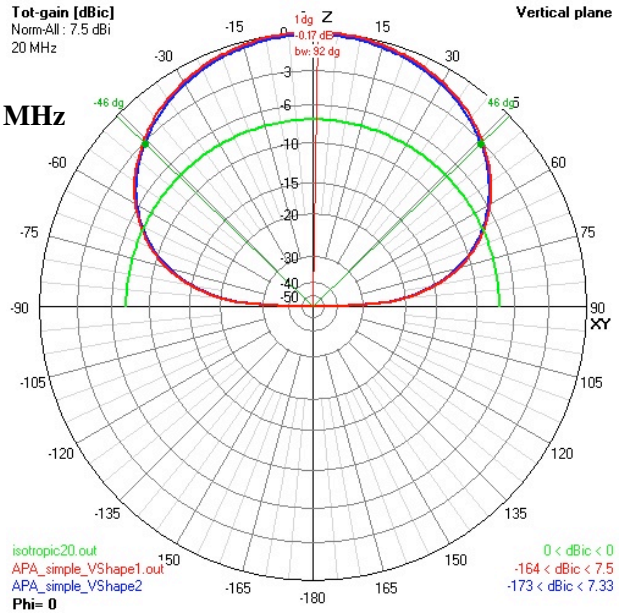
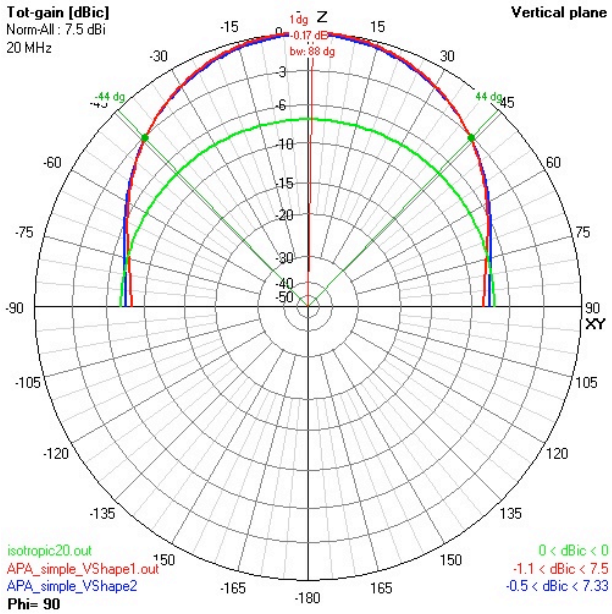


Fig 5. *dipole antennas (Inverted-V shape APA) with perpendicular orientation of the radiator plane (type 1 - left) and non perpendicular orientation of the radiator plane (type 2 - right) with respect to the ground plane.*

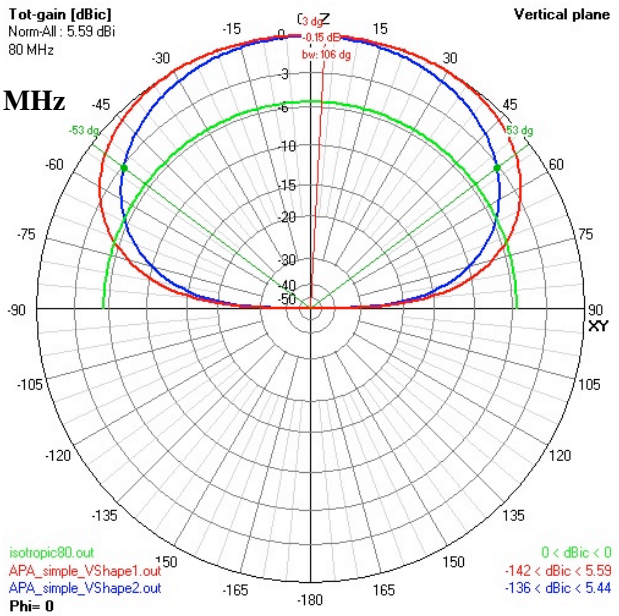
H-plane **E-plane**

20 MHz





80 MHz



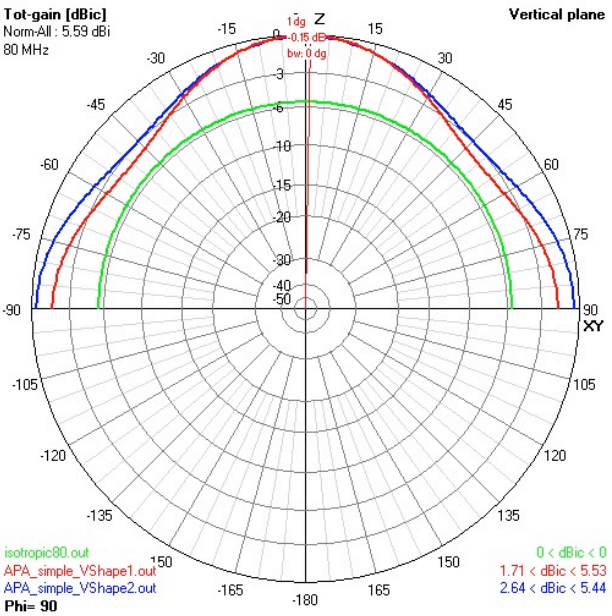


Fig 6. *(green) isotropic antenna (red) Type 1: perpendicular to the ground plane, (blue) Type 2: non perpendicular to the ground plane.*

Table 2. *Gain, Aperture and axial ratio of the beam pattern of the type 1 (perpendicular) & 2 (non perpendicular) antenna configuration.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
APA V-Shape Perp (1)	7,5	0	-7,01	-8,96	86	92	6	
APA V-Shape Copl (2)	7,33	0	-6,47	-9,01	88	92	4	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
APA V-Shape Perp (1)	5,59	0	-2,71	-5,11	180	126	N/A	E: HPBW at -6dB
APA V-Shape Copl (2)	5,44	0	-1,31	-9,01	180	106	-74	

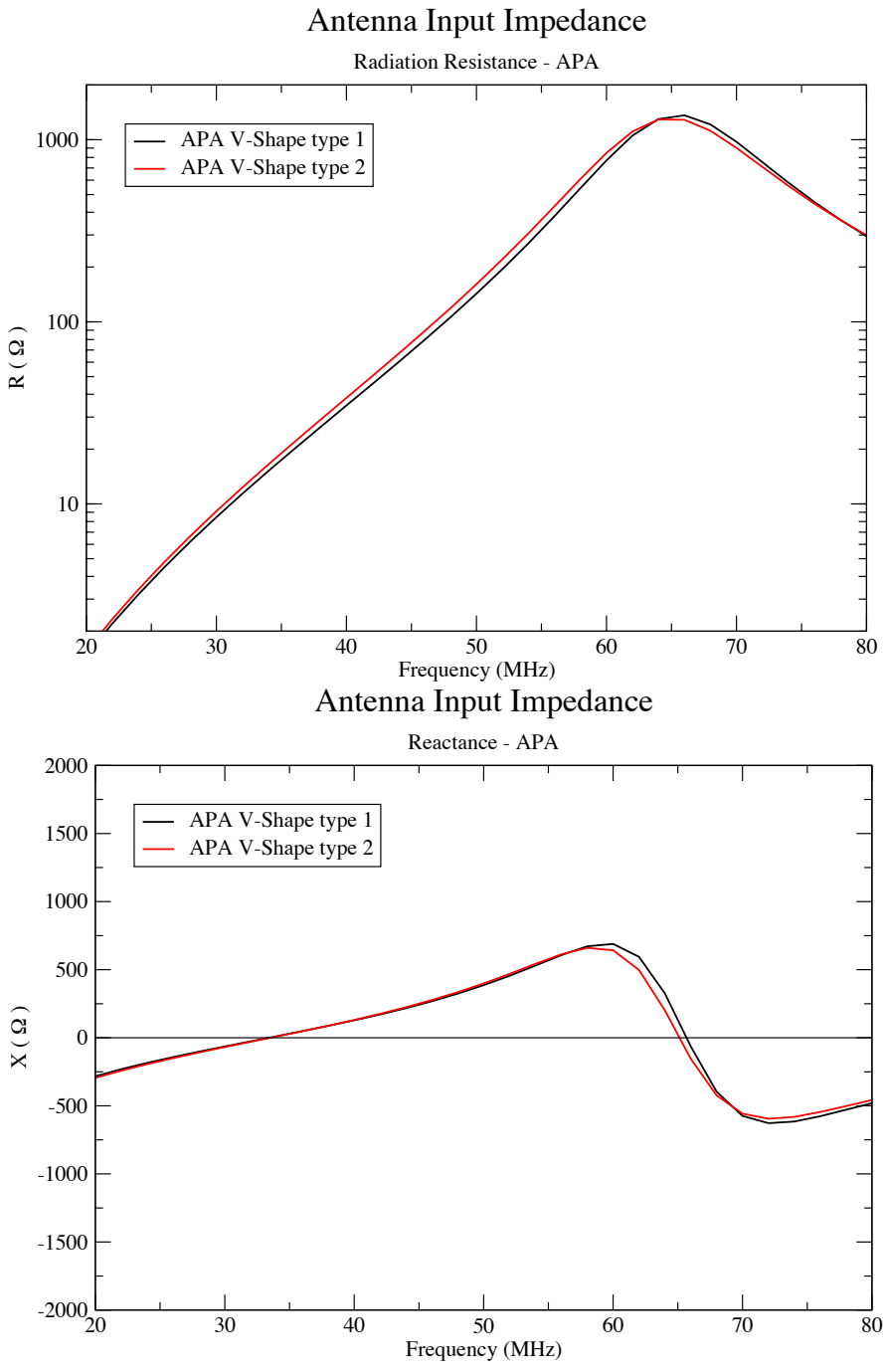


Fig 7. *(top) Radiation resistance and Reactance of the antenna input impedance from 20 to 80 MHz for the type 1 (black) and the type 2 (red) antenna configuration*

Discussion

As in the study #1a, we can see the impact of two different ways to build inverted V-shape antennas. One of the inverted-V shape antenna is perpendicular to the ground but with its arms folded down with a droop angle of 45° (Fig. 5 left). The other design (Fig. 5 right) refers to existing antenna designs used in the LWA & LOFAR projects, by making the antenna radiator plane «co-planar» to the ground and by folding down the arms with the same droop angle.

Absolute gain
Once again, the absolute gain for both design are very close. At $\theta=70°$, differences between the two designs are ≤ 1 dB.

Beam patterns
At 20 MHz:
As in study #1a, the two designs share similar beam patterns at low frequencies, except for the gain in the E plane at horizon which is greater for the «type 2» antenna (Fig. 6 right).

At 80 MHz:
In opposition to the previous study, maximum gain is here obtained at zenith. The interference effect between the real and image antenna (drop of gain due to interference effect) was shifted to the direction $\theta=\pm45°$ (Fig. 6 bottom right).

HPBW (-3 dBr) in the H plane is larger for the «perpendicular» antenna of about 20° than that of the other antenna.
Beamwidth at -6 dBr in the E plane is equal for the two designs but the gain difference at $\theta=70°$ is about 1.5 dBr and remains the same at horizon.
The beam pattern isotropy is slightly better with the «type 1» design.

Antenna Input Impedance

The radiation resistance now peaks at ~1400 Ω (Fig. 7) whereas it peaked at ~800 Ω in the previous study (Fig. 4) at around 66 MHz but it is in the expense of a narrower bandwidth (R variations were smoother than in this case).
The reactance also show more intense values with narrower behavior.
Between the two present designs, no clear difference can be made on the antenna impedance.

Conclusion

The proposed inverted V-shape antenna designs show relatively close characteristics. The folded «perpendicular» V-shape brings larger HPBW in the H plane but a smaller one in the E plane.

The bow-tie design (study #1a) shows lower values of R and X but also slowest variations across the band. Concerning the inverted V-shape (present study), the values and variations of R and X are more important, resulting in a «narrow-band» behavior of the antenna.

<u>Study #2a</u>: «Thin» vs. «Thick» arm width (AW) variations with inverted V-shape antennas
<u>Antennas:</u> LOFAR LBA, LWA Fork, LWA Big Blade

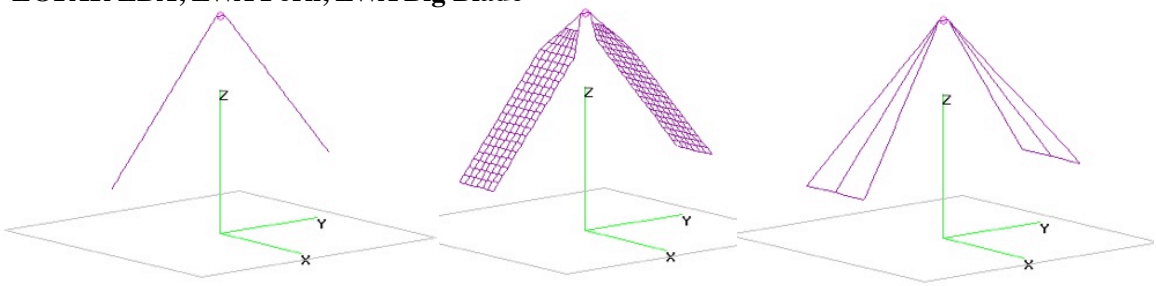


Fig 8. *(from left to right) LOFAR LBA «string» antenna, LWA Big Blade «filled» antenna, LWA Fork antenna.*

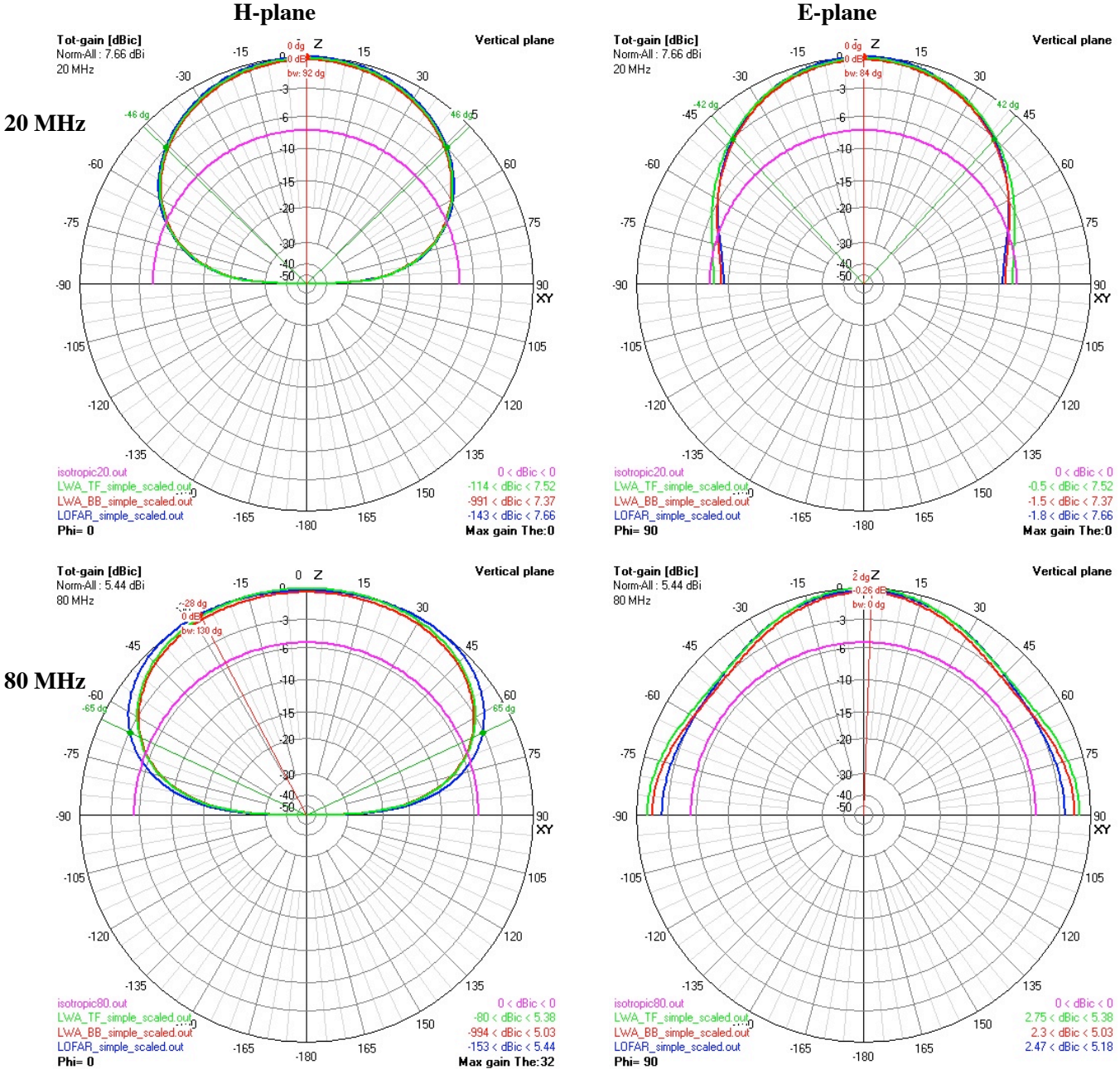


Fig 9. *Power beam patterns of an isotropic antenna (purple), the LOFAR LBA «string» antenna (blue), LWA Big Blade «filled» antenna (rouge), LWA Fork antenna (vert).*

Table 3. *LOFAR LBA «string» antenna, LWA Big Blade «filled» antenna, LWA Fork antenna.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
LOFAR LBA	7,66	0	-7,64	-8,97	84	92	8	
LWA Big Blade	7,37	0	-7,19	-8,99	86	92	6	
LWA Fork	7,52	0	-6,6	-8,99	88	92	4	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
LOFAR LBA	5,44	-0,26	-2,52	-4,6	180	130	N/A	E: HPBW at -6dB
LWA Big Blade	5,03	0	-1,87	-5,47	180	122	N/A	E: HPBW at -6dB
LWA Fork	5,38	0	-1,73	-5,7	180	120	N/A	E: HPBW at -6dB

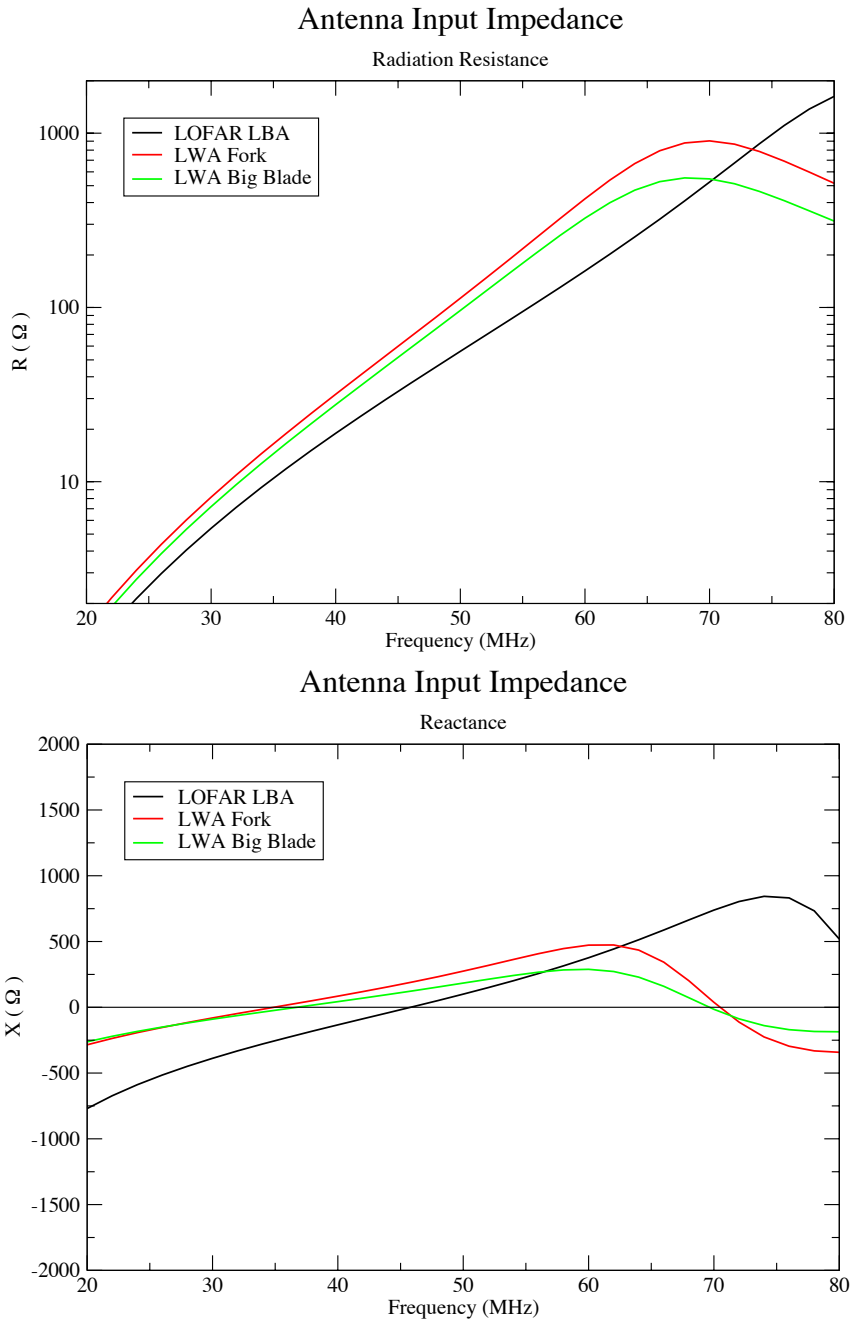


Fig 10. *Antenna input impedance of the LOFAR LBA «string» antenna (black), LWA Fork antenna (red), LWA Big Blade «filled» antenna (green).*

Discussion

By focusing on the existing antenna designs (LOFAR LBA, LWA Big Blade and Fork), the question of the arm width (AW) can be addressed. The three present designs (scaled to match similar dimensions) depict three typical case of antenna construction:

- A wire dipole = LOFAR LBA «thin dipole»
- A multi-wire dipole = LWA Fork
- A plain sheet dipole = LWA Big Blade «thick dipole» (and modeled as a mesh of single wires (Fig. 8) scaled in a way that, at 80 MHz, an incoming wave will see an equivalent continuous sheet of metal on each arm of the dipole).

Absolute gain

The absolute gain values are similar for the three designs.

Beam patterns

At 20 MHz:

As expected, beam patterns are similar in the H plane as the geometrical differences are not «seen» considering the wavelength (λ=15 m) (Fig. 9).

In the E plane, minor differences of HPBW and gain at horizon are shown with a superiority of ~1dBr of the Fork antenna.

At 80 MHz:

In the H plane, the single wire antenna (LOFAR) shows a larger HPBW (8-10 dBr difference) than the LWA antennas (Fig. 9 bottom left).

In the E plane, the different HPBW are equal. The beam patterns are closer to each other within a maximum difference of 1.5 dBr at horizon for the LOFAR LBA, which raise the lowest gain.

Antenna input impedance

«Thick» antenna (LWA Big Blade) show the lowest values of R and the lowest variations across the band (Fig. 10).

On the contrary, «Thin» antenna (LOFAR LBA) show very high variation of R and highest value across the band by a factor of ~3 as compared to the Big Blade and a factor of ~1.6 as compared to the Fork antenna.

The Fork antenna embodies a trade-off between single wire antenna and plain metal sheet antenna.

The Big Blade is the most broadband antenna and the LOFAR LBA is the most narrow-band.

The antiresonant frequency (maximum of R and minimum of X) is not the same even if the antennas share the apparent same arm length. In fact, it is the «thickness» (the perimeter) of the antenna that moves the antiresonance frequency (and the resonance frequency).

The same analysis can be done on the reactance (X).

Note: For cost reasons, the Fork model (or similar) was preferred in the LWA project as it is lighter and constituted of less material for nearly equal performances.

Conclusion

Once again, at low frequency, the three antennas have equivalent behaviors.

In term of beam patterns, the LOFAR LBA brings the largest values of HPBW but with an asymmetric beam and also the narrowest impedance behavior across the frequency range.

The Fork model represents a compromise between the large values of HPBW brought by a single wire element and the impedance broadband behavior (despite lower values) of a metal sheet antenna (Big Blade). Therefore, multi-wire antennas, like the LWA fork antenna, are preferred.

<u>Study #2b</u>: Droop angle (DA) variation of inverted V-Shape antennas
<u>Antennas</u>: LOFAR LBA and variants

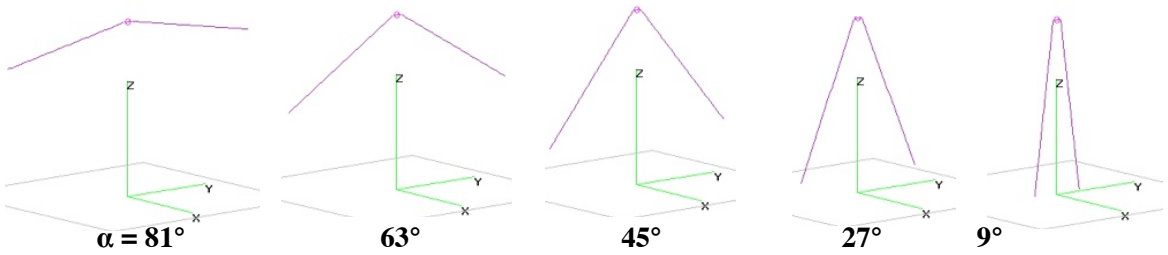


Fig 11. *dipole antennas (Inverted-V shape LOFAR LBA) with different values of the droop angle (DA) (from left to right) α =81°, 63°, 45°, 27° and 9°.*

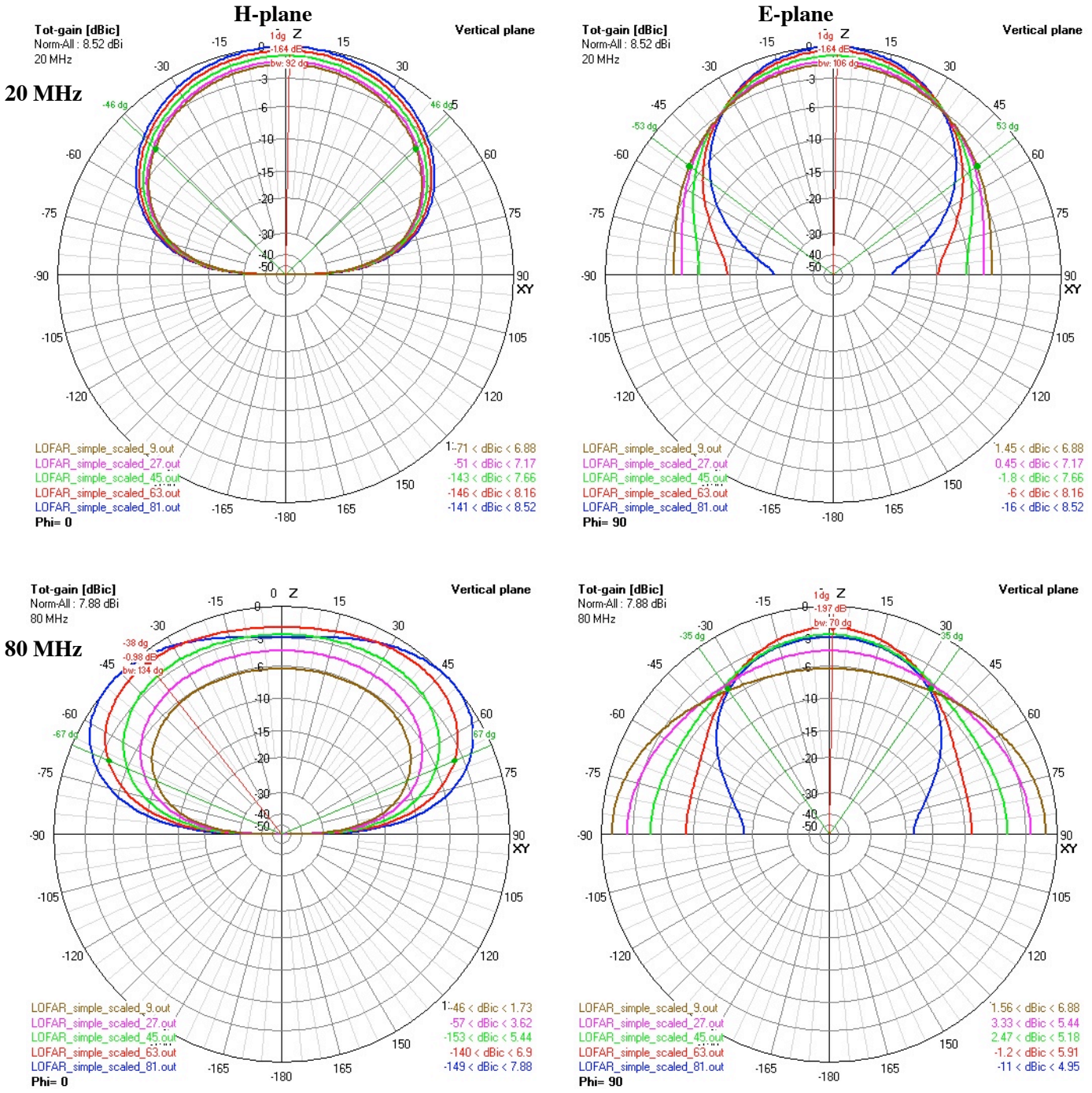


Fig 12. *Beam pattern simulations of the LOFAR LBA antenna with different values of the droop angle (DA) α =81° (blue), 63° (red), 45° (green), 27° (purple) and 9° (brown). The isotropic beam pattern is not shown here for clarity.*

Table 4. *Gain, aperture and axial ratio values for configurations of the LOFAR LBA antenna with different droop angles. The radiation efficiency was 100% for all models.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H	
LOFAR LBA 9°	6,88	0	-4,57	-8,94	106	92	14
LOFAR LBA 27°	7,17	0	-5,59	-8,98	96	92	4
LOFAR LBA 45°	7,66	0	-7,64	-8,97	84	92	8
LOFAR LBA 63°	8,16	0	-10,8	-8,93	74	92	18
LOFAR LBA 81°	8,52	0	-15,3	-8,85	68	94	26

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H	
LOFAR LBA 9°	6,88	-5,32	-0,86	-9,86	96	128	32
LOFAR LBA 27°	5,44	-1,89	-0,6	-6,87	180	126	54
LOFAR LBA 45°	5,44	-0,26	-2,78	-4,6	180	130	50
LOFAR LBA 63°	6,9	-0,99	-7,97	-3,79	70	134	64
LOFAR LBA 81°	7,88	-2,93	-2,86	-14,9	78	140	62

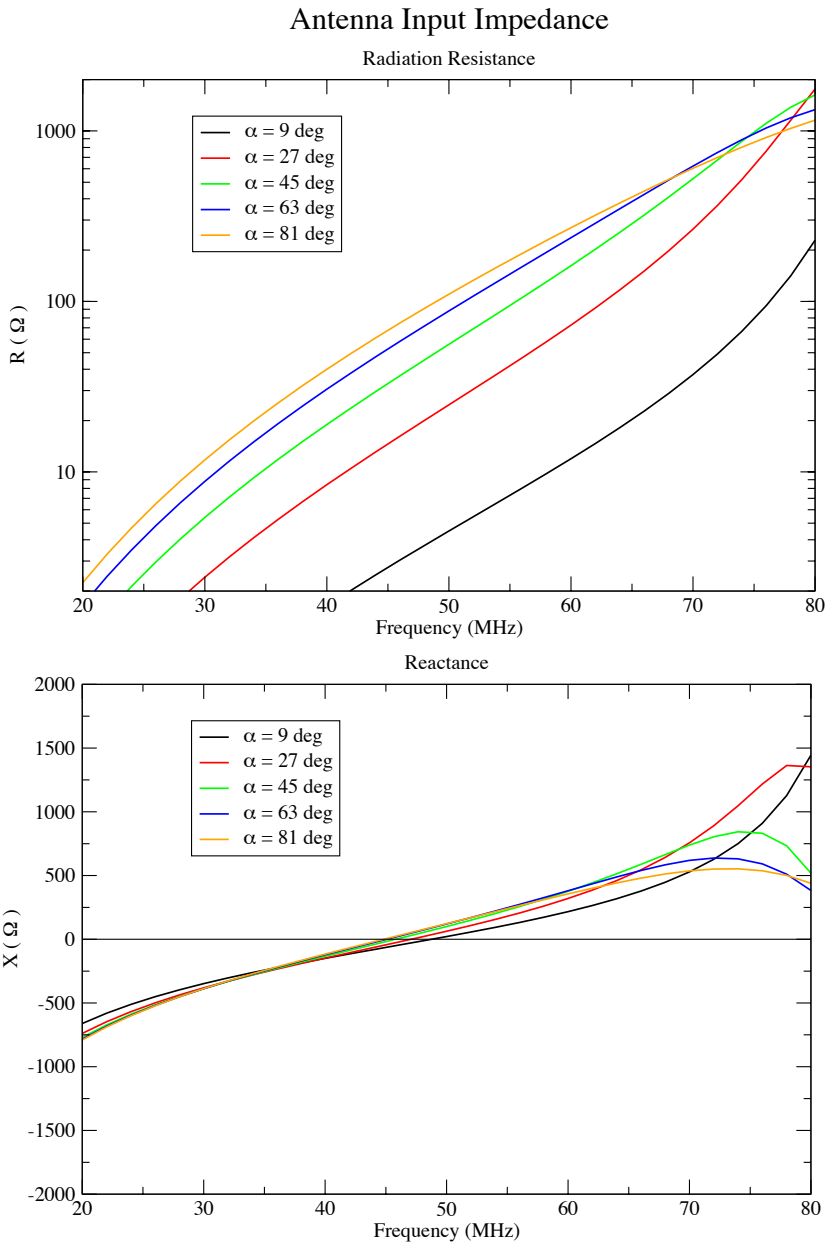


Fig 13. *Antenna input impedance of the LOFAR LBA with different droop angle values: α=81° (yellow), 63° (blue), 45° (green), 27° (red), 9° (black).*

Discussion

We only used the LOFAR single wire antenna for this simulation as it is representative of the other inverted-V antennas and as it is very simple to simulate (Fig. 10). Given the pattern similarities between different inverted V-shape antennas (see study #2a), it is assumed that the effect of the droop angle will be the same for the other antennas of the same kind and built with «thicker» conductors.

A droop angle of α=45° is the common value used in the previously mentioned projects. For this study, we sampled regularly the droop angle (by step of $\Delta\alpha$=18°) to show the effect of the droop angle on the antenna characteristics.

Absolute gain
The absolute gain increases of nearly 2 dBr at both frequencies (Fig. 12 and Table 4) between the «quasi-vertical» antenna (α=9°) antenna and the «quasi-horizontal» (α=81°)

Beam patterns
As noticed is the previous studies, the effects at low frequencies are always tempered as compared to that at higher frequencies. This is due to the fact that, for a large values of the wavelength, the characteristic size of the antenna begin to be negligible and tends to behave as a «short» dipole ($<\lambda/10$) antenna.

at 20 MHz:
In the H-plane (Fig. 12 top left), the HPBW (-3dB) slowly varies from 92° to 94° with the droop angle whereas it decreases of 38° in the E plane (top right).
In the E-plane, the gain at θ=70° strongly varies from -4 dBr to -15 dBr as the gain at zenith falls.
The most isotropic beam pattern is given by α=27° which leads to an axial ratio of ~4° (Table 4).
For α=81°, the antenna is similar to a co-planar bow-tie of study #1a (with α=90°) and tends to a classic horizontal dipole (Fig. 12 right column).

at 80 MHz:
In the H-plane, the widest beam is given by α=81° and the lowest for α=27°.
In the E-plane, the widest beam is given by α=27° and the lowest for α=81°.

The most isotropic beam pattern is first given by α=9° (Axial ratio of 32°) but it comes with a high gain drop at zenith (-6 dBr). Therefore this antenna is discarded. Indeed, it is not advised to have a high gain in the horizon because of the consequent sensitivity to RFI arising from low elevations. The second most isotropic beam pattern is given by α=45° (Axial Ratio of ~50°) which seems to be a reasonable compromise.

Antenna input impedance
Radiation resistance and Reactance values for the LOFAR LBA with different droop angles are comparable across the band except for α=27° (Fig. 13 red) and α=9° (black).
The most broadband antenna showing the lowest reactance is given by α=9°.
For different droop angles, the resonance occurs at different frequencies (the slope is shifted toward low frequencies when α increases).

Conclusions
The primary effect of the droop angle is the broadening of the main beam with a decreasing value of the droop angle. These broadenings come with strong gain variations at zenith on the upper part of the band (Fig. 11 bottom row).
The magnitude of the antenna radiation resistance remains nearly unchanged for different droop angles but the curve is shifted toward lower frequencies as α increases. The reactance variations decrease with an increasing α, making the antenna more broadband.
The classical inverted V-shape antenna with a droop angle of α=45° minimizes the anisotropy of the beam at the highest frequency (AR=50°, given that the antenna with α=9° is a critical case and therefore is excluded) and also supplies a trade-off between high value of radiation resistance (and reactance) and antenna bandwidth.

Study #2c: Arm Length (AL) variation
Antennas: LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA, GURT

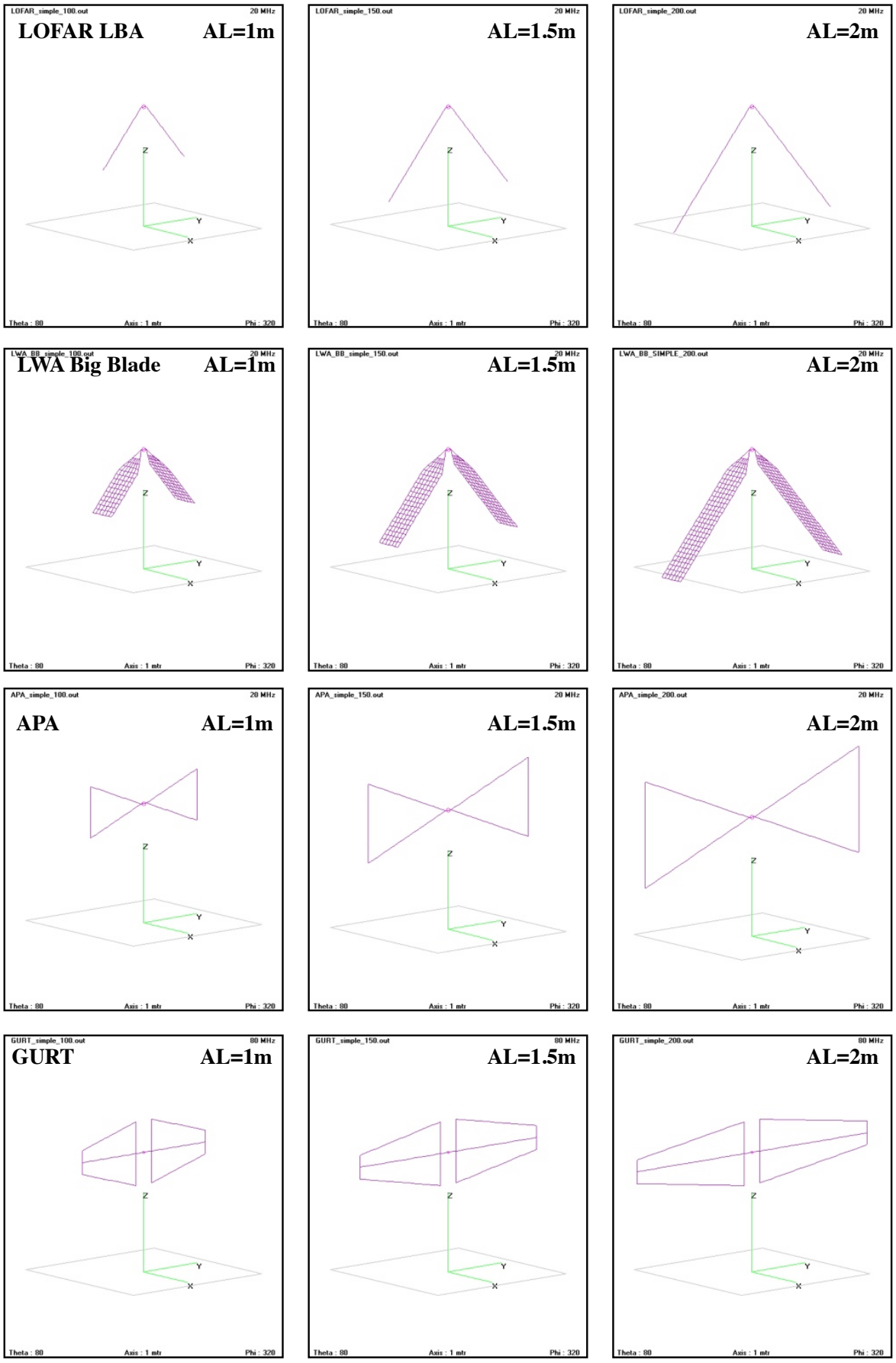
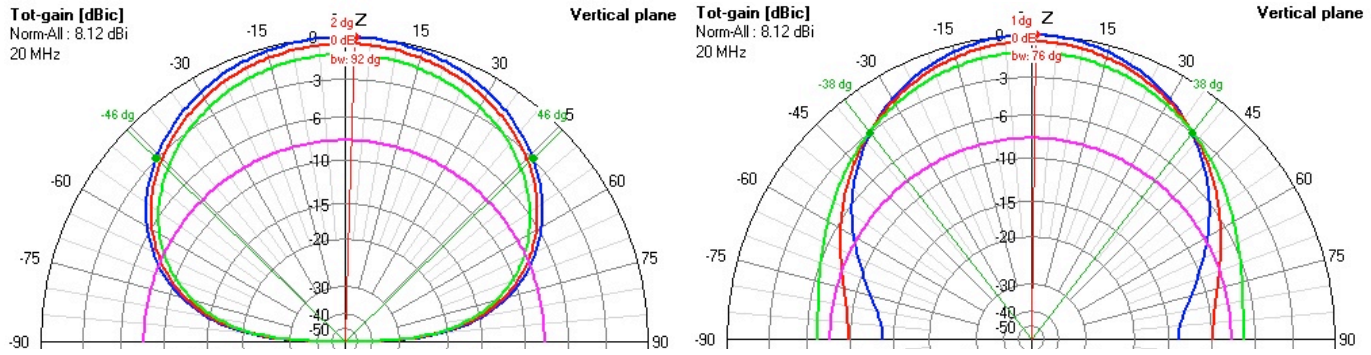
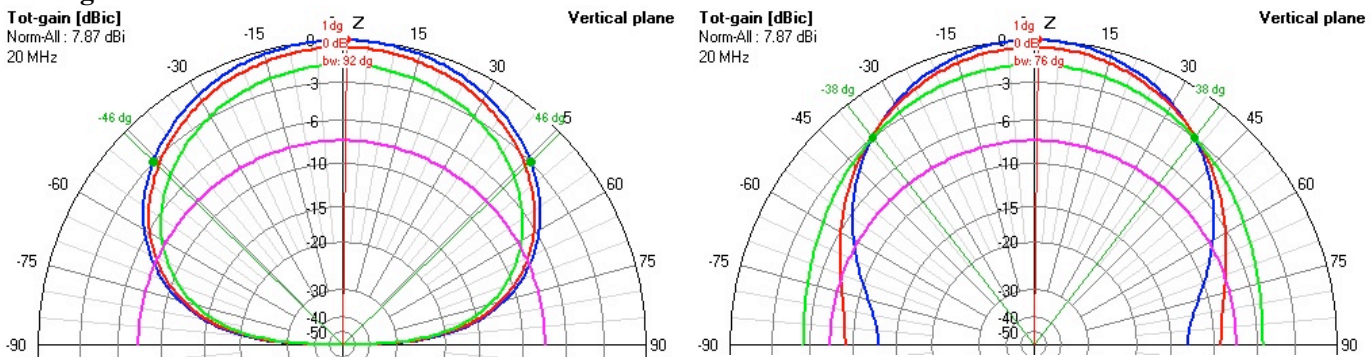


Fig 14. *Simulated antenna models (from top to bottom): LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA, GURT. For each antenna, we considered three different values of arm length (AL) (from left to right) 1m, 1.5m, 2m.*

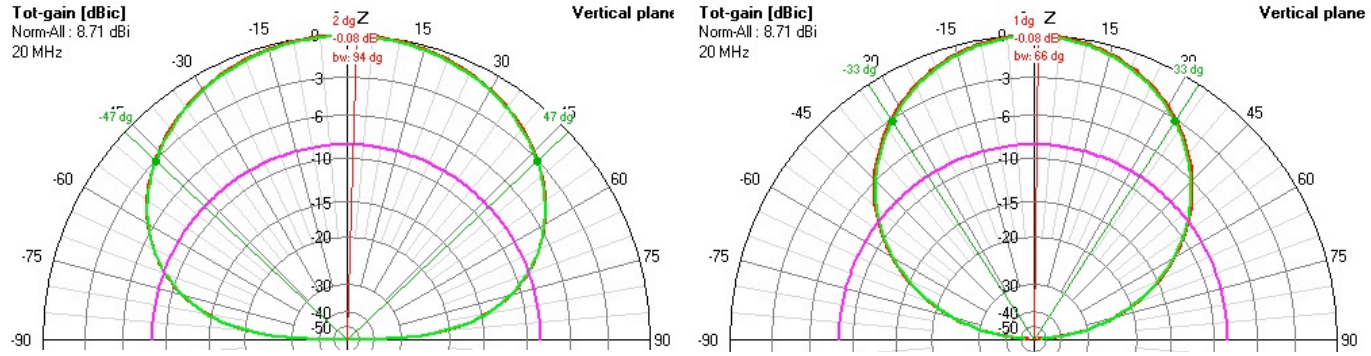
LOFAR LBA **H-plane** **E-plane**



LWA Big Blade



APA



GURT

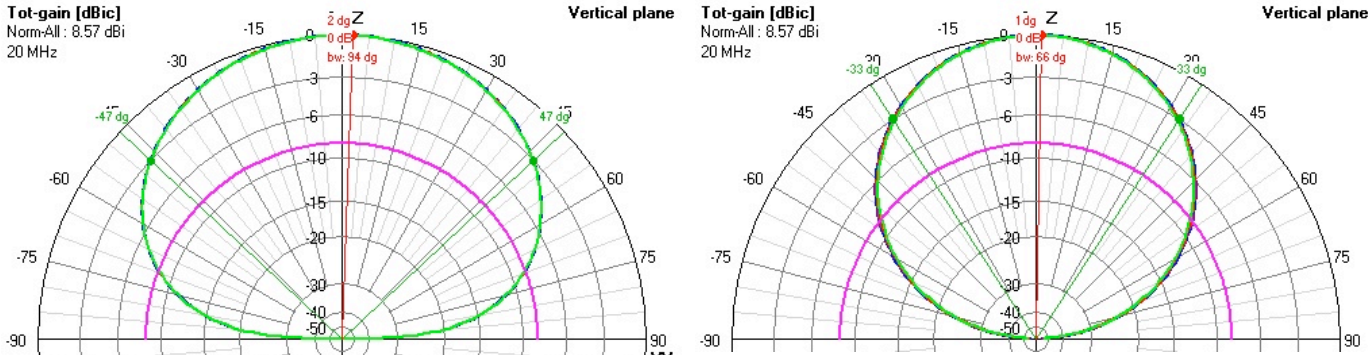
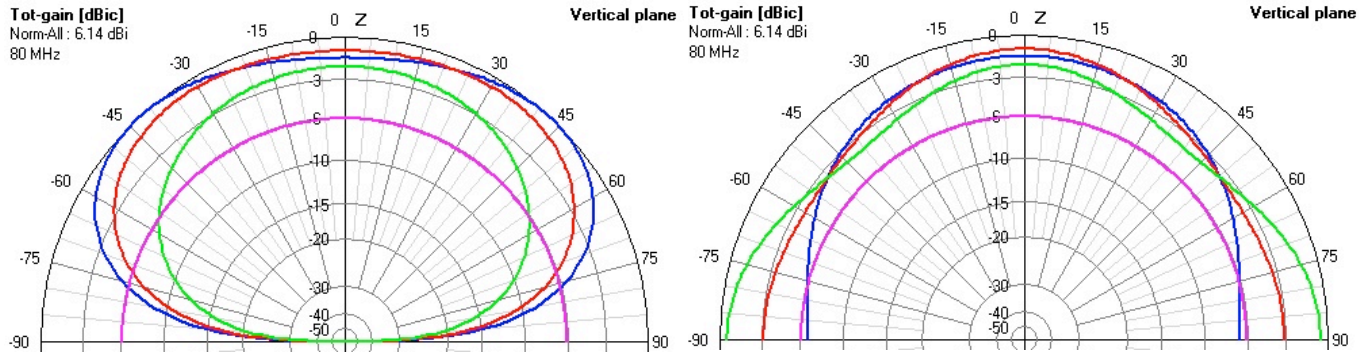
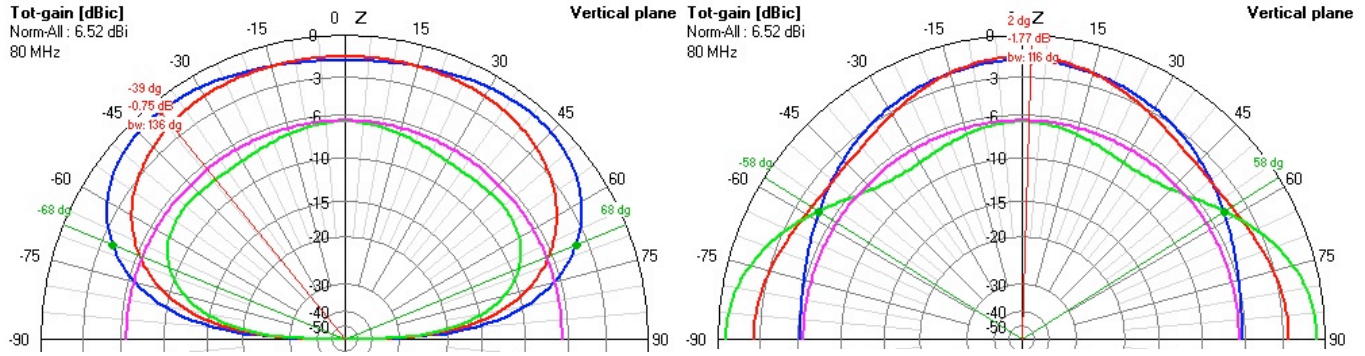


Fig 15a. *Simulated beam patterns (from top to bottom): LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA, GURT at a frequency of 20 MHz. The H (left column) and E (right column) power patterns are plotted for different values of the arm length: 1m (blue), 1.5m (red), 2m (green). The isotropic antenna pattern is drawn in purple for reference.*

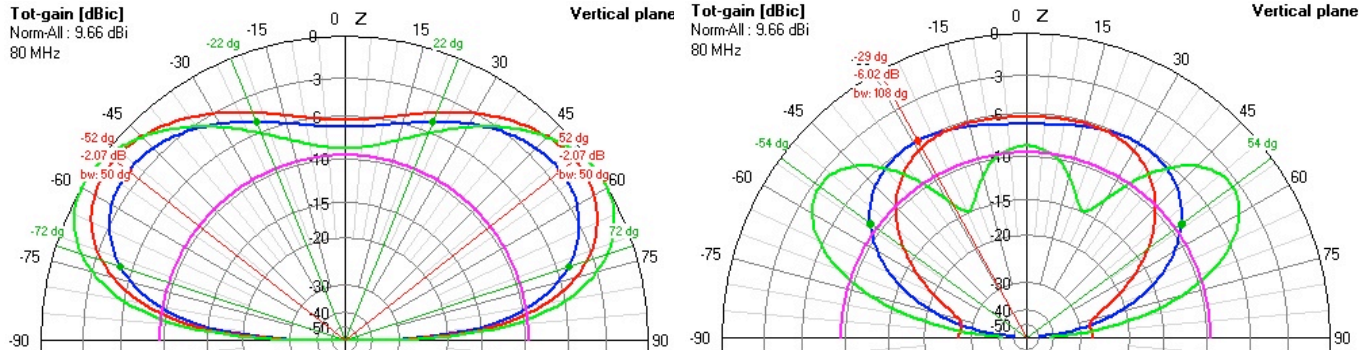
LOFAR LBA **H-plane** **E-plane**



LWA Big Blade



APA



GURT

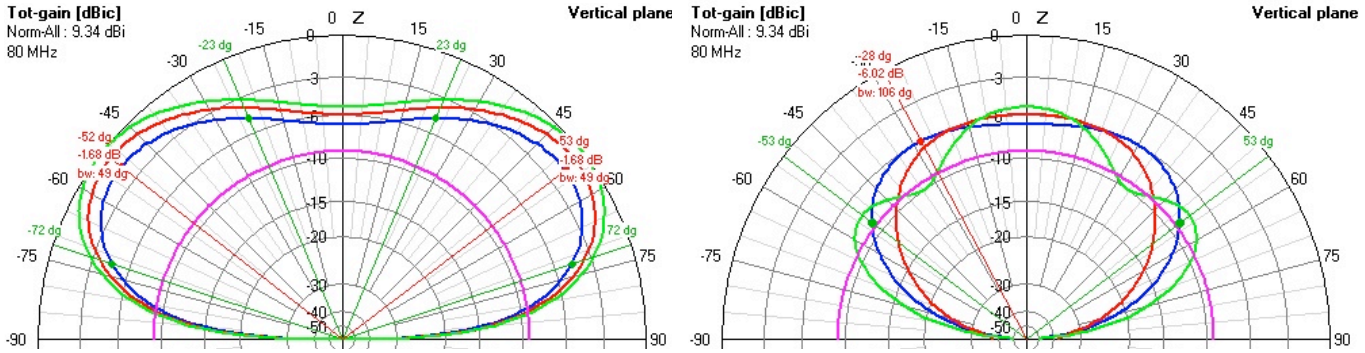


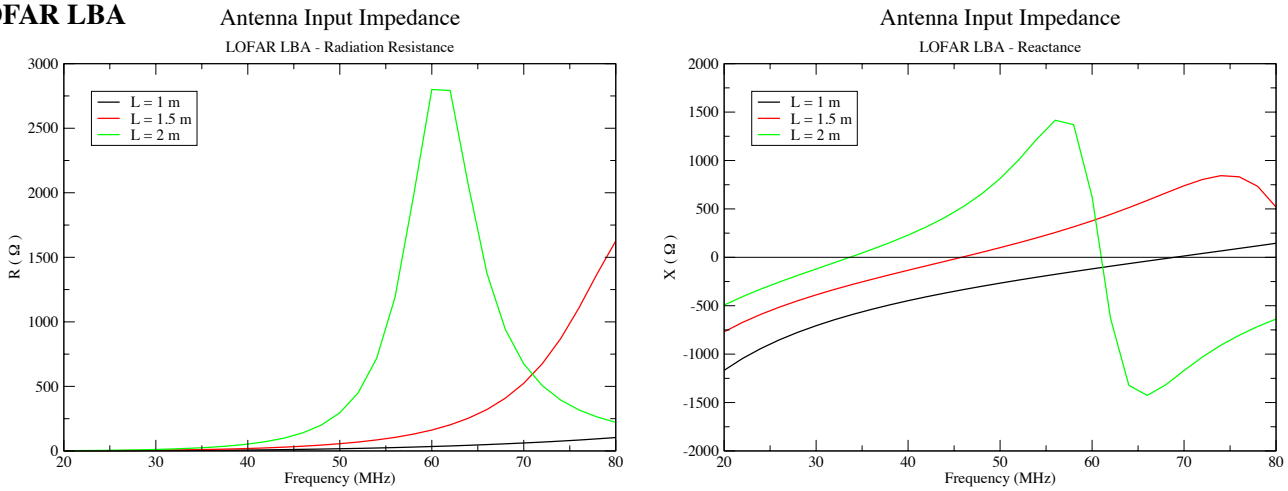
Fig 15b. *Simulated beam patterns (from top to bottom): LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA, GURT at a frequency of 80 MHz. The H (left column) and E (right column) power patterns are plotted for different values of the arm length: 1m (blue), 1.5m (red), 2m (green). The isotropic antenna pattern is drawn in purple for reference.*

Table 5. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the simulated antenna models of Fig. 12: LOFAR LBA, LWA Big Blade, APA, GURT) with arm length of 1m, 1.5m and 2m.*

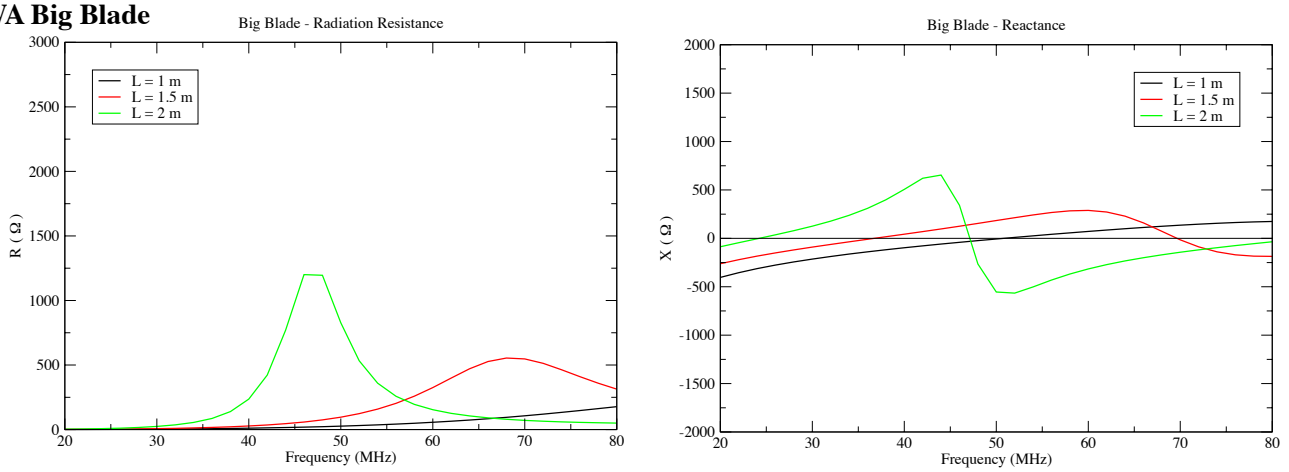
F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Rad.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA 1m	8,12	0	-10,4	-8,92	76	92	16	100	
LOFAR LBA 1.5m	7,66	0	-7,64	-8,97	84	92	8	100	
LOFAR LBA 2m	6,93	0	-4,89	-9	102	92	10	100	
APA 1m	8,66	0	-18,3	-8,79	66	94	28	100	
APA 1.5m	8,71	0	-18,5	-8,77	66	94	28	100	
APA 2m	8,63	0	-18,6	-8,74	66	94	28	100	
GURT 1m	8,57	0	-18,4	-8,78	66	94	28	100	
GURT 1.5m	8,54	0	-18,6	-8,77	66	94	28	98,95	
GURT 2m	8,54	0	-18,9	-8,78	66	94	28	97,92	
LWA BB 1m	7,87	0	-9,92	-8,95	76	92	16	97,5	
LWA BB 1.5m	7,37	0	-7,19	-8,99	86	92	6	97,2	
LWA BB 2m	6,15	0	-3,25	-9,03	130	92	38	96,95	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Rad.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA 1m	6,14	-1,45	-5,61	-3,47	118	138	20	100	
LOFAR LBA 1.5m	5,44	-0,26	-2,78	-4,6	180	130	-50	100	
LOFAR LBA 2m	5,64	-1,56	-1,12	-9,52	104	100	-4	100	Gmax at horizon in E
APA 1m	7,59	-4,94	-14,7	-2,29	108	157	N/A	100	Beamwidth at -6dBr
APA 1.5m	8,87	-5,58	-22,7	-2,06	86	157	N/A	100	Beamwidth at -6dBr
APA 2m	9,66	-9	-8,17	-1,32	156	168	N/A	100	Multilobes / Beamwidth at -10dBr
GURT 1m	7,66	-5,18	-15,4	-2,21	106	157	N/A	100	Beamwidth at -6dBr
GURT 1.5m	8,62	-5,28	-20,2	-2,18	84	157	N/A	100	Beamwidth at -6dBr
GURT 2m	9,34	-5,33	-12,5	-2,16	132	157	N/A	100	Multilobes/BW at -10dBr (E) & -6dBr (H)
LWA BB 1m	5,77	-1,02	-4,87	-3,77	116	136	20	100	
LWA BB 1.5m	5,03	0	-1,87	-5,47	180	122	-58	100	
LWA BB 2m	6,52	-6,62	-2,29	-9,81	126	138	N/A	100	max at horizon & beamwidth at -10dB

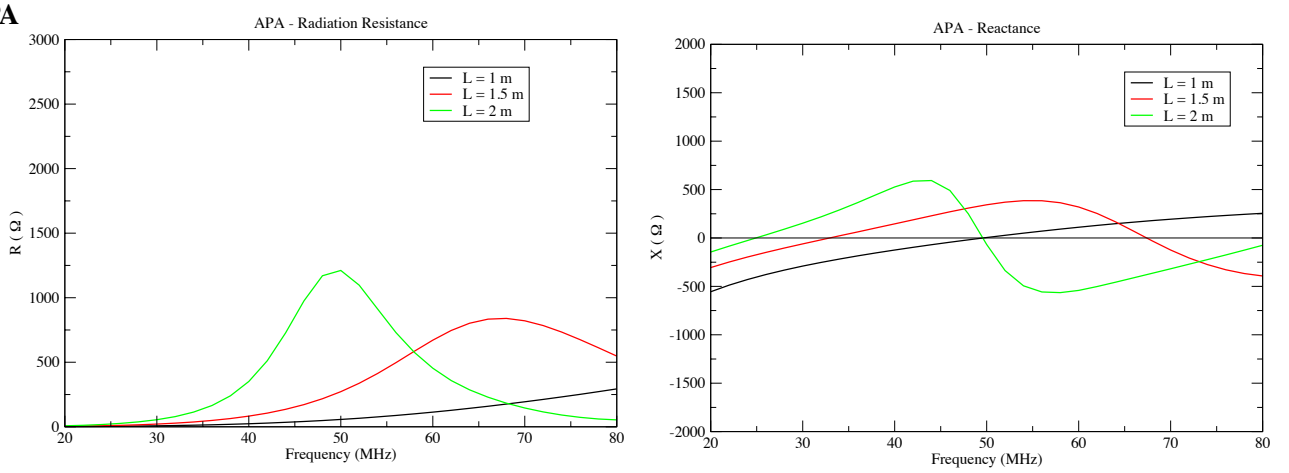
LOFAR LBA



LWA Big Blade



APA



GURT

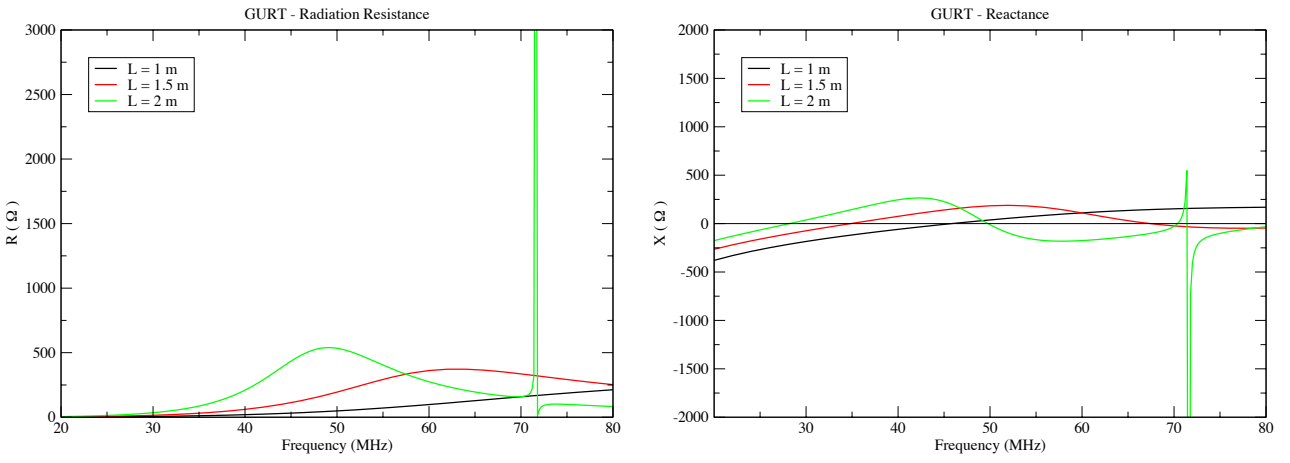


Fig 16. *Antenna input impedance for the simulated antennas with different arm length: L= 1m (black), 1.5m (red) and 2m (green).*

Discussion

The arm length of the dipole is now considered separately for four different antenna designs and three different arm lengths (L=1m, 1.5m and 2m).
Two inverted V-shape (LOFAR LBA and LWA Big Blade - Fig. 14 1st and 2nd row) and two bow-tie antennas (APA and GURT - 3rd and 4th row) were studied. The GURT and LWA Big Blade represents thick dipole (filled dipoles) whereas the LBA and APA stands for «thin» dipoles. The LWA Fork antenna is not considered here as its behavior is supposed to be bonded by the two «extreme» cases constituted by the LOFAR LBA and the LWA Big Blade antenna.

Absolute gains
at 20 MHz: the increase of arm length of the arm has an effect on the absolute gain of inverted V-shape antennas whereas it remains quite constant for Bow-tie antennas (Table 6).
at 80 MHz: the previous trend is reversed as depicted in the next table.
In the two cases, the absolute gain raised with the length of the arm.

Table 6. *(top) Absolute gain variation with the arm length and (bottom) variation of the low elevation gain in the E-plane for the four antenna models. The value in each cell represents (in dB) the amplitude of the gain variation between AL=1m and AL=2m.*

Frequency	Bow-tie Antennas (APA I GURT)	Inverted V-shape Antennas (LBA I Big Blade)
20 MHz	0.08 I 0.03 dB	1.2 I 1.7 dB
80 MHz	2.1 I 1.7 dB	0.5 I 0.75 dB

Frequency	Bow-tie Antennas (APA I GURT)	Inverted V-shape Antennas (LBA I Big Blade)
20 MHz	0.3 & 0.5 dB	5.5 & 6.7 dB
80 MHz	see table	see table

Beam patterns
At 20 MHz: (Fig. 15a)
- Inverted V-shape antennas: (1st and 2nd rows)
Increasing the arm length impacts the HPBW in the E-plane by widening the beam of about 50°. The effect is negligible (<1°) in the H plane.

- Bow-tie antennas: (3rd and 4th rows)
The length of the arm doesn't affect the beam shape at low frequencies in both E and H-planes.

At 80 MHz: (Fig. 15b)
As each antenna behaves differently at the highest frequency, no general trend can be formulated concerning the impact of arm length on the beam shape. But it is clear that changing the length of the arm induces severe pattern modifications mainly in the E plane (e.g. apparition of side lobes).

- Inverted-V shape: (1st and 2nd rows)
Beam widening in the E plane and beam shrinking in the H plane.

- Bow-tie antennas: (3rd and 4th rows)
Beam widening in both E and H planes.
All widening go hand in hand with gain drops at zenith or specific directions.

Antenna Input Impedance

An increase of the arm length shifts the antenna input impedance toward lower frequencies (Fig. 16). It is shown that, for the four antenna designs, the longer the arm, the more sensitive the antenna will be in the 20-80 MHz frequency band. But, with the arm length increase, the antenna also becomes more narrowband:
* Increase of the maximum value of R (antiresonance)
* Increase of the maximum value of X and of its variations across the band.

LOFAR LBA: (Fig. 16 1st row)
The single wire antenna with an arm of 2 meters long brings the highest value of R (R_{max}~2750 Ω) in the band but also is the narrowest antenna in term of impedance bandwidth (as shown in study 2a).

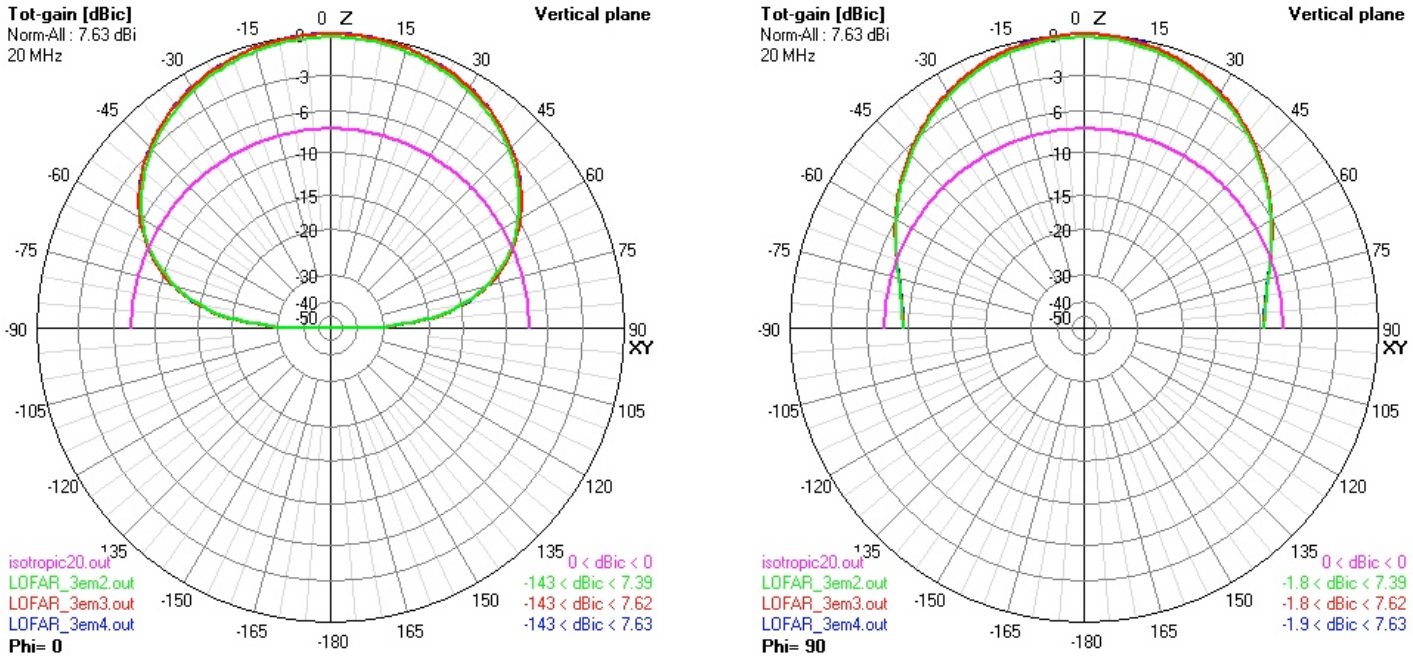
GURT: (Fig. 16 4th row)
GURT has the most stable behavior across the band but has also the lowest value of R (R_{max}~250 Ω).
(the green curves has a resolution of 0.2 MHz instead of the standard 2 MHz to improve the quality of the plot)
Note: An unexpected behavior is revealed at F=72 MHz where a strong peak (R > 8000 Ω and X < -7200 Ω) which will be investigated (probably due to numerical errors)).

Conclusions
By changing the length of the arm, one can select the frequency of the resonance and of the antiresonance frequencies. This effect can be used to optimize an antenna element for a specific scientific tasks where sensitivity is needed. It also impacts the amplitude of X variations across the band. For example, an Arm Length of 2 m shifts the maximum peak of R to mid-band. The length of the arm has to be a compromise between broadband characteristics and sensitivity.

<u>Study #2d</u>: Wire radius Variation
<u>Antennas</u>: LOFAR LBA

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

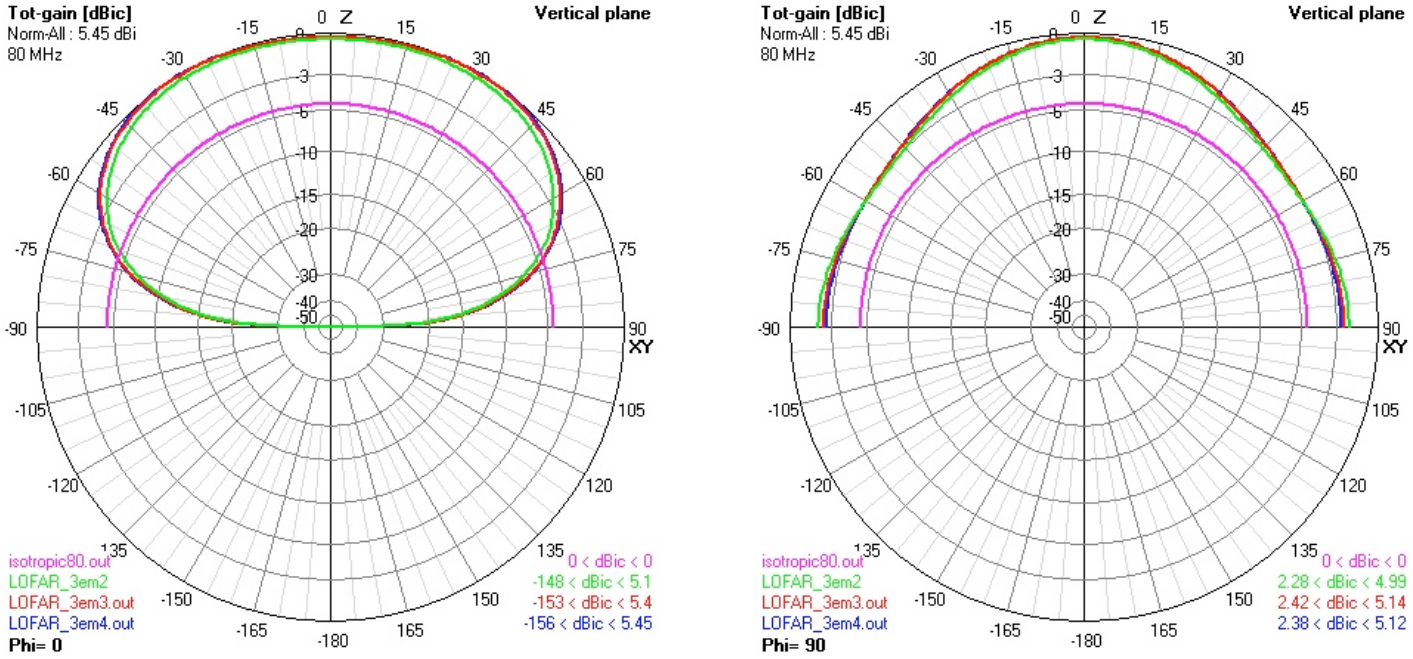


Fig 17. *Simulated beam patterns of the LOFAR LBA antenna with different radii of conductors: WR= 3.10^{-4} m (Blue), 3.10^{-3} m (Red), 3.10^{-2} m (Green)*

Table 7. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the LOFAR LBA antenna with different wire radius: WR= 3.10^{-4} m, 3.10^{-3} m, 3.10^{-2} m*

F = 20 MHz	**Gain**				**Aperture**				
	Absolute	th=0°	th=70°		HPBW		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR 3e-2	7,39	0	-7,46	-8,97	84	92	8	96,35	
LOFAR 3e-3	7,62	0	-7,65	-8,97	84	92	8	100	
LOFAR 3e-4	7,63	0	-7,7	-8,97	84	92	8	100	

F = 80 MHz	**Gain**				**Aperture**				
	Absolute	th=0°	th=70°		HPBW		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR 3e-2	5,1	-0,11	-2,33	-4,92	180	126	-54	96,52	
LOFAR 3e-3	5,4	-0,26	-2,78	-4,59	180	130	-50	100	
LOFAR 3e-4	5,45	-0,33	-2,96	-4,49	180	130	-50	100	

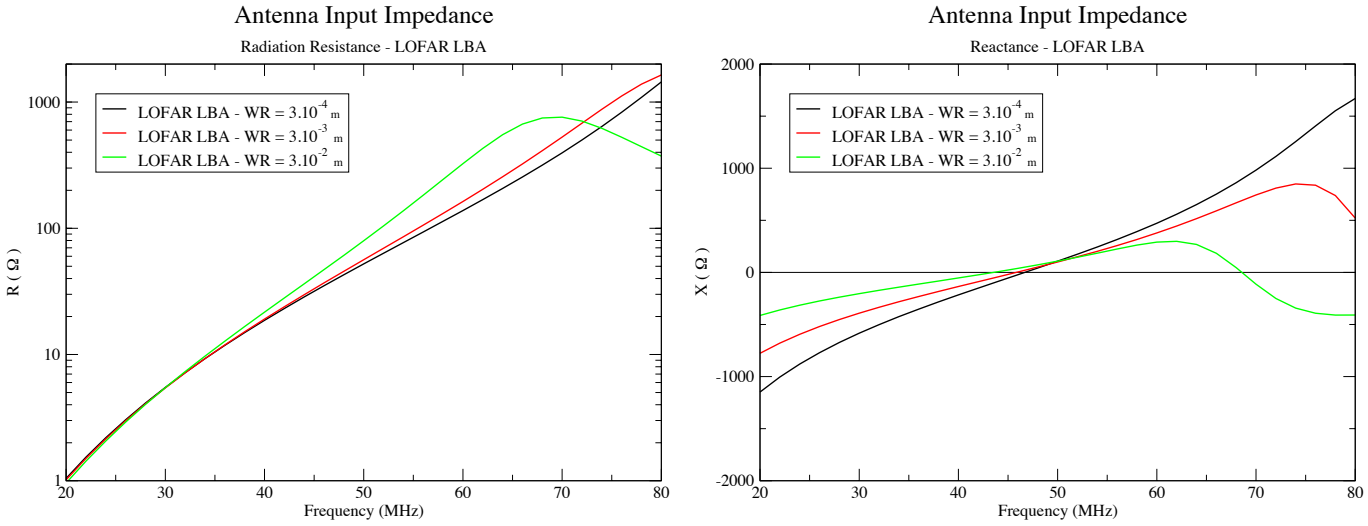


Fig 18. *Antenna input impedance of the LOFAR LBA antenna with different radii of conductors: WR= 3.10^{-4} m (Blue), 3.10^{-3} m (Red), 3.10^{-2} m (Green)*

Discussion

Absolute gain The gain values of the different antennas slowly vary with an increasing wire radius of the conductor (Table 7).

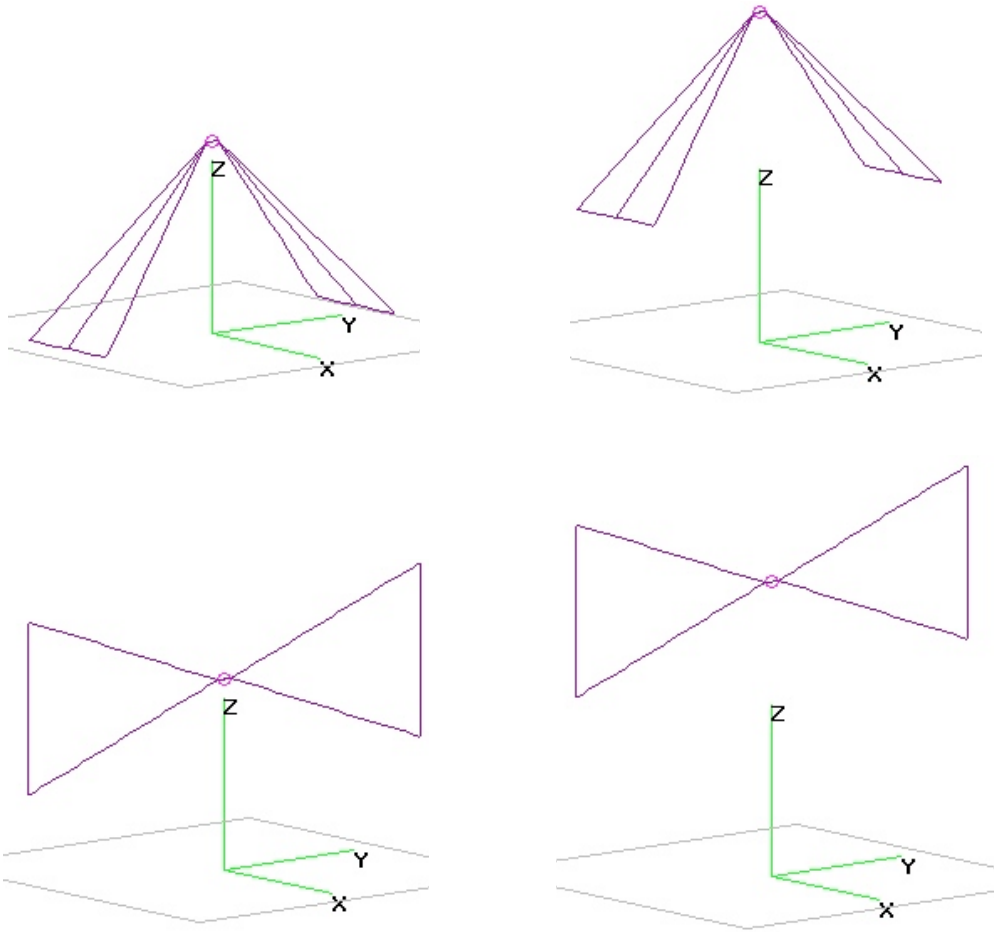
Beam patterns The increase (by two orders of magnitude) of the wire radius does not bring major changes to the characteristic of the beam shape (Fig. 17). For thick wires, the HPBW H has decreased a little.

Antenna input impedance
As expected, any change of the geometry of the antenna impacts on the input impedance. The radiation resistance increases with the wire radius (Fig. 18 left). We can notice that the antiresonant frequency (maximum of R) of the antenna has been shifted down to lower frequencies while the resonant frequency remained stable.

The reactance is severely dampened by the increase of the wire radius which is characteristic of a band broadening of the antenna (Fig. 18 right). Antennas built with large wire radius (e.g. metallic tubes, ...) will be more broadband than antennas made of thiner conductors.

Conclusion
The variation of the wire radius mainly induced changes of the electrical behavior of the antenna rather than modifying the directional response of the antenna. The input impedance can be improved by using a dipole made of thicker conductor. The reactance is lowered across the whole bandwidth of interest for the expense of some diminution of the input resistance.

<u>Study #2e</u>: Antenna Height above a PEC ground plane
<u>Antennas</u>: LWA Fork, APA

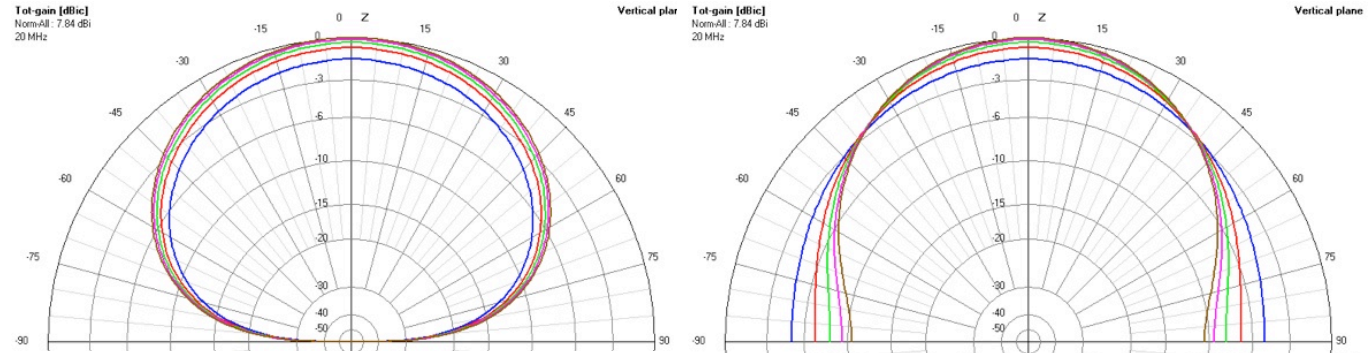


H = 110 cm -> step ΔH = 20cm -> H=190 cm

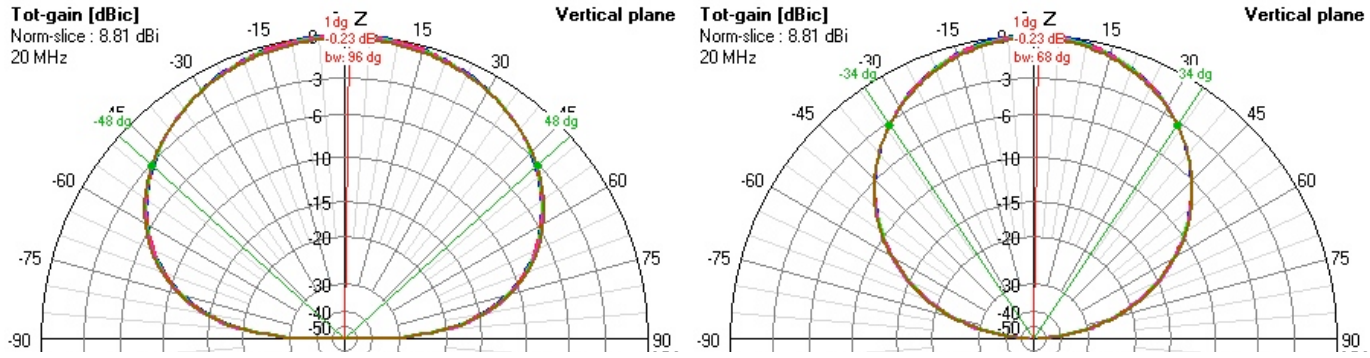
Fig 19. *Antenna geometries for the LWA Fork and APA antennas. These antennas were simulated with five different height (H) above an infinite PEC ground: H=1.1m, 1.3m, 1.5m, 1.7m, 1.9m.*

20 MHz **H-plane** **E-plane**

LWA Fork

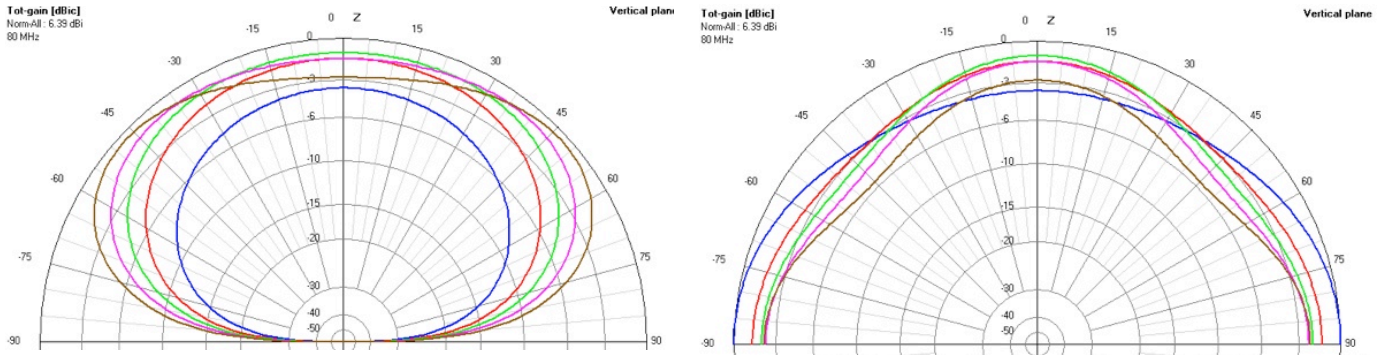


APA



80 MHz **H-plane** **E-plane**

LWA Fork



APA

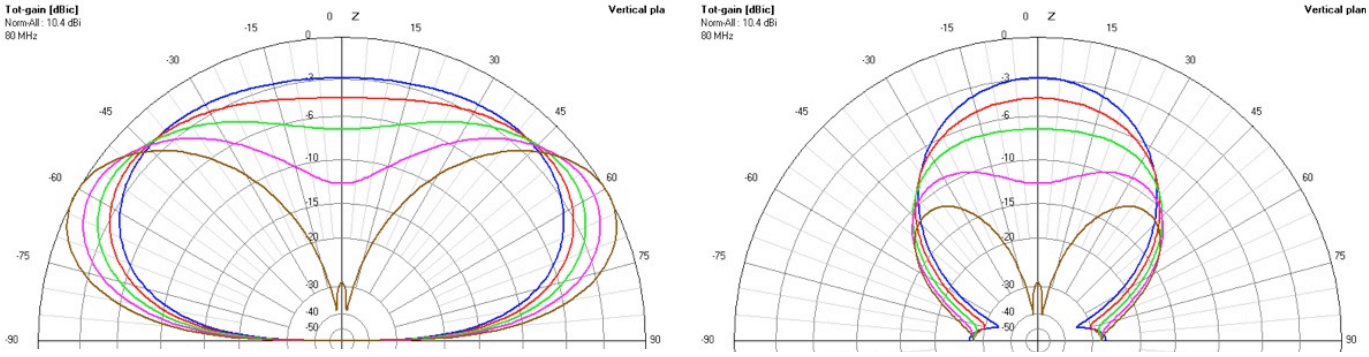


Fig 20. *Simulated beam patterns at 20 MHz (1st and 2nd rows) and 80 MHz (3rd and 4th row) for the LWA Fork and APA antennas placed at different heights above an infinite PEC ground: H=1.1m (blue), 1.3m (red), 1.5m (green), 1.7m (purple), 1.9m (brown). The isotropic antenna pattern is not drawn here for clarity*

Table 8. *Gain, aperture, axial ratio for the two antenna models placed between H=1.1m and 1.9m (with a supplementary case at H=2.1m) at 20 MHz and 80 MHz.*

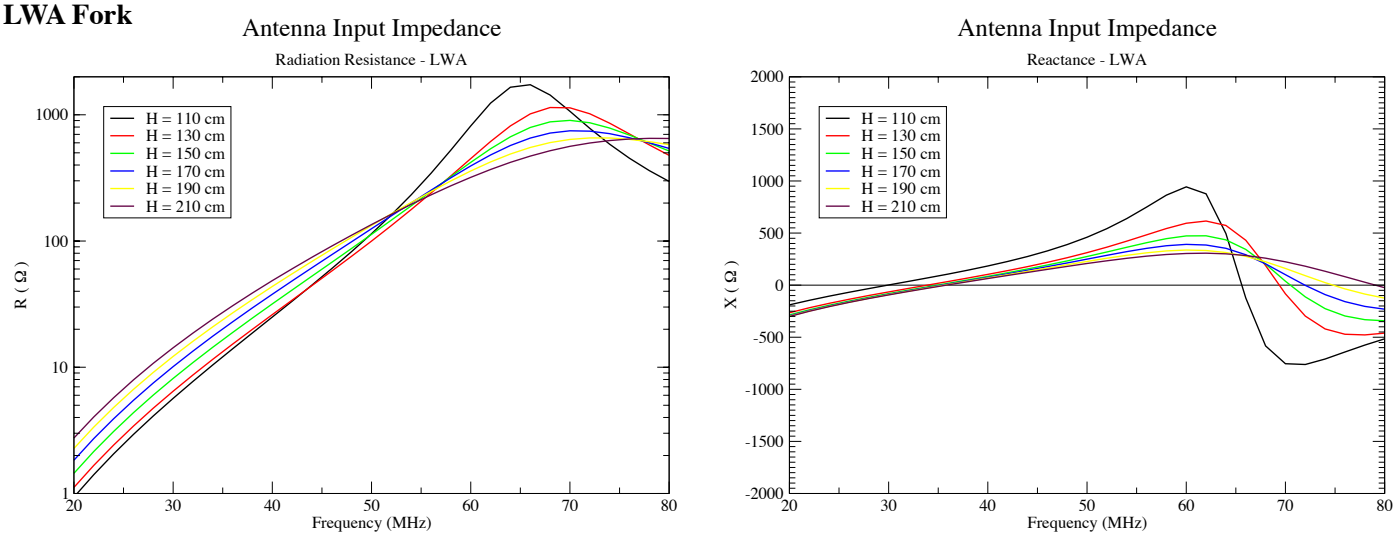
F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
LWA TF 1.1m	6,37	0	-2,98	-9,16	142	92	-50	
LWA TF 1.3m	7,17	0	-5,25	-9,09	98	92	-6	
LWA TF 1.5m	7,52	0	-6,6	-8,99	88	92	4	
LWA TF 1.7m	7,72	0	-7,59	-8,88	84	94	10	
LWA TF 1.9m	7,84	0	-8,35	-8,75	80	94	14	
LWA TF 2.1m	7,9	0	-8,95	-8,6	80	96	16	

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
APA 1.1m	8,81	0	-18,6	-9,01	66	92	26	
APA 1.3m	8,77	0	-18,6	-8,9	66	94	28	
APA 1.5m	8,71	0	-18,5	-8,77	66	94	28	
APA 1.7m	8,65	0	-18,3	-8,62	66	96	30	
APA 1.9m	8,58	0	-18,1	-8,45	68	96	28	
APA 2.1m	8,5	0	-17,9	-8,27	68	98	30	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
LWA TF 1.1m	6,39	-3,59	-0,66	-12,2	180	96	-84	
LWA TF 1.3m	5,1	-0,12	-0,64	-7,37	180	106	-74	
LWA TF 1.5m	5,38	0	-1,73	-5,7	180	120	-60	
LWA TF 1.7m	5,47	-0,53	-2,34	-4,08	180	132	-48	
LWA TF 1.9m	5,92	-2,33	-3,04	-2,9	180	140	-40	
LWA TF 2.1m	6,61	-5,83	-3,77	-2	180	157	-23	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H		
APA 1.1m	8,36	-0,86	-31,9	-3,8	56	134	78	
APA 1.3m	8,45	-2,52	-25,9	-2,85	68	140	72	
APA 1.5m	8,87	-5,58	-22,7	-2,06	86	157	71	
APA 1.7m	9,57	-11,8	-21,1	-1,42	117	180	63	
APA 1.9m	10,4	-29,1	-20,6	-0,91	N/A	N/A	N/A	Three lobes
APA 2.1m	11,1	-9,94	-21,1	-0,51	26	N/A	N/A	Three lobes

LWA Fork



APA

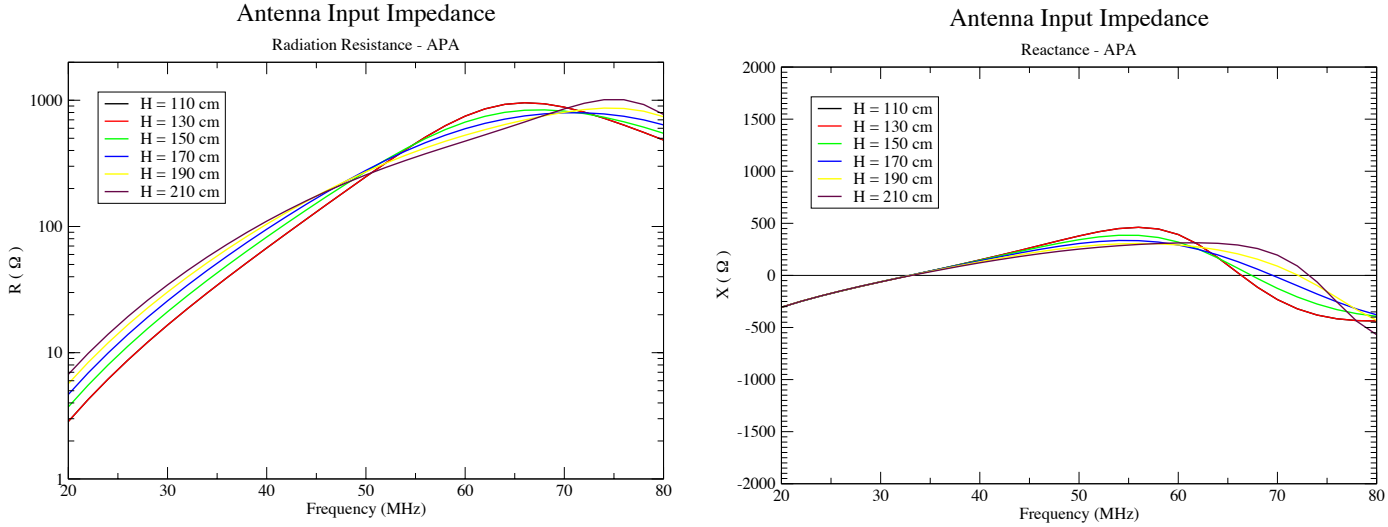


Fig 21. *Antenna input impedance of the LWA Fork (top row)and APA (bottom row) antennas placed at different heights above an infinite PEC ground: H=1.1m (black), 1.3m (red), 1.5m (green), 1.7m (blue), 1.9m (yellow), 2.1 (brown).*

Discussion

The height of the dipole enables the tuning of the interaction between the antenna and the ground. In this study, we used a PEC ground which acts as a mirror for the dipole (given by the image theory). One dipole above an infinite PEC ground is equivalent to a two-dipole system in free space, composed of two identical dipoles which are symmetric with respect to the former ground plane. The consequences are that depending on the height of the dipole (half the distance of the two equivalent antennas) and on the incoming wave direction, constructive and destructive interferences will occur and show up as «holes» and supplementary lobes in specific directions of the beam pattern. This effect depends also on the shape of the antenna, we have therefore chosen to study both bow-tie (APA) and inverted V-shape (LWA Fork) antennas.

Absolute Gain

For the whole bandwidth and the two designs, the overall max gain is improved when the antenna is moved away from the ground (Table 8).

Gain at θ=70°

The two designs behave differently near the horizon (i.e at low elevations). As the height increases, the low elevation gain drops in the E plane but increases in the H plane. For the bow-tie antenna, both gain values at low elevation increase in E and H plane. This trend exists over the whole bandwidth.

Beam patterns

The exact same behavior is occurring on the HPBW in the E and H plane. As the height increases, the beam widens in the two planes for the bow-tie antenna (Fig. 20 2nd and 4th row). It diminishes in the E plane and raises in the H plane for the inverted V-shape antenna (Fig. 20 1st and 3rd row).

The bow-tie antenna is less sensitive to the increase of height at low frequencies but at higher frequencies, the effects are dramatic. Instead of having a single main beam, a gain «hole» forms at zenith in both planes which lead to two separated lobes (as it can be remarked in Table 8). If a bow-tie antenna is used, a compromise must be found between decent values of HPBW and the ground losses. Small height are preferable for bow-tie antennas working at high frequencies.

The inverted V-shape antenna doesn't behave the same way. Over the whole bandwidth, the beam remains stable in a wide single beam with a drop of ~3 dBr at horizon for H=210 cm. Similar «holes» are also present in the E plane toward direction near θ=45° (Fig. 20 3rd row right) which are the typical profile of inverted-V shape working at high frequencies. When an inverted V-shape antenna is used, a symmetric (low axial ratio values) beam is obtained by choosing a medium height (H=150cm). If one wants to widen the beam in the H plane, the antenna must be close to the ground (H=110cm) but this configuration may suffer from large ground losses. The effect of the height will change at horizon with the presence of a real ground (with or without a grid) that imposes zeroes at the horizon. Fast convergence to zero is needed as θ increase in order not to be sensitive to RFI coming from horizon.

Antenna input impedance

The largest variations of radiation resistance and reactance happen for antennas close to the ground (Fig. 21). As H increases, both the radiation resistance and the reactance are tempered across the whole bandwidth. Here again a compromise needs to be found. When the height H tends to the infinity, the antenna input impedance will oscillate around the antenna input impedance of an isolated dipole in free space.

Conclusion

The bow-tie antenna is very sensitive to the height variations at high frequencies whereas at low frequencies, the characteristics (beam shape and input impedance) of this design are quite stable. This kind of antenna is better used for very low frequencies and close to the ground.

By essence, inverted V-shape antenna have a more complex relation to the ground than a parallel antenna design (like the bow-tie antenna) and therefore are always sensitive (but more smoothly) to the height variations. Considering the variations of height used in this study, the inverted-V shape design seems to be more «flexible» and offers larger beam widths. Nevertheless, in both cases, an optimal height can be found to tune the shape of the beam.

<u>Study #3a</u>: Effect of a realistic ground and effect of the ground screen

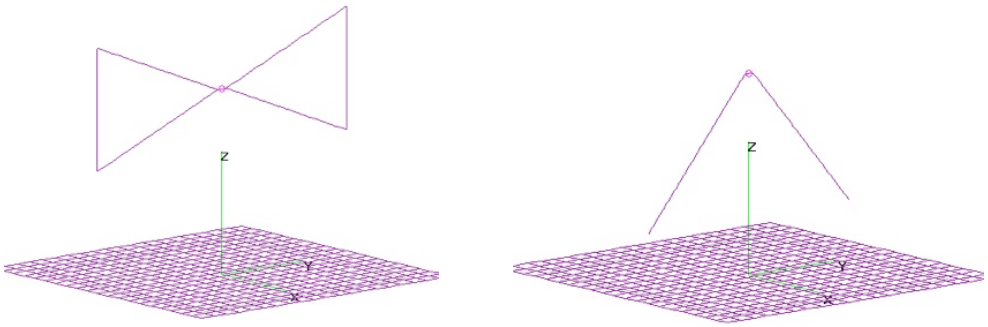
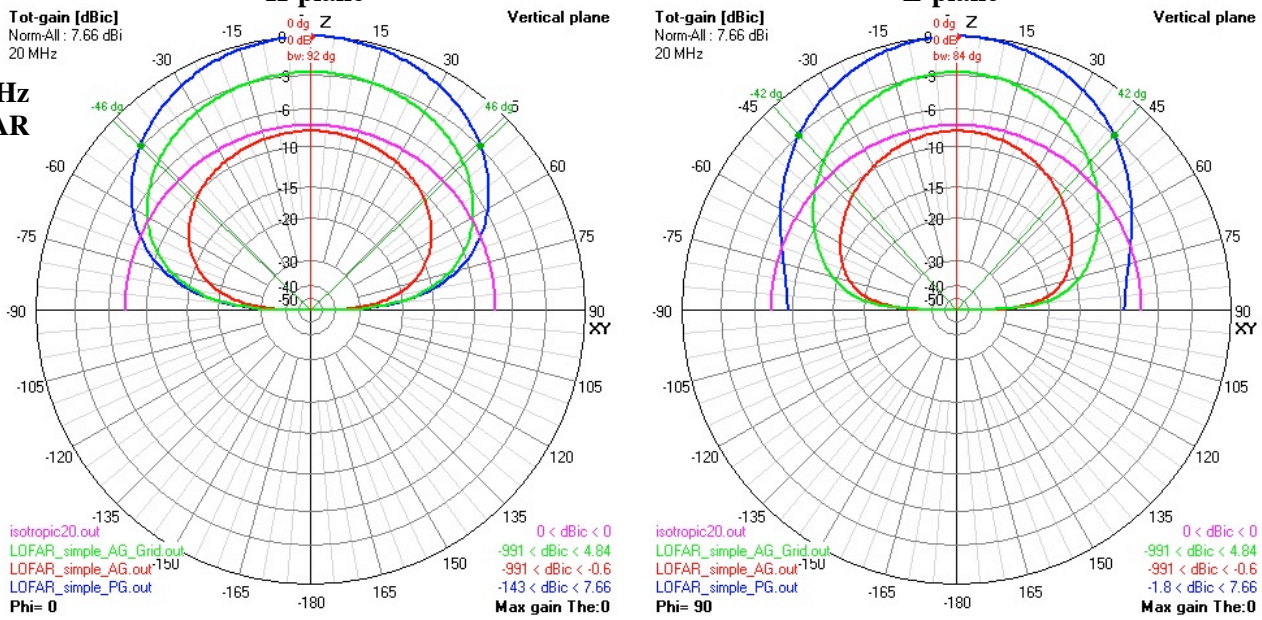


Fig 22. *Simulated antennas (APA and LOFAR LBA) representative of the Bow-tie and Inverted V-shape antennas. A 3x3 m grid [6] was added under the antenna with a grid meshing of 15cm (λ/20 at 100 MHz). We considered three characteristics ground: the PEC (Perfectly Electric Conductive) ground (with no grid), an «average» ground (ε=13 σ=5 mS.m^{-1}) without the grid and an «average» ground with the metallic grid.*

H-plane **E-plane**

20 MHz LOFAR LBA



APA

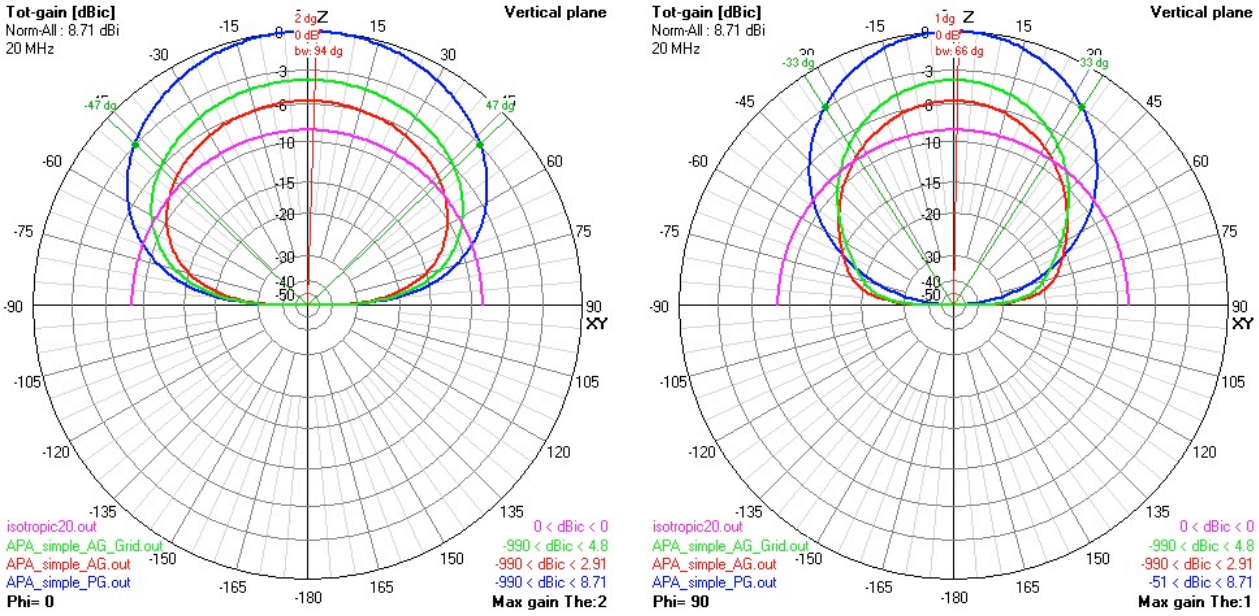
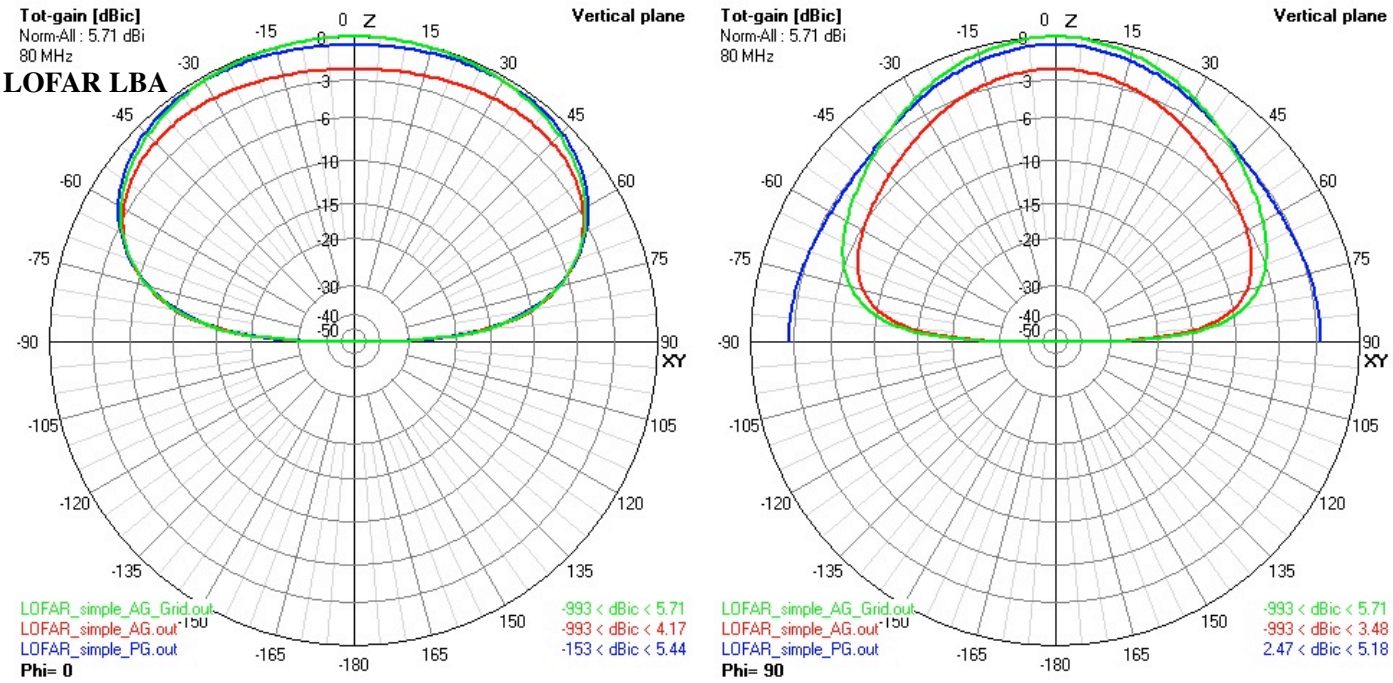


Fig 23a. *Simulated beam patterns (at F=20 MHz) of the antennas considered in Fig. 17 with different ground characteristics: antenna above a PEC ground (blue), an «average» ground (red) and the combination of an «average» ground and a grid. The isotropic beam pattern in drawn in purple for reference.*

80 MHz **H-plane** **E-plane**

LOFAR LBA



APA

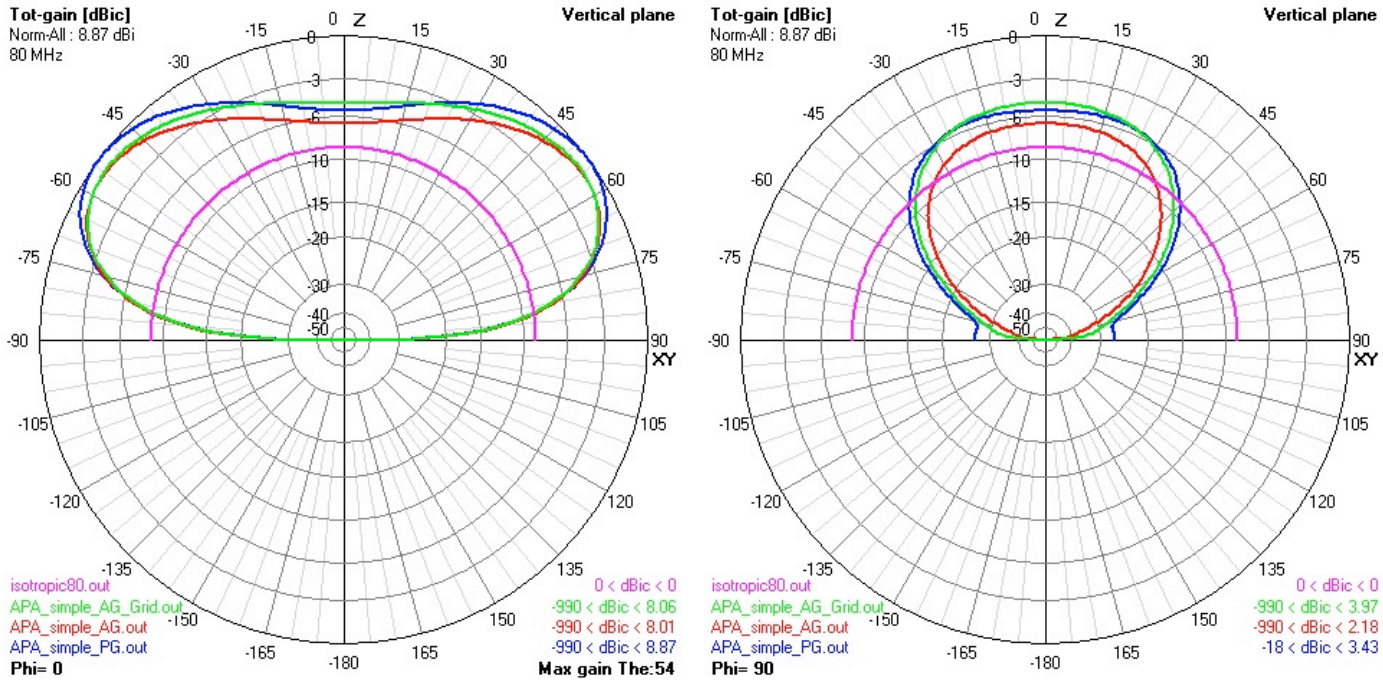


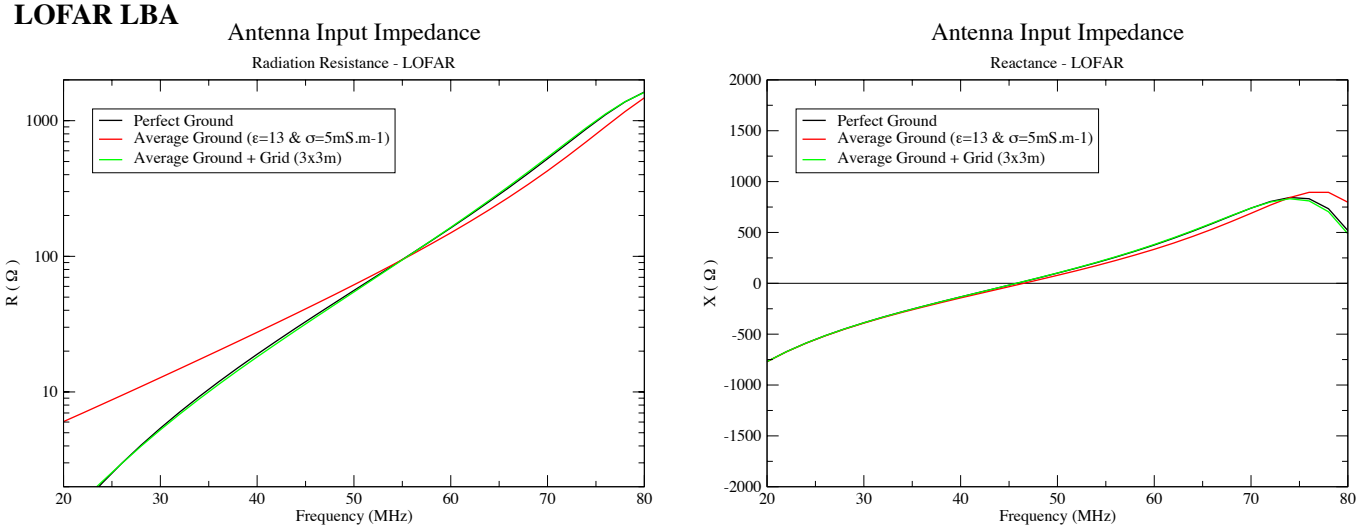
Fig 23b. *Simulated beam patterns (at F=80 MHz) of the antennas considered in Fig. 17 with different ground characteristics: antenna above a PEC ground (blue), an «average» ground (red) and the combination of an «average» ground and a grid*

Table 9. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the considered antennas with different ground characteristics: Perfect ground (PG), «average» ground (AG) and «average» ground + Grid (AG+Gr)*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Rad.**	**Remarks**
	Absolut	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA PG	7,66	0	-7,64	-8,97	84	92	8	100	
LOFAR LBA AG	-3,6	0	-7,4	-7,97	88	104	16	16,27	
LOFAR LBA AG+Gr	4,84	0	-9,88	-7,44	78	102	24	52,42	
APA PG	8,71	0	-18,5	-8,77	66	94	28	100	
APA AG	2,91	0	-10,7	-7,22	70	106	36	32,34	
APA AG+Gr	4,8	0	-14,5	-7,15	64	106	42	46,44	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Rad.**	**Remarks**
	Absolut	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA PG	5,44	-0,26	-2,78	-4,6	180	130	-50	100	
LOFAR LBA AG	4,17	-0,69	5,76	-3,4	92	138	46	61,39	
LOFAR LBA AG+Gr	5,71	0	-5,97	-4,92	86	126	40	82,7	
APA PG	8,87	-5,58	-22,7	-2,06	96	157	61	100	E: BW at -10dBr, H BW at -6dBr
APA AG	8,01	-5,83	-27,7	-1,52	85	160	75	79,42	E: BW at -10dBr, H BW at -6dBr
APA AG+Gr	8,06	-4,09	-23,4	-1,71	96	159	63	91,41	E: BW at -10dBr, H BW at -6dBr

LOFAR LBA



APA

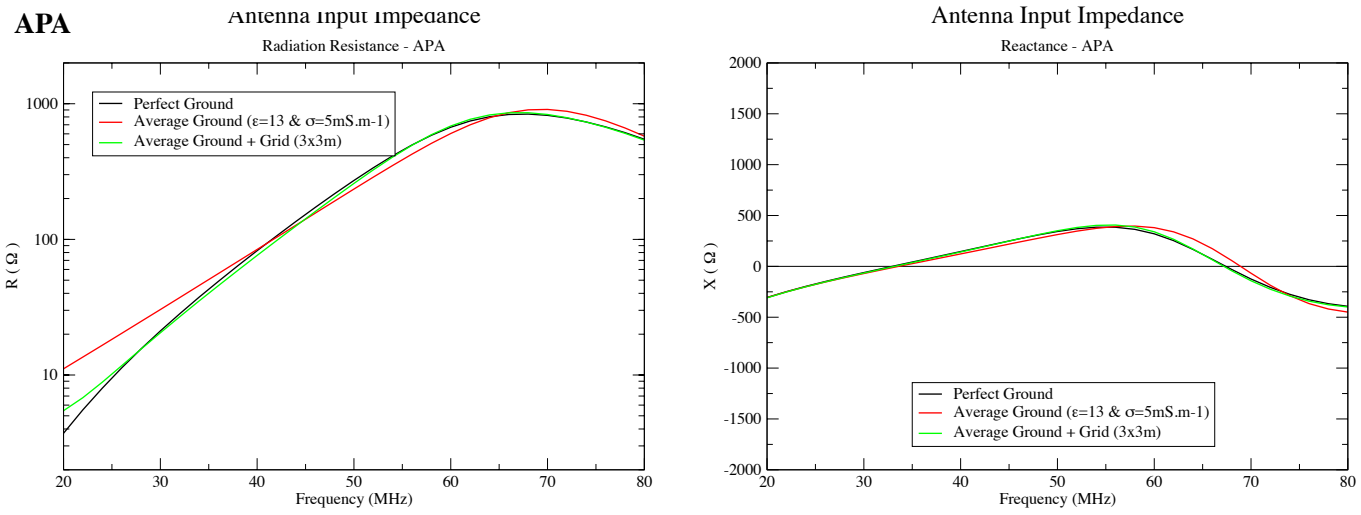


Fig 24. *Antenna input impedance for the two considered antennas with different ground characteristics: antenna above a PEC ground (black), an «average» ground (red) and the combination of an «average» ground and a grid (green).*

Discussion

In reality we never consider the ground as infinite perfectly conductive (PEC) ground. The real ground is lossy and alters the image antenna as compared to what is expected from the image theory. It is important to simulate the effect of a realistic ground in order to evaluate what are the losses that are introduced by it. The effect of a lossy ground can be tampered by the use of a metallic reflective plane.

Absolute gain

A drop of absolute gain comes with the introduction of a realistic ground. The losses are more important at low frequency (6-10 dBr difference between PG and AG) than at high frequency (only ~1 dB) (Table 9). To track the effect of the ground, we monitored the variations of the radiation efficiency which characterizes the energy lost because of an imperfect ground.

The inverted V-shape antenna design appears to be more sensitive to the presence of an average ground than the bow-tie antenna. The losses are larger at both frequencies (Table 10).

Table 10. *Radiation efficiency obtained for the two considered antennas (LOFAR LBA and APA) on an «average» ground (left column) and a combination of an «average» ground and a 3x3 ground screen (right column). A radiation efficiency of 100% is obtained with an infinite perfectly conductive ground.*

Frequency	Average ground (LOFAR I APA)	Average ground + Ground Screen (LOFAR I APA)
20 MHz	16% I 32%	52% I 46%
80 MHz	61% I 79 %	83% I 91%

The presence of a metallic ground screen partially restores back large values of the radiation efficiency. Indeed, an average ground associated with a metallic ground screen tends to be more close to a PEC ground.

The addition of a ground screen is more efficient for the inverted V-shape antenna (raise of 36% at 20MHz & 22% at 80 MHz) than for the Bow-tie design (only a raise of 14% at 20 MHz & 12% at 80 MHz).

At first sight, the ground screen is more advantageous with inverted V-shape than for bow-tie antenna designs. Therefore, the use of a ground screen to limit the losses and to restore back the maximum radiation efficiency is recommended for V-shape antennas.

Beam patterns

The same conclusion can be done concerning beam shapes. One noticeable fact is that the presence of a realistic ground imposes a gain value of zero at horizon in the E plane (Fig. 23a top right). Therefore, using a realistic ground prevents naturally to be highly sensitive to RFI (the gain in the direction of horizon tends to be reduced for the two models).

The gain at zenith is somewhat improved by the presence of a ground screen.

The presence of the ground screen allows to maintain fairly good HPBW values, the V-shape antenna is, there, again more sensitive than the bow-tie antenna.

Antenna input impedance

The average ground tends to narrow the radiation resistance peak (Fig. 24 left column).
The ground plane enables one to get the identical impedance values (R & X) to that obtained with an infinite perfect ground. An antenna over an average ground and a reflective plane is a good approximation of a infinite PEC for the two antenna designs.

Conclusions

The effect of the ground is clear, it reduces the radiation efficiency. This effect is predominant for the inverted V-shape antennas, which have, by construction, a deeper interaction with the ground (because of their droop angle). Bow-tie antennas are less affected by the ground but, a ground plane can enhance the smoothness of the beam.
The use of a ground screen is recommended if V-shape antennas are used. It partially restores back the characteristics of a PEC ground. For bow-tie antennas, it seems to be optional since its effect is minor. Depending on the construction costs implied by such ground screen, it is advised to use it in every case. We can show that it also tends to moderate the effect of strong ground variations (in terms of ε & σ).

<u>Study #3b</u>: Ground seasonal variations without grid
<u>Antennas:</u> LOFAR LBA, GURT

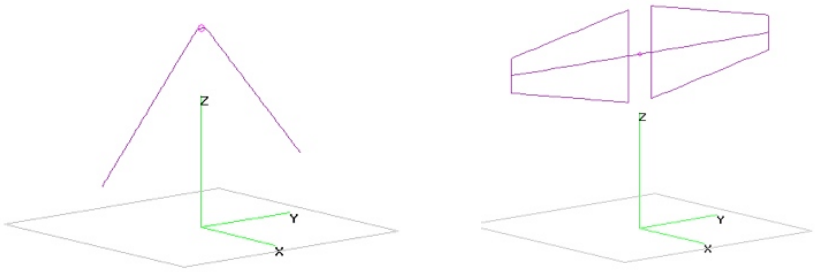
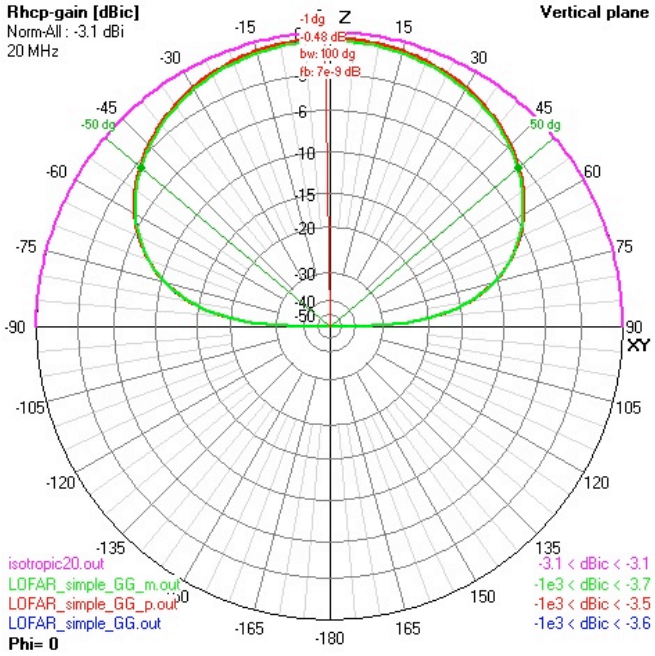
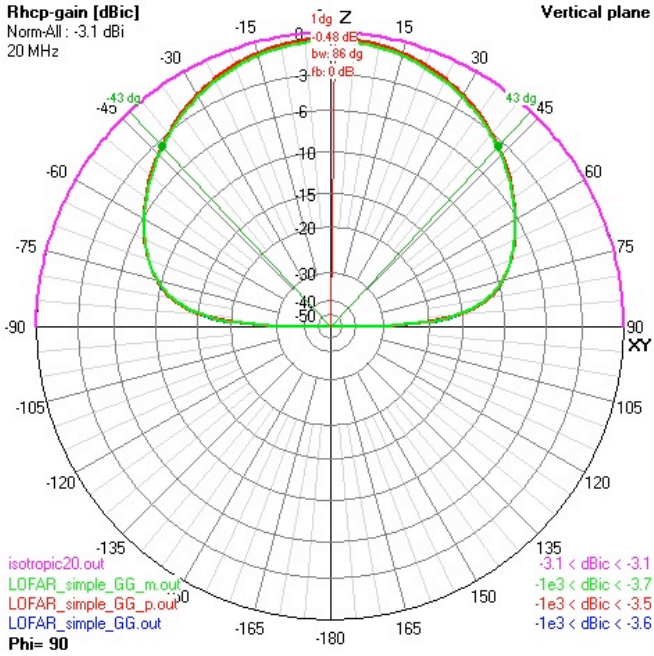


Fig 25. *Considered antenna geometries in the study of variations of the ground electrical properties: variation of ±10% of a realistic ground with (ε=20 & σ=1 mS/m).*

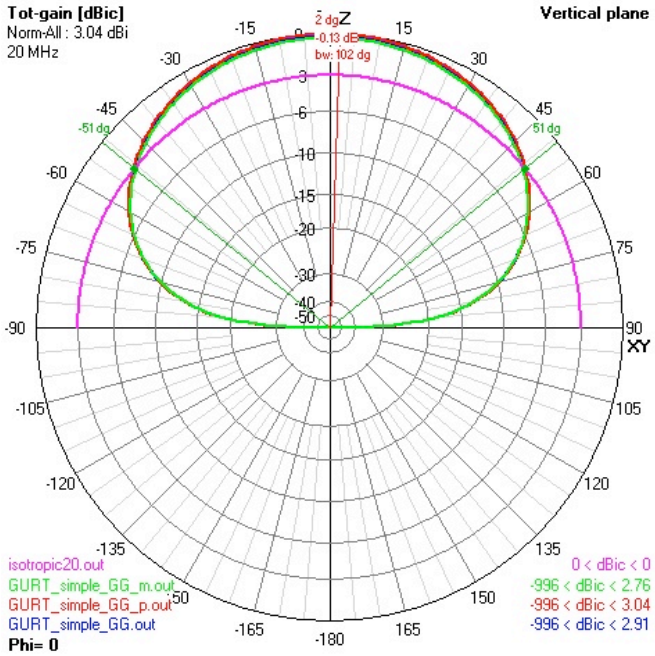
20 MHz **H-plane** **E-plane**

LOFAR LBA





GURT



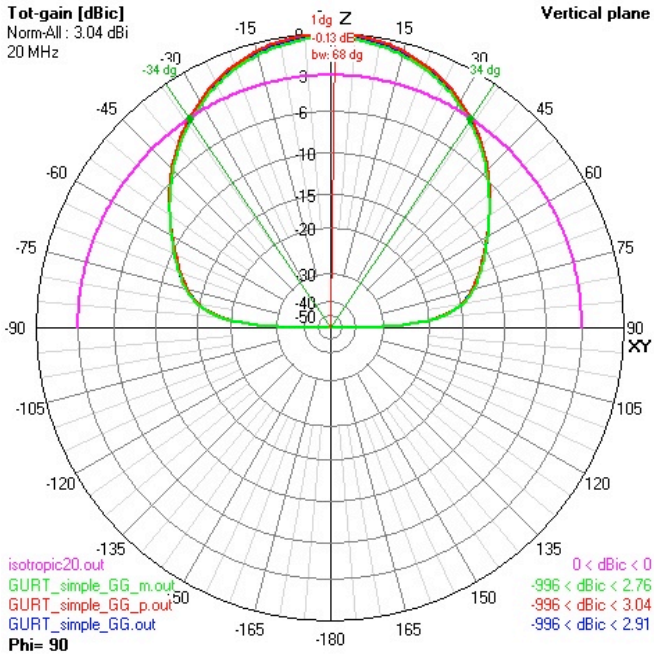
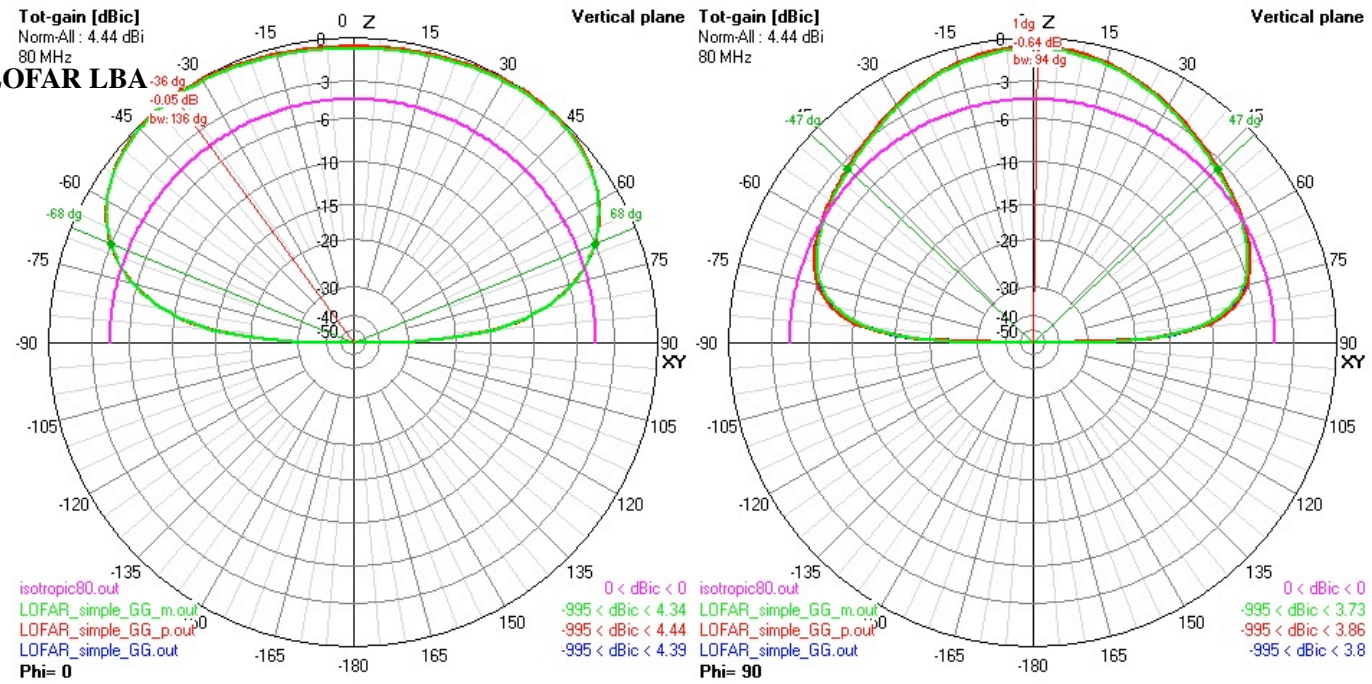


Fig 26a. *Simulated beam patterns (at 20 MHz) of the two considered antennas above a realistic ground with varying characteristics: (ε=18,σ=0.9 mS/m) (green), (ε=20,σ=1 mS/m) (red), (ε=22,σ=1.1 mS/m) (blue).*

80 MHz **H-plane** **E-plane**

LOFAR LBA



GURT

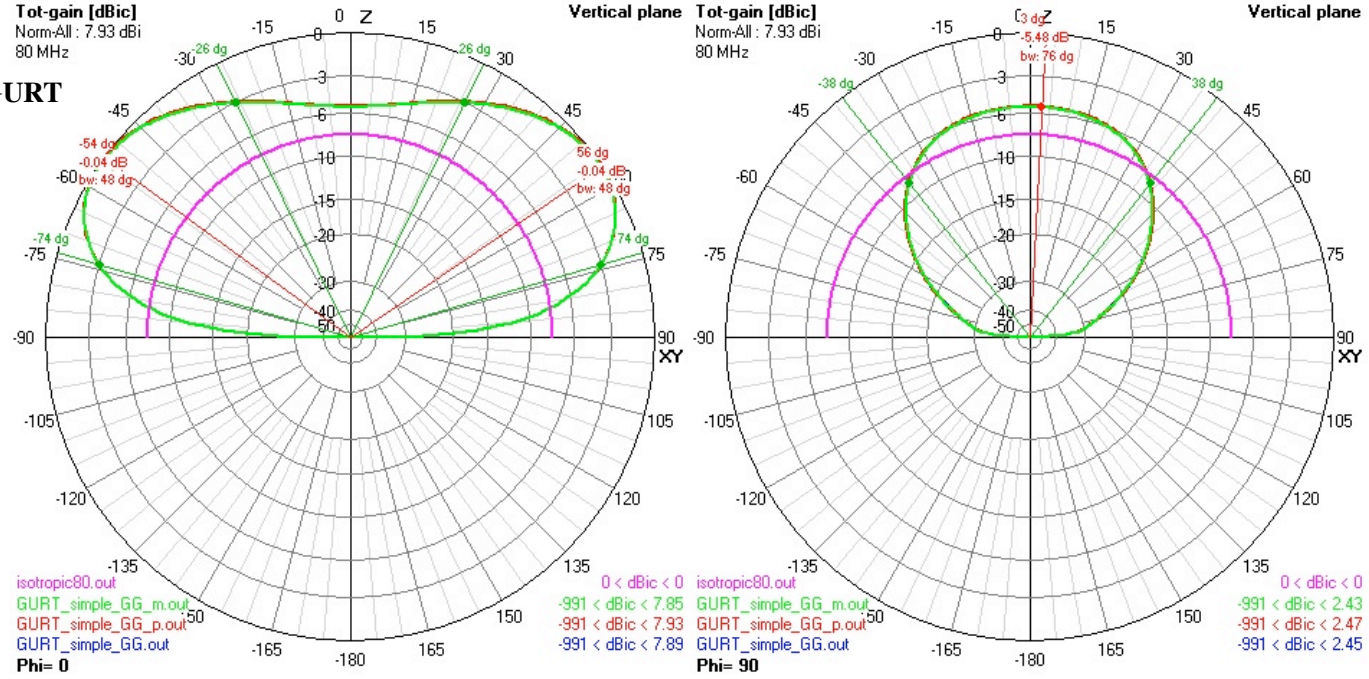


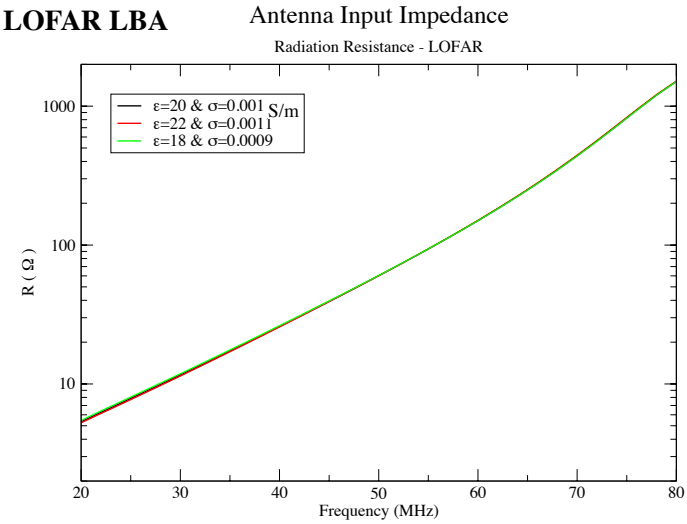
Fig 26b. *Simulated beam patterns (at 80 MHz) of the two considered antennas above a realistic ground with varying characteristics: (ε=18,σ=0.9 mS/m) (green), (ε=20,σ=1 mS/m) (red), (ε=22,σ=1.1 mS/m) (blue).*

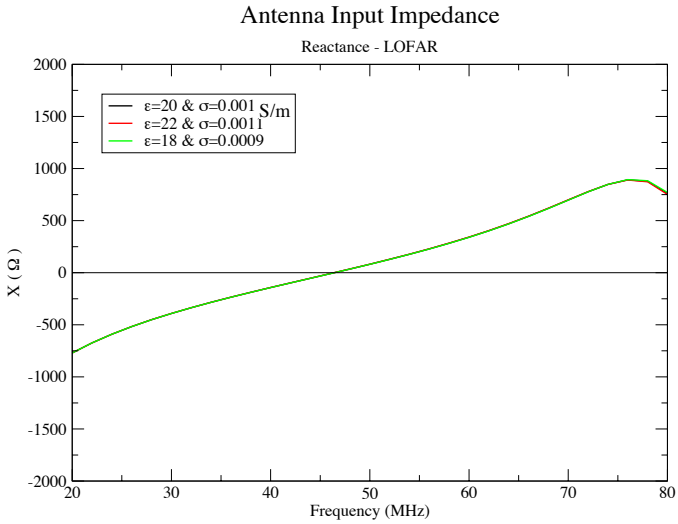
Table 11. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the considered antennas with varying ground characteristics: (ε=18,σ=0.9 mS/m) (GG-), (ε=20,σ=1 mS/m) (GG), (ε=22,σ=1.1 mS/m) (GG+).*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Radiation**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA GG	-0,6	0	-7,72	-7,72	86	100	14	16	
LOFAR LBA GG +	-0,5	0	-7,78	-7,78	86	100	14	16,26	
LOFAR LBA GG -	-0,7	0	-7,65	-7,65	86	102	16	15,75	
GURT GG	2,91	0	-11,6	-7,54	68	102	34	30,83	
GURT GG +	2,76	0	-11,3	-7,47	68	104	36	30,09	
GURT GG -	3,04	0	-11,8	-7,59	68	102	34	31,54	

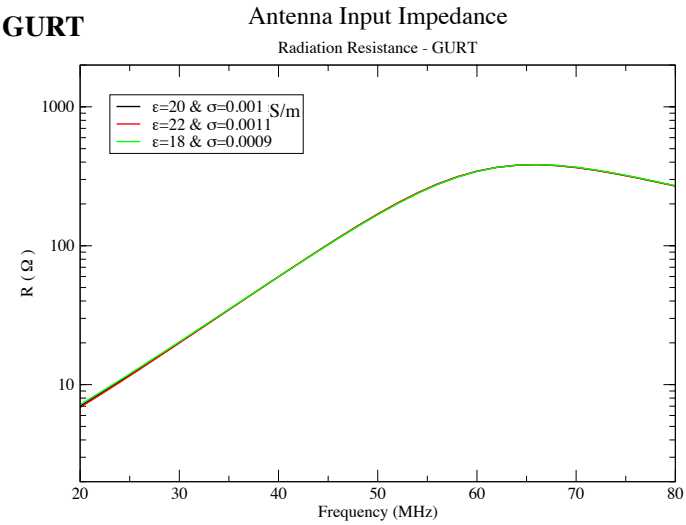
F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Radiation**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW			**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA GG	4,39	-0,59	-5,35	-3,63	94	136	42	65,54	
LOFAR LBA GG +	4,44	-0,58	-5,28	-3,68	94	136	42	66,4	
LOFAR LBA GG -	4,34	-0,61	-5,44	-3,59	94	136	42	64,58	
GURT GG	7,89	-5,44	-23	-1,73	44	161	N/A	80,89	H & E BW at -6dBr/ multilobes
GURT GG +	7,93	-5,46	-23	-1,75	42	159	N/A	81,59	H & E BW at -6dBr/ multilobes
GURT GG -	7,85	-5,42	-23,1	-1,71	43	159	116	80,09	

LOFAR LBA





GURT



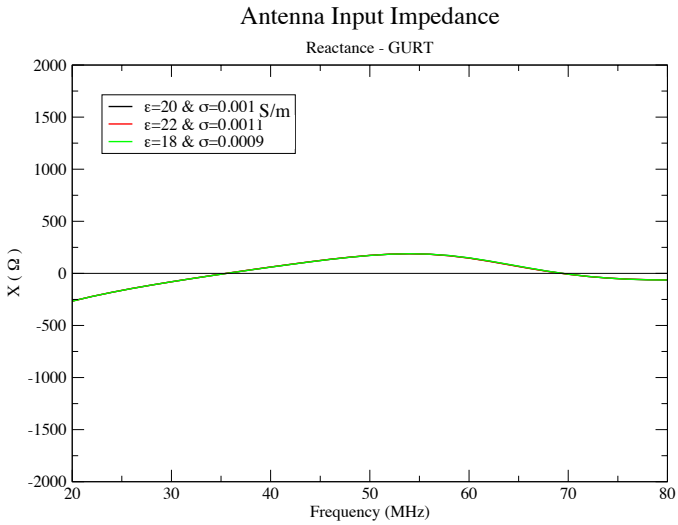


Fig 27. *Antenna input impedance of the two considered antennas above a realistic ground with varying characteristics: (ε=18,σ=0.9 mS/m) (green), (ε=20,σ=1 mS/m) (black), (ε=22,σ=1.1 mS/m) (red).*

Discussion/Conclusions

Three cases are discussed here: we simulated the seasonal variations of a continental climate by making the electrical properties of the ground vary by 10% to simulate climate changes over the year. This changes impact on the ground characteristics.

It is clear that at first sight, such variations (±10%) only implies minor variations (≤ 1 degrees, dB, Ω, % radiation efficiency) in terms of beam shape and antenna input impedance.
Ground measurements might be done at Nançay and if the variations are larger than 10% (heavy rains, very dry periods), the use of a ground screen is strongly advised as it tempers this ground variations.

<u>Study #3c</u>: Grid Size variation (with an average ground)
<u>Antennas</u>: LOFAR LBA, APA

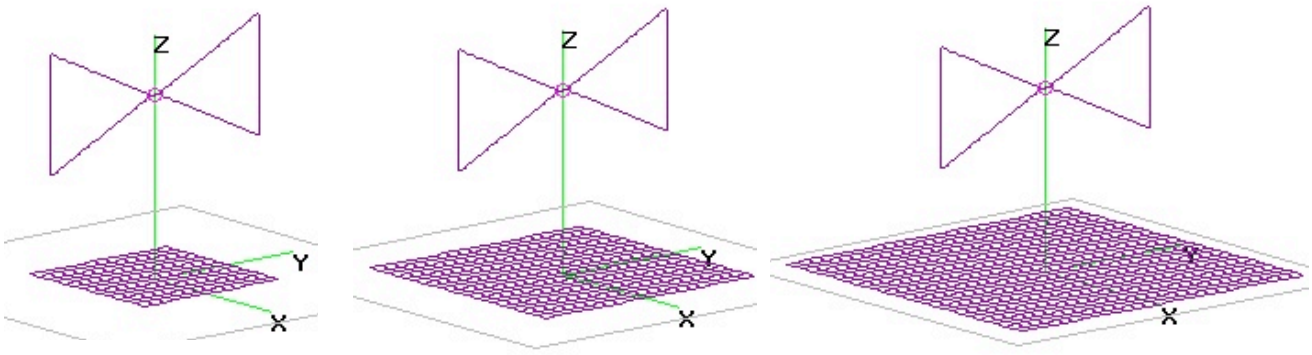
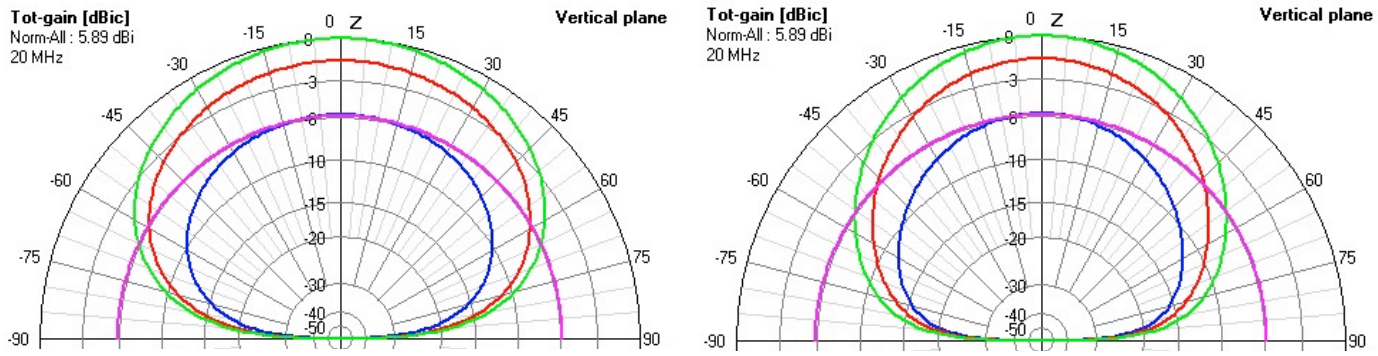


Fig 28. *With the two considered antennas, only the APA antenna is depicted here. We simulated different ground plane dimensions: (from left to right) «small» (GS=1.95m), «LOFAR» [6] (GS=3m), «large» (GS=4.05m). The grid meshing was kept constant to GM=0.15m. The number of grid cells in the ground plane extends (number of cell by side= 13, 20, 27 for the small, LOFAR and large ground plane size).*

20 MHz **H-plane** **E-plane**

LOFAR LBA



APA

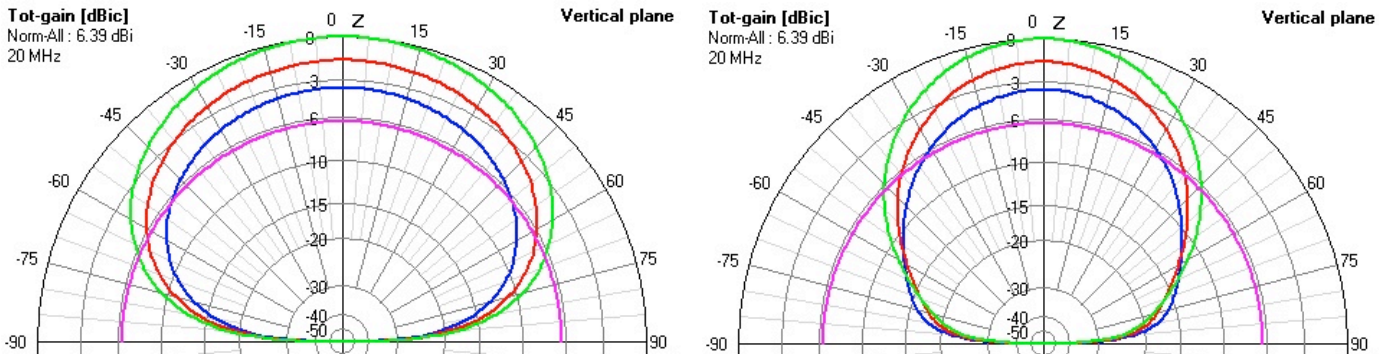
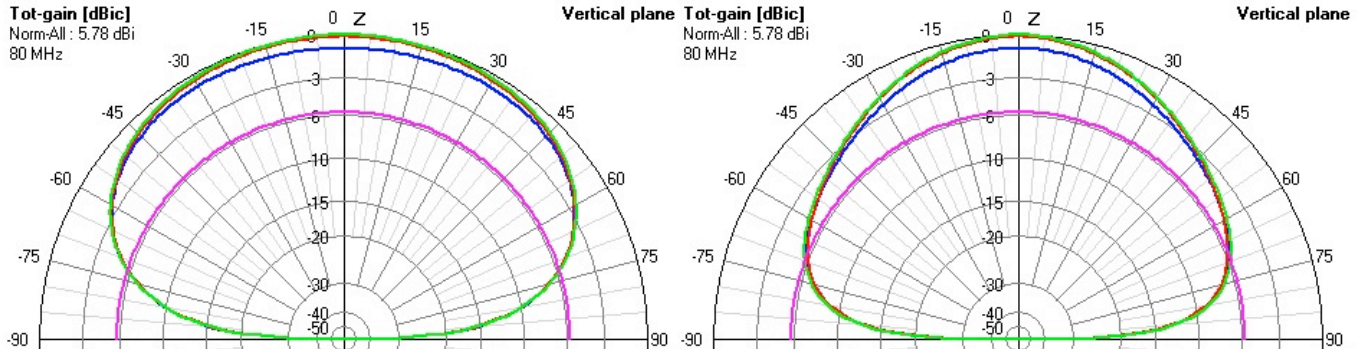


Fig 29a. *Simulated beam patterns (at 20 MHz) for the different antenna models: «small» (blue), «LOFAR» (red), «large» (green). The isotropic antenna pattern is drawn in purple for reference.*

80 MHz **H-plane** **E-plane**

LOFAR LBA



APA

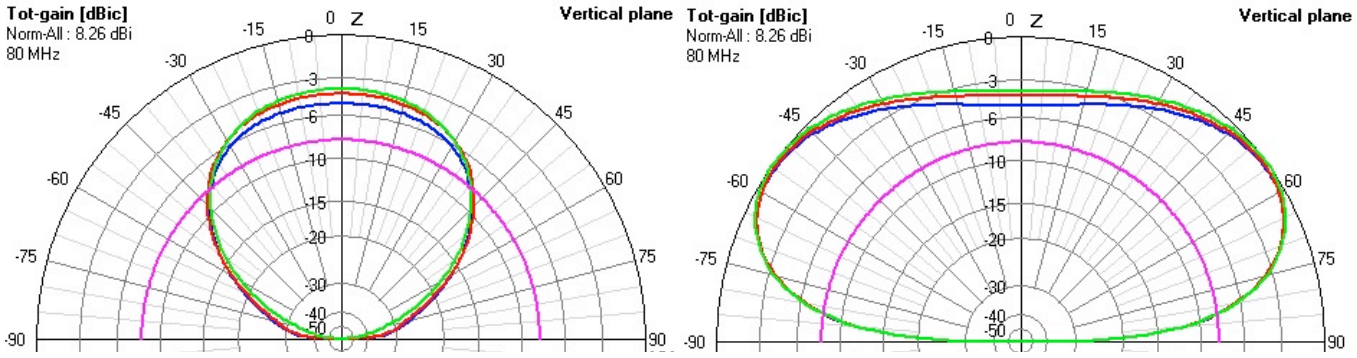


Fig 29b. *Simulated beam patterns (at 80 MHz) for the different antenna models: «small» (blue), «LOFAR» (red), «large» (green). The isotropic antenna pattern is drawn in purple for reference.*

Table 12. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the considered grid sizes: «small» (AG+SG), «LOFAR» (AG+SG), «large» (AG+LG)*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Radiation Eff. (%)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA AG + G	4,33	0	-10,1	-7,4	78	104	26	46,32	
LOFAR LBA AG + SG	0,1	0	-8,26	-7,34	82	104	22	18,6	
LOFAR LBA AG + LG	5,89	0	-9,61	-7,55	80	102	22	66,83	
APA AG	4,8	0	-14,5	-7,15	64	106	42	46,44	
APA AG + SG	2,74	0	-11	-7,16	68	106	38	30,7	
APA AG + LG	6,39	0	-16	-7,25	66	104	38	66,24	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Radiation Eff. (%)**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
LOFAR LBA AG + G	5,66	-0,08	-6	-4,87	84	126	42	81,98	
LOFAR LBA AG + SG	4,95	-0,08	-5,1	-4,13	98	132	34	76,36	
LOFAR LBA AG + LG	5,78	-0,08	-5,81	-4,87	84	126	42	84,11	
APA AG	8,06	-4,09	23,4	-1,71	76	159	83	91,41	H: -6dB
APA AG + SG	8,01	-4,83	-22,6	-1,62	80	158	78	86,67	H: -6dB
APA AG + LG	8,26	-3,9	-27,3	-1,78	72	159	87	94,7	H: -6dB

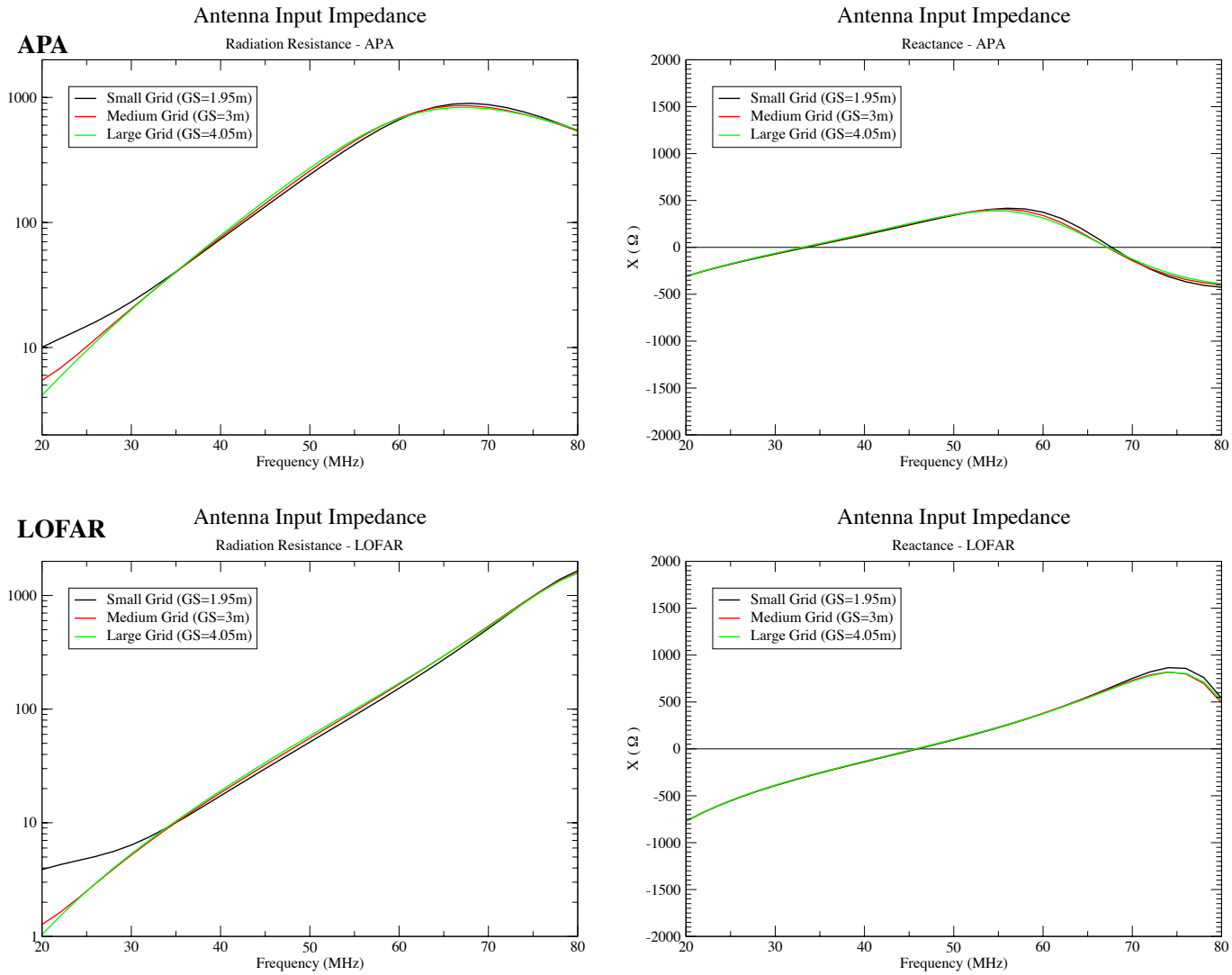


Fig 30. *Antenna input impedance for the considered grid sizes: «small» (black), «LOFAR» (red), «large» (green).*

Table 13. *Absolute gain variation with the grid size (between GS=1.95m and GS=4.05m) for the two representative models of antennas.*

Frequency (MHz)	Absolute Gain variation (LOFAR I APA)
20 MHz	5.79 I 3.65 dBr
80 MHz	0.83 I 0.25 dB

Discussion

The size of the grid can be critical for specific antenna shapes. As seen in the study #3a, the inverted V-shape antenna design reveals to be more sensitive to the ground loss than the bow-tie designs. A deeper analysis of that dependency is discussed here. An average ground was taken in this study (see study #3b for electrical values).

Absolute Gain

For both designs and both frequencies, an increase of the grid size, in presence of a lossy ground (average ground), leads to an improvement of the overall gain, as expected (Table 13). As the grid gets wider around the antenna, the {ground +grid} system tends to look like a PEC ground as seen in study #3a. The gain variations are important at low frequency, whereas at higher frequencies, they are more tenuous but still favor the bow-tie design over the inverted V-shape design. The size of the grid seems to be critical for inverted V-shape antenna at long wavelengths.

Beam patterns

By the change of the grid size, the shape of the beam remains fairly unchanged (Fig. 29a,b). As the grid size widens, the HPBW in the H plane tends to decrease (only by a couple of dB) but remains stable whereas the HPBW in the E plane behaves less clearly. In the E plane, the beam is always larger for the smallest grid. The «worst case(in term of antenna beam pattern) happens by using a medium size grid (GS = 3m). To improve the HPBW E, the smallest grid is preferable. One must not forget that this widening comes with severe gain losses.

Near the horizon (θ=70°), the beam decreases faster to zero as the grid size increases (Table 12).

Antenna input impedance

The antenna input resistance and reactance are not much affected by the grid size (Fig. 30). As in the study #3a, only the resonance frequency is slightly shifted down (by 2-3 MHz) toward low frequencies when using a larger grid. Amplitude of both resistance and reactance are reduced by ~100 ohms.

Conclusion

The size of the grid (GS) enables to tweak the «fine» shape of the beamshape without altering too much the input resistance of the antenna. The major effect here is that the GS has a severe effect on the gain at low frequencies as compared to the nearly unchanged values at higher frequencies. The two designs are affected by the GS with a more important dependency for the inverted-V shape antenna. To sum it up, if a grid is used, the larger the better.

In the case of the LSS, we can use an unique and large grid that could be installed under ~10 antennas (as in the MWA project [13]). When several grids are used (e.g. LOFAR LBA arrays), one has to be certain that those grids are equally connected to the same ground, otherwise the individual antenna response will differ from one to another.

<u>Study #3d</u>: Grid Meshing variation (with an average ground)
<u>Antennas</u>: LWA Fork

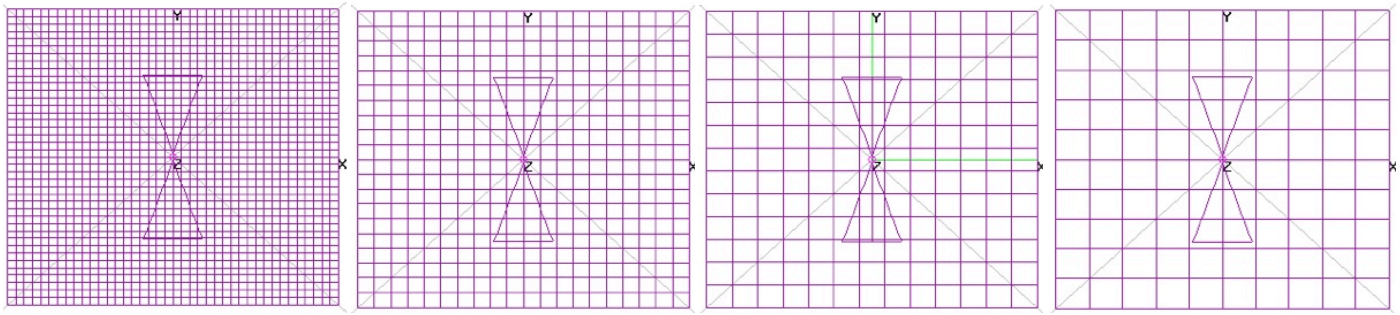
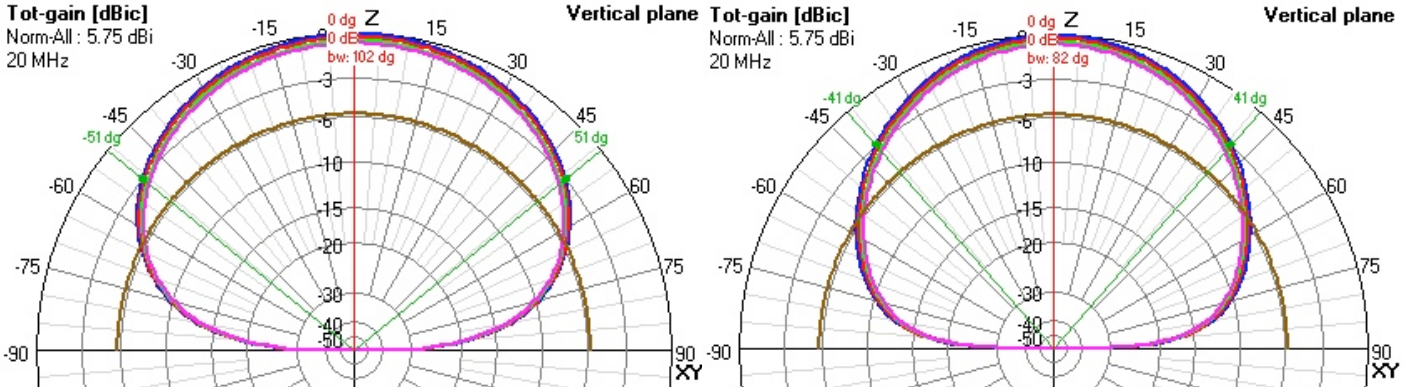


Fig 31. *Considered models seen from above (XY plan) with different grid meshing (GM) for the same grid size (GS): (from left to right) GM=0.1m, 0.2m, 0.3m, 0.4m*

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

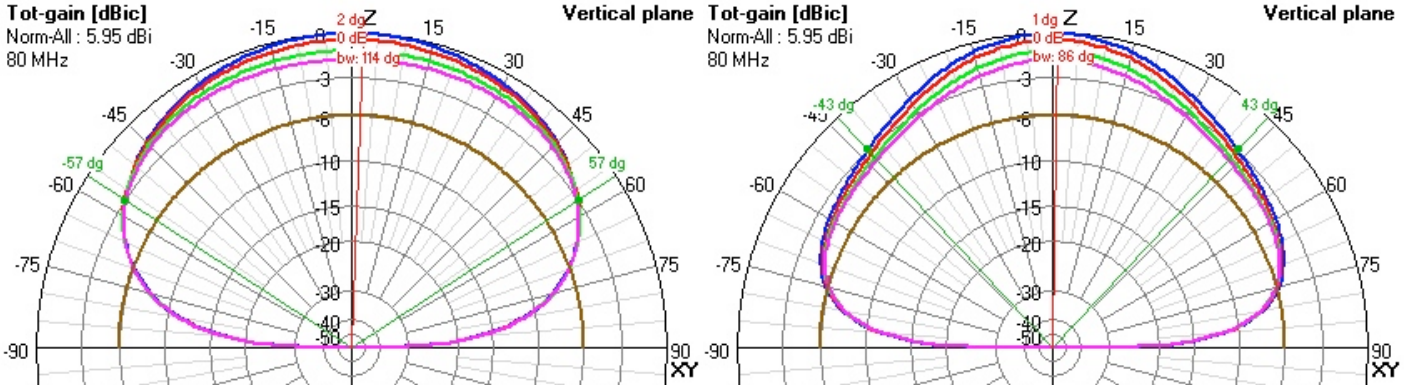


Fig 32. *Simulated beam pattern of the LWA Fork antenna with different grid meshing (GM) for the same grid size (GS): (from left to right) GM=0.1m (blue) , 0.2m (red), 0.3m (green), 0.4m (purple).*
The isotropic antenna pattern is drawn in brown for reference.

Table 14. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the considered grid meshing: GM=0.1m, 0.2m, 0.3m, 0.4m.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Radiation**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
GM 10cm	5,75	0	-8,75	-7,59	82	102	20	66,51	
GM 20cm	5,55	0	-8,86	-7,57	82	102	20	63,39	
GM 30cm	5,31	0	-8,95	-7,55	82	102	20	59,83	
GM 40cm	5,13	0	-8,98	-7,54	82	102	20	57,37	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**			**Radiation**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW		**AR (°)**	**Eff. (%)**	
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
GM 10cm	5,95	0	-4,84	-6,11	86	114	28	83,87	
GM 20cm	5,52	0	-4,6	-5,59	90	120	30	79,63	
GM 30cm	4,8	0	-4	-4,84	106	126	20	73,63	
GM 40cm	4,31	-0,12	-3,57	-4,39	130	130	0	69,17	

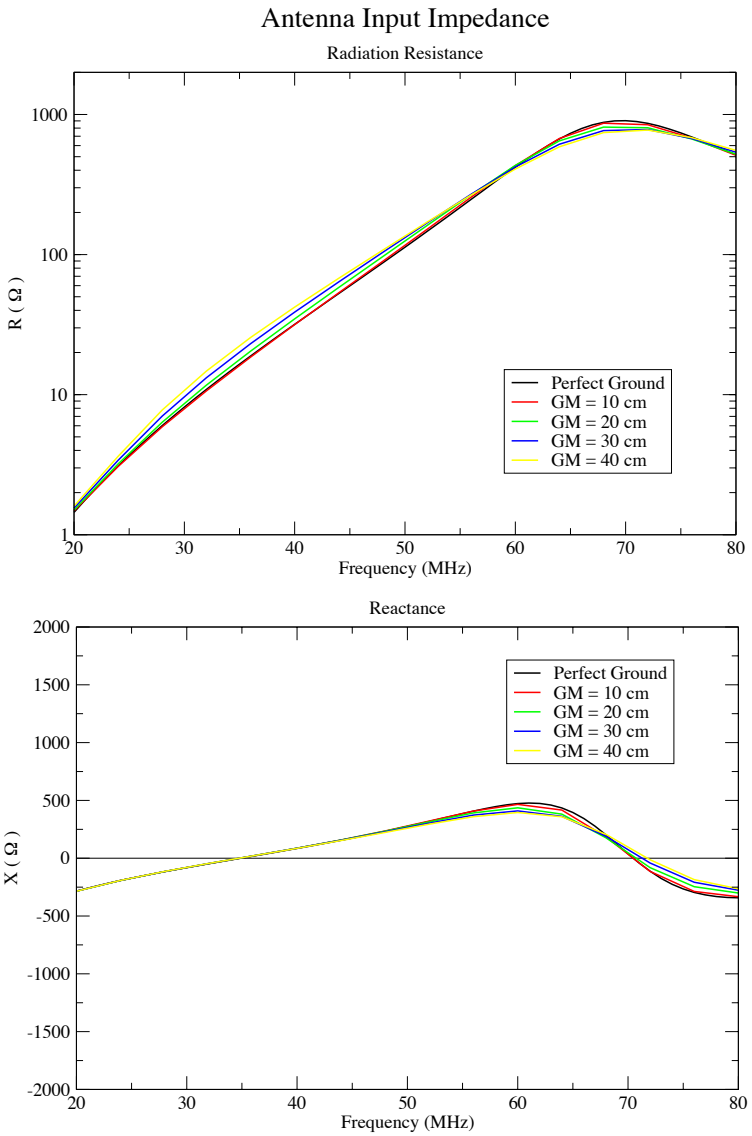


Fig 33. *Antenna input impedance of the LWA Fork antenna with different grid meshing (GM) for the same grid size (GS): GM=0.1m (red), 0.2m (green), 0.3m (blue), 0.4m (yellow).The impedance with an infinite PEC ground is drawn in black.*

Discussion

The same antenna (LWA Fork) has been used in this simulation for different meshing of the ground plane under the antenna (Fig. 31). An average ground was simulated under the ground plane.

Absolute gain

The absolute gain is sensitive to the density of the grid meshing (Table 15 left). The effect is more pronounced at high frequencies where the characteristic lengths of the grid become not negligible as compared to the wavelength (and fraction of wavelength, i.e. at 20 MHz: $\lambda/10$=1.5m & at 80 MHz: λ=0.375m). A denser grid (with GM<30 cm) tends to replace a PEC ground screen.

Table 12. *Absolute gain variation (left column) and radiation efficiency variation (right column) with the grid meshing (between 0.1 m and 0.4 m)*

Frequency (MHz)	Absolute Gain variation with the GM (from GM = 10 cm to 40 cm)	Radiation Efficiency variation with the GM (ground term only, 100% = PEC)
20 MHz	-0.62 dBr	-9,14 %
80 MHz	-1.64 dB	-14,7 %

Beam patterns

At low frequency, the beam patterns are similar in both principal planes for large variations of the grid meshing (Fig. 32 top row).

At high frequency, the same variations of GM cause a decrease of gain at zenith (overall gain in the two planes) and of the directivity (Fig. 32 bottom row). Then, the HPBW values increase as well as the beam pattern symmetry (for GM=40cm we have an axial ratio of 0° which represent a symmetric beam pattern).

Antenna input impedance

One can see that an antenna above a perfect ground (or near perfect ground provided by a denser meshing) is more narrow-band than an antenna above a lossy ground with a ground plane with a sparse meshing (Fig. 33). The variation of the cell size causes variation of amplitude of both the radiation resistance and the reactance.

Radiation efficiency

As the density of the grid meshing increases, the antenna starts to «sense» the lossy ground under the grid and as a consequence therefore the radiation efficiency decreases (Table 15 right column). For GM lower than 20cm, the dense grid tends to behave locally as a finite PEC.

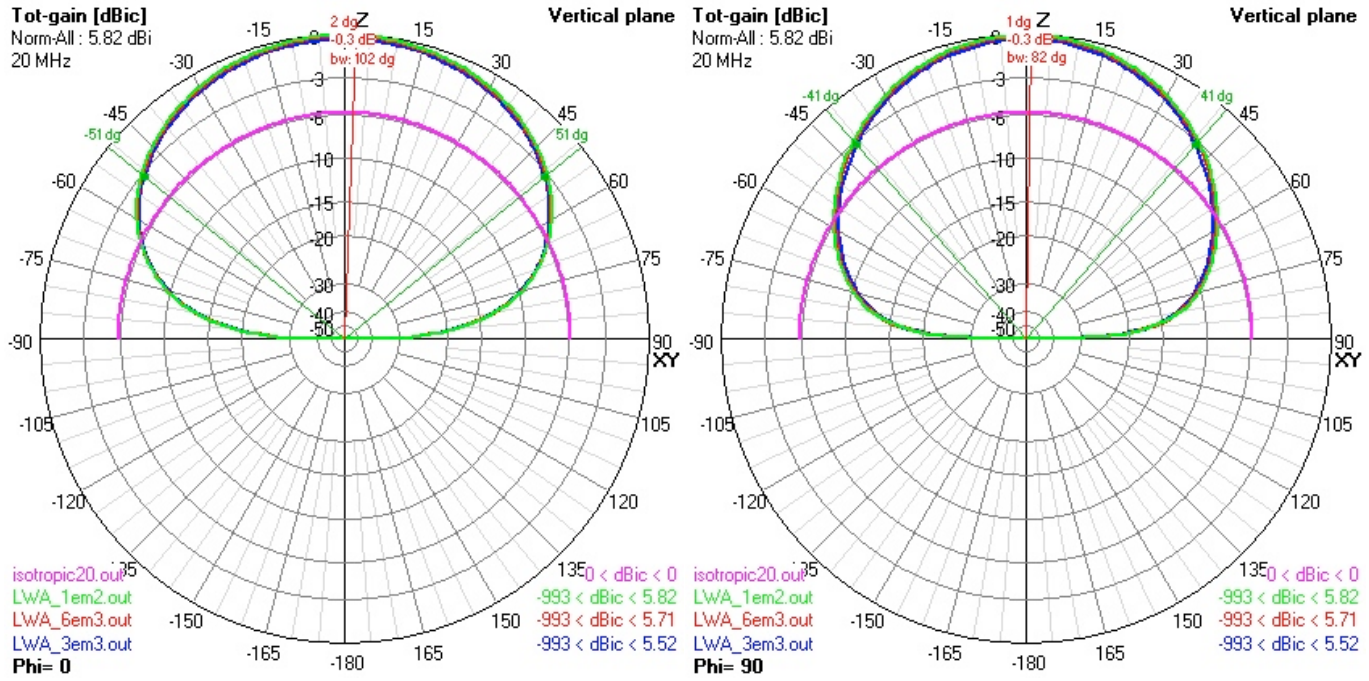
Conclusion

The size of the meshing will condition the construction costs of the antenna. The density of the meshing influences the radiation efficiency (and overall gain) and the bandwidth of the antenna. As seen in the study #3c, the closest to the PEC ground the grid is (either its size or the density of the meshing), the best the antenna will radiate but the less directive and the less broadband it will be. The choice of the meshing should be done to insure a good sensitivity of the antenna rather than good pattern characteristics.

<u>Study #3e</u>: Radius of the grid wire
<u>Antenna:</u> LWA Fork

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

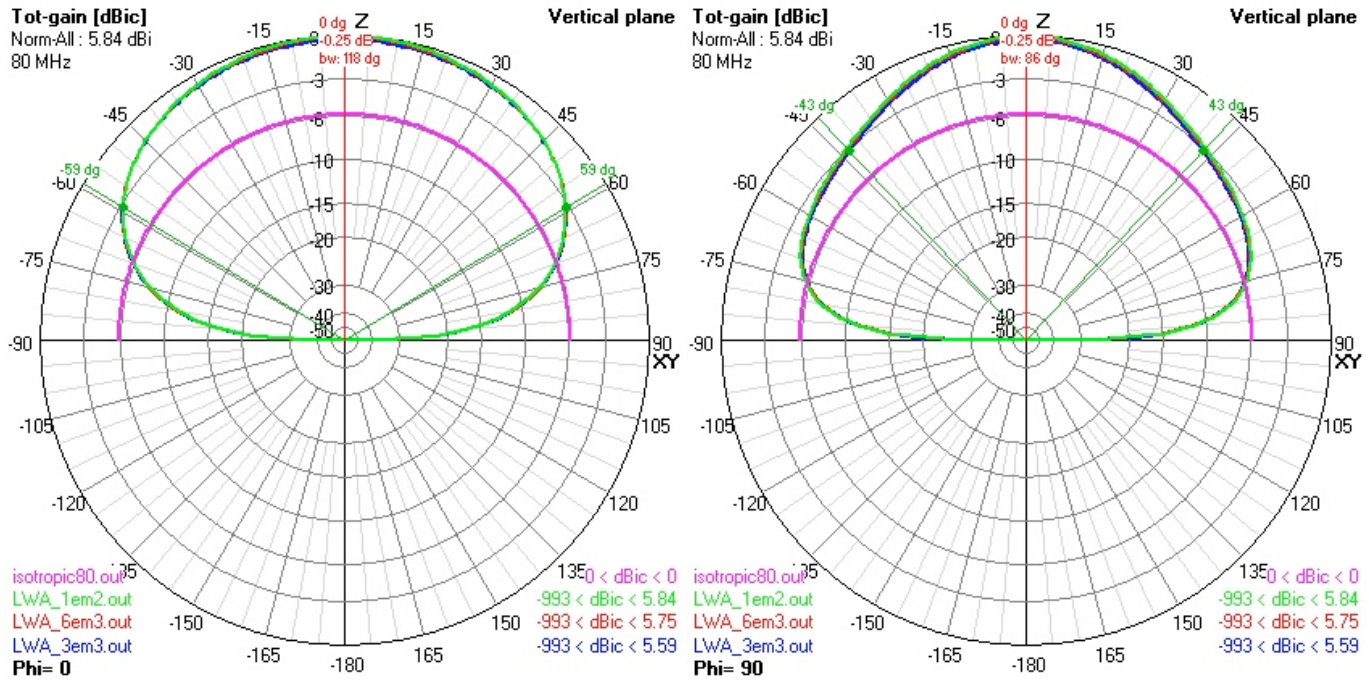


Fig 34. *Simulated beam pattern at 20 and 80 MHz for the LWA Fork design with different radius of the conductor of the grid, above an «average» ground: GWR= 0.003m (blue), 0.006m (red), 0.01m (green). The isotropic antenna pattern is drawn in purple for reference.*

Table 16. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the LWA Fork design with grid wire radius at 20 MHz and 80 MHz: GWR = 0.003m, 0.006m, 0.01m.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
GWR=1e-2	5,82	0	-8,7	-7,59	84	102	18	67,75	
GWR=6e-3	5,71	0	-8,8	-7,57	82	102	20	65,9	
GWR=3e-3	5,52	0	-8,94	-7,53	82	102	20	62,95	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
GWR=1e-2	5,84	0	-4,72	-6,01	88	114	26	82,83	
GWR=6e-3	5,75	0	-4,73	-5,88	88	116	28	81,71	
GWR=3e-3	5,59	0	-4,69	-5,67	86	118	32	79,92	

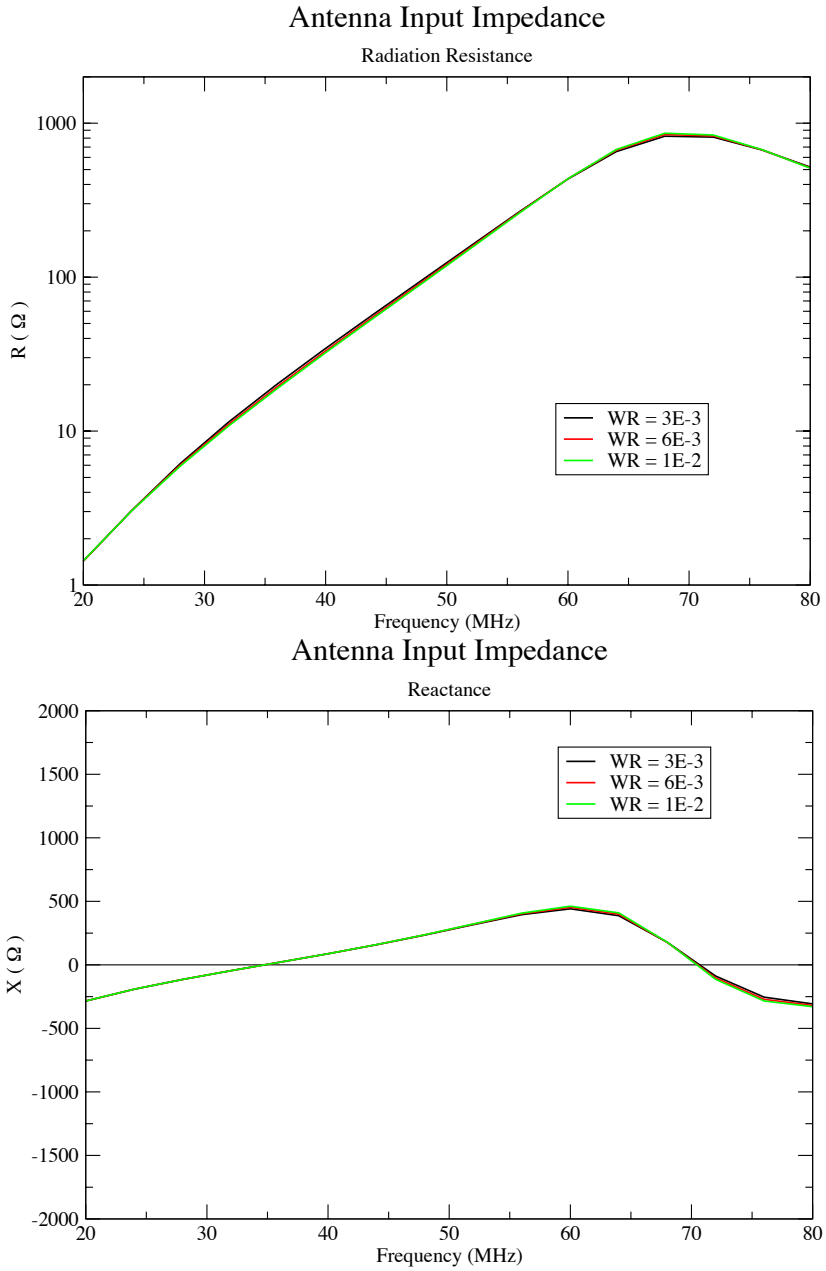


Fig 35. *Antenna input impedance of the LWA Fork antenna with grids of different radii: GWR= 0.003m (black), 0.006m (red), 0.01m (green).*

Discussion
The variation of the radius of the grid wire has a minor impact on the gain, beam shape and antenna input impedance.

Overall gain
The variation of the absolute gain is less than 1 dB (Table 16). The gain is larger when using «thicker» conductor in the ground plane.

Beam shape
The thickening of the wire of the grid increases the symmetry of the beam (decreasing the axial ratio).

Radiation efficiency
As for the density of the meshing of the ground plane, thicker conductors contribute positively to the radiation efficiency of the antenna. The ground plane tends to a PEC ground when its wires get thicker.

Antenna input impedance
No strong difference can be seen on the antenna input impedance (Fig. 35).

Conclusion
Along with a dense meshing of the ground plane, the radius of the wire of the ground plane have to be as big as possible given what exists and given the construction costs.

<u>Study #4a</u>: Filling of the antenna
<u>Antennas:</u> LWA Fork and variants

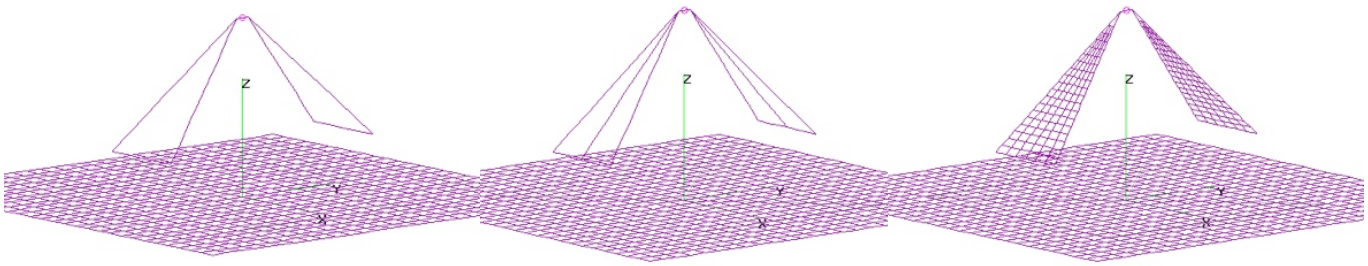
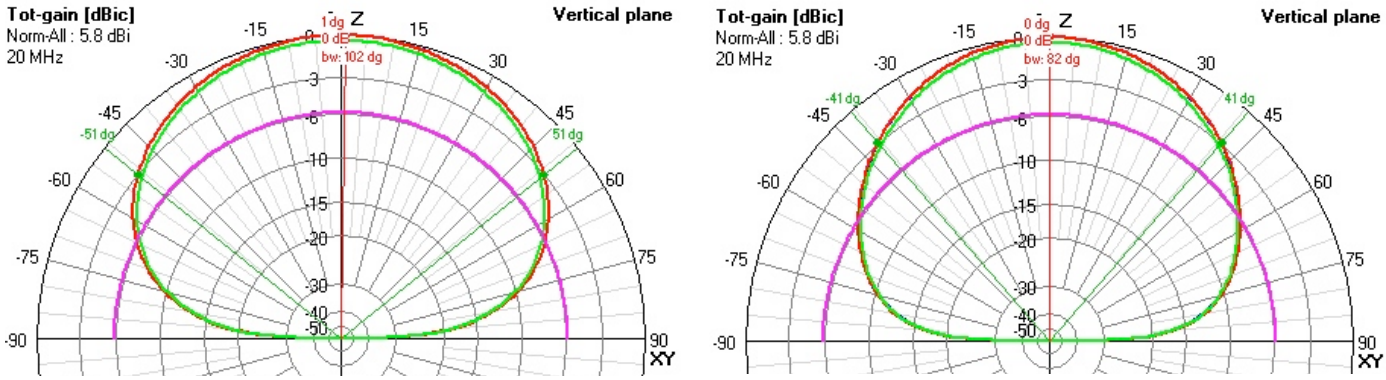


Fig 36. *Considered antenna geometries based on the LWA Fork design. We considered different antenna «filling» factor, represented by (from left to right) a single triangular loop «hollow», a triangular loop with a central rod «hollow with bar» and a triangular grid meshing «filled».*

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

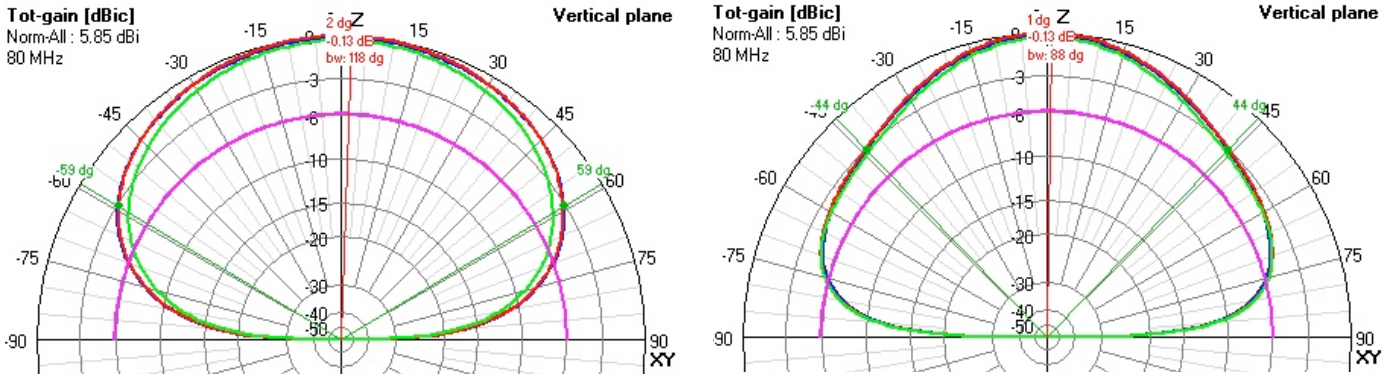


Fig 37. *Simulated beam pattern at 20 and 80 MHz for the three LWA Fork antennas with different «filling»: «hollow» (green), «hollow with bar» (red) and «filled» (blue).*

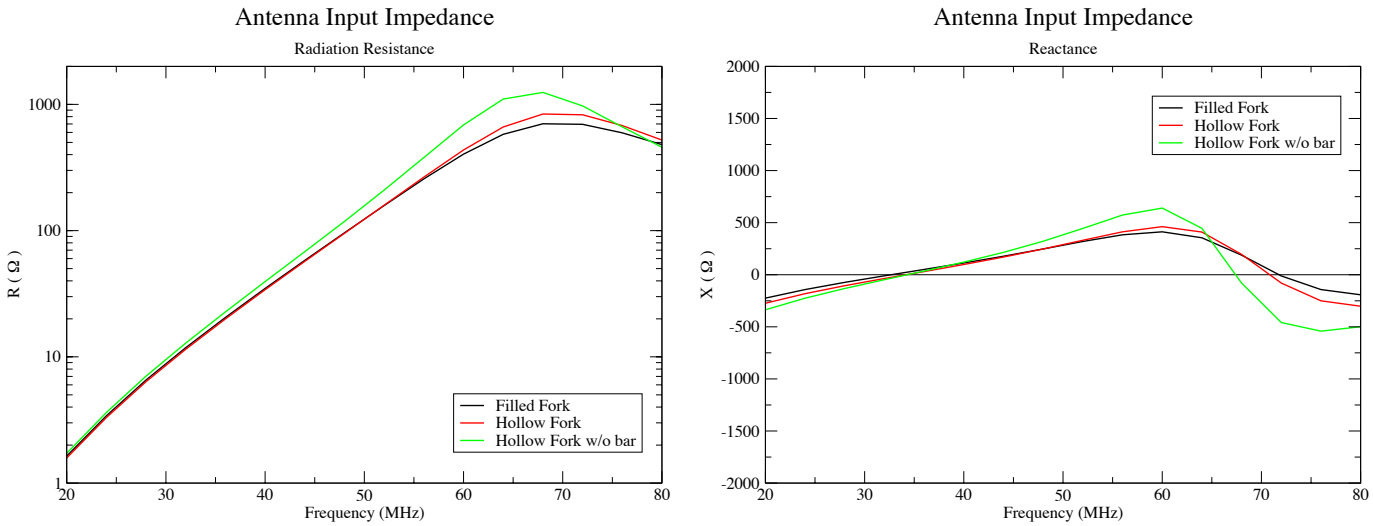


Fig 38. *Antenna input impedance of the three LWA Fork antennas with different «filling»: «hollow» (green), «hollow with bar» (red) and «filled» (black).*

Discussion

This simulation shows the equivalence between three antennas sharing exactly the same dimensions (AL, α, β, H) but with different «filling»: a simple loop structure («Hollow»), a three-wire structure («Hollow with bar») and a dense structure («Filled fork»). The latter stands for a plain sheet of metal (similar to the LWA Big Blade antenna) that can be modeled by a dense grid of wire cells (the cell size must be shorter than $\sim\lambda_{max}/10$ (~37cm at 80 MHz in our case)).

Absolute gain

No table is provided in this study, the absolute gains values are directly reported from the beam patterns (Fig. 37). The absolute gain is mostly constant over the band (5.43 to 5.8 dB @ 20 MHz and 5.54 to 5.85 dB @ 80 MHz).

Beamwidths

The beam widths are identical for the two more filled antennas (a slight difference can be seen in the H plane at 80 MHz)

Antenna input impedance

Contrary to the beamshapes, the antenna impedance depends on the filling of the antenna. On the reactance plot (Fig 38), one can see that the antenna becomes more broadband with the «filling» of the antenna: variation of X are tempered by the filling of the antenna.

Conclusion

Due to the similarity of these three antennas, we can only use one of the three model as a representative antenna. We assume that the design parameter variations of the studied antenna («Hollow Fork with a bar») will affect the same way the performances of the two other designs.

<u>Study #4b</u>: LWA Fork design with and without transverse rod
<u>Antennas:</u> LWA Fork

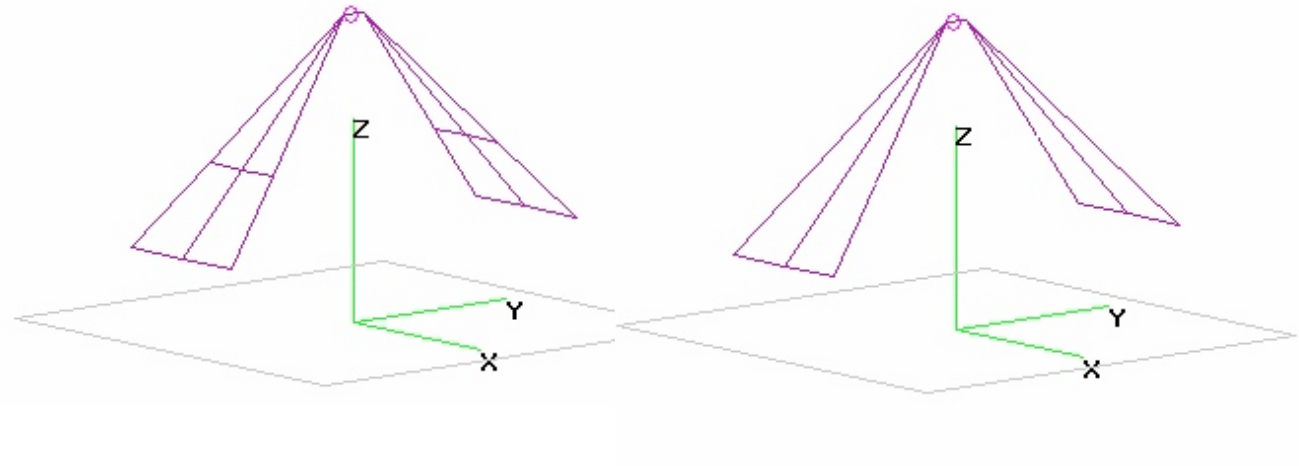
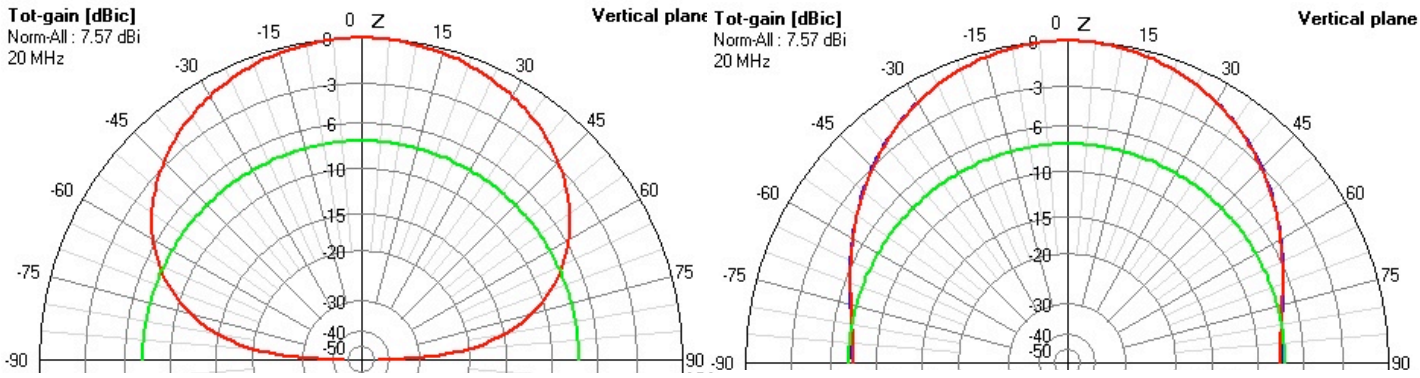


Fig 39. *Antenna geometries of the LWA Fork (left) and its variant without the transverse rod (right).*

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

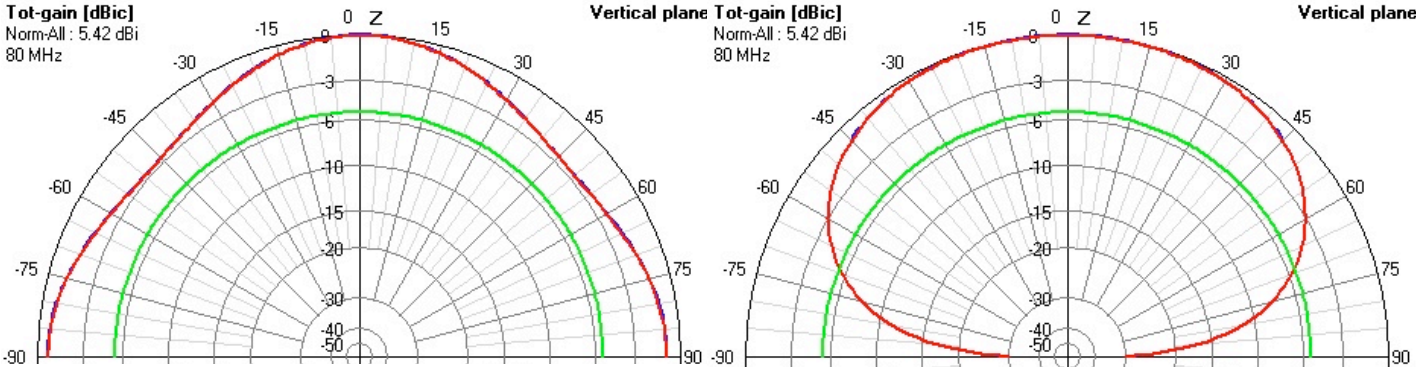


Fig 40. *Simulated beam pattern of the LWA Fork (red) and its variant (blue) without the transverse rod.*

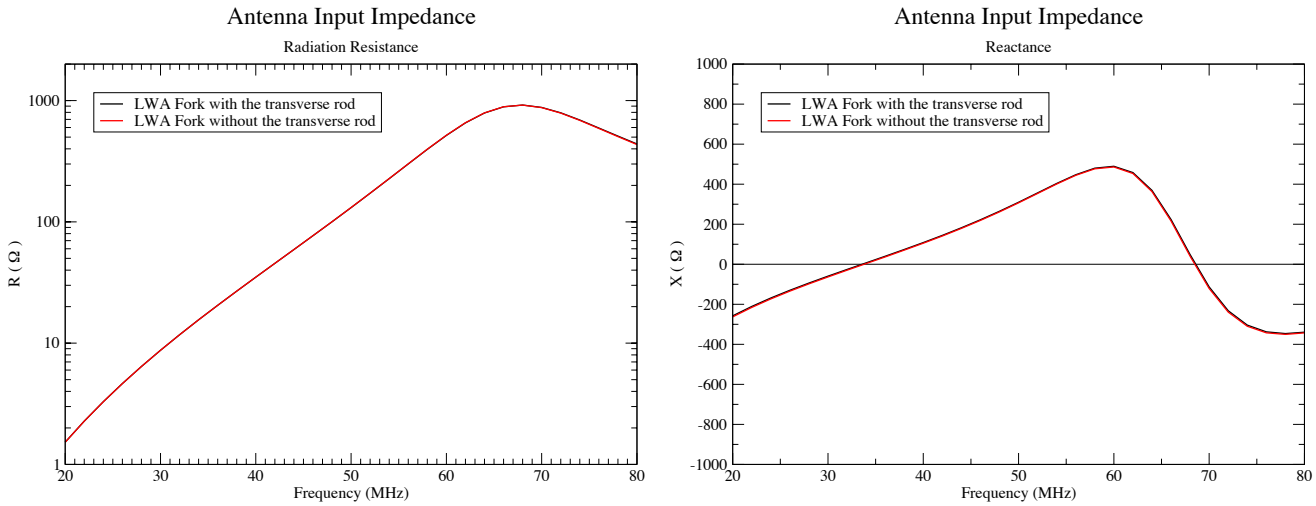


Fig 41. *Antenna input impedance of the LWA Fork (black) and its variant (red) without the transverse rod.*

Discussion/Conclusion

The LWA fork antenna is from the class of the inverted-V shape antennas. The current fork design used in the LWA project [3b] and the one used all along this study share the same geometry except for a small transverse rod that links the three main «wires» around the middle of the antenna (Fig. 39).
Concerning beam shape and the antenna input impedance (Fig. 41), the presence of this rod almost doesn't contribute at all to the characteristics of the antenna. One can think that adding such a rod contributes to raise the «thickness» of the dipole (to make it closer to an actual metal blade as for the LWA Big blade, see study #4a) and in the same time, increasing the working band of the antenna. This point is not validated by our present simulations. Further studies need to be carried on this specific topic to know if it is a modeling problem (unrealistic model) or if it is due to a wrong computation (beyond the scope of the MoM).

No table is available here as the data concerning this antenna has been already given in study #2a.

Study #4c: Flare angle (FA)
Antennas: LWA Fork and variants

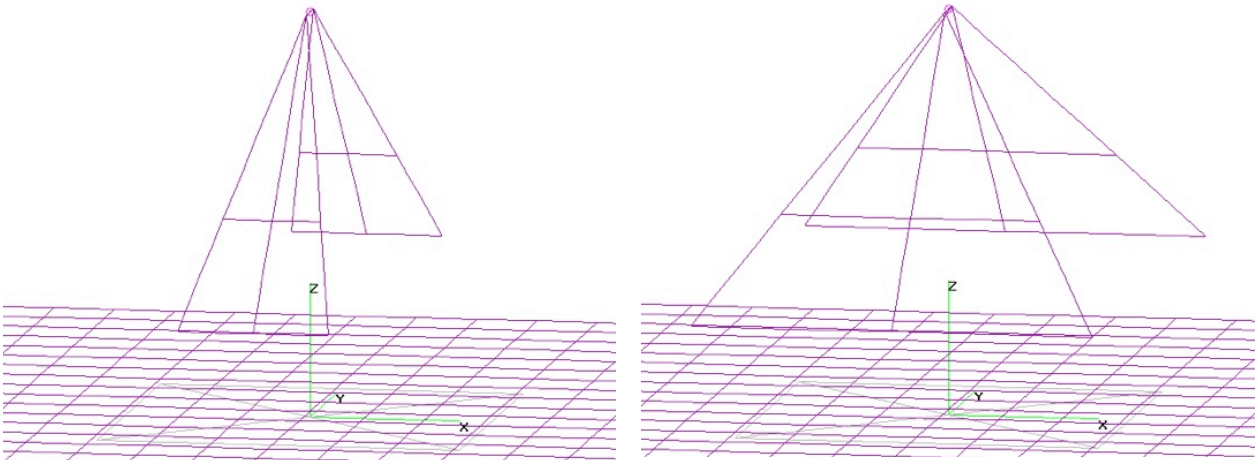
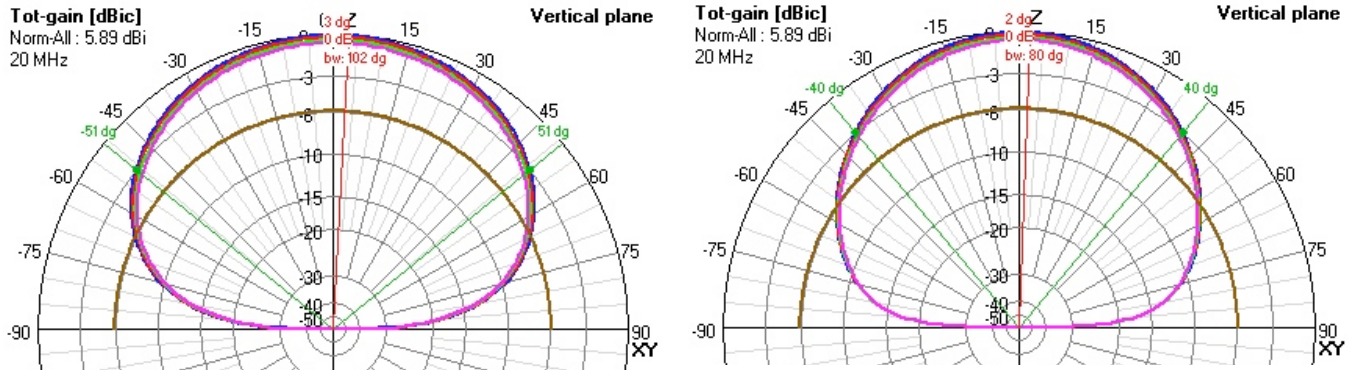


Fig 42. *Considered antenna geometries based on the LWA Fork design. We considered for flare angle (FA): β=10°, 14.6° [3b], 20°, 25°. We also simulated an «average» ground under the antenna to follow the impact of the flare angle on the radiation efficiency.*

H-plane **E-plane**

20 MHz



80 MHz

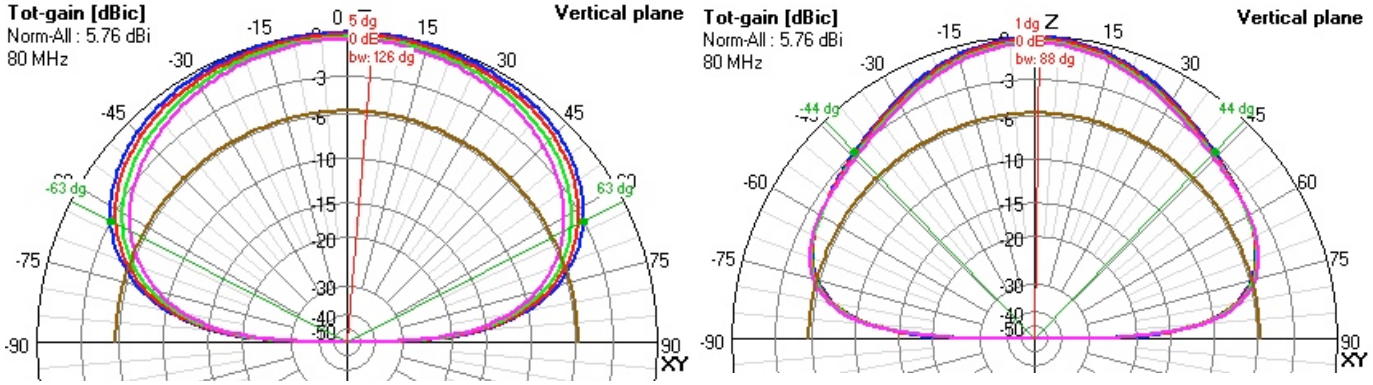


Fig 43. *Simulated beam pattern at 20 and 80 MHz for the LWA Fork design with different flare angle: β=10° (blue), 14.6° (red), 20° (green), 25° (purple). The isotropic antenna pattern is drawn in brown for reference.*

Table 17. *Gain, aperture, axial ratio and radiation efficiency for the LWA Fork design with different flare angle at 20 MHz and 80 MHz.*

F = 20 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna	(dBi)		E (dBr)	H (dBr)	E	H			
β=10°	5,89	0	-9,28	-7,53	80	102	22	67,72	
β=14.6°	5,72	0	-9,16	-7,55	82	102	20	65,27	
β=20°	5,51	0	-9,03	-7,57	82	102	20	62,41	
β=25°	5,32	0	-8,92	-7,58	82	102	20	59,99	

F = 80 MHz	**Gain (dB)**				**Aperture (°)**		**AR (°)**	**Rad. Eff.**	**Remarks**
	Absolute	θ=0°	θ=70°		HPBW				
Antenna			E (dBr)	H (dBr)	E	H			
β=10°	5,76	0	-4,92	-4,94	88	126	38	86,22	
β=14.6°	5,25	0	-4,71	-5,25	88	122	34	82,25	
β=20°	5,61	0	-4,45	-5,72	90	118	28	77,49	
β=25°	5,32	0	-4,19	-6,33	90	112	22	73,24	

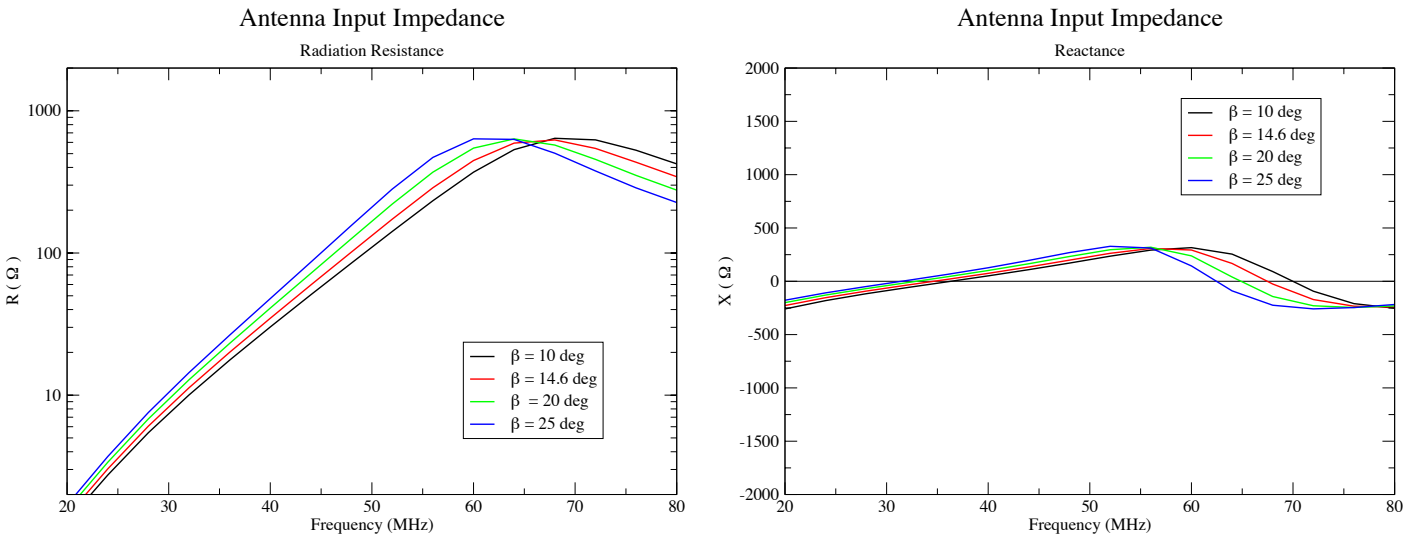


Fig 44. *Antenna input impedance of the LWA Fork design with different flare angle: β=10° (black), 14.6° (red), 20° (green), 25° (blue).*

Discussion

Overall gain

The gain slightly decreases (by an amount < to 1 dB) as the aperture of the arm (controlled by the flare angle) increases from 20° to 50° (Table 17). These variations are minor over the band.

Beam Pattern

As in the other studies, the impact of the flare angle is more pronounced in the upper part of the band. As β increases, the symmetry of the pattern is improved (Fig. 43). A minimum of the axial ratio is obtained for a large value of β.

Radiation efficiency

As the flare angle increase, the ground losses also increase and the radiation efficiency decrease (by ~7% at 20 MHz and ~13% at 80 MHz).

Antenna input impedance

The variations of β doesn't change the shape of the input impedance with the frequency Fig. 44). However, with an increasing β, the impedance curve shifts in block the curve toward the low frequencies without changing the impedance bandwidth of the antenna. The value of β allow us to tweak the position of the antenna resonance without changing (too) much the gain, the radiation efficiency and the value of R_{rad} and X over the band.

Conclusion

The increase of the flare angle seems to improve the symmetry of the beam at the cost of the radiation efficiency but doesn't affect the overall gain of the antenna. In order to keep a good radiation efficiency (>60% at all frequencies) and a fairly symmetric beam, the flare angle has to be between 10° and 20°. A value close to 15° (14.6° in the original model) represent a fairly good compromise.

General Conclusion

A quick summary of the studies discussed in this report is depicted in the next table. For each study, the modified quantity is expressed as well as the preferred antenna/design/value.

Study #	predominantly acts on	Preferred antenna/design/value
1a: Co-planar vs perpendicular bowties	Gain at zenith	// to E plane
1b: Bow-tie vs V-Shape	HPBW	Perpendicular to E plane
2a: AW	Impedance	LWA Big Blade
2b: DA	Gain at zenith & Beamshape	DA ≈ 45°
2c: AL	Gain at zenith & Beamshape	Inverted V-shape with AL ≈ 1.5m
2d: WR	Impedance	Large radius
2e: H	Beamshape & impedance	Inverted V-shape
3a: GT	Radiation eff. &Overall gain	{Bow-tie} OR {inverted V-shape+grid}
3b: GT 10% var.	No effect	Bow-tie
3c: GS	Overall gain	Large grid
3d: GM	Gain at zenith & Beamshape	Dense meshing
3e: GWR	Radiation eff.	Large radius
4a: antenna filling	Impedance & HPBW	LWA Fork
4b: LWA Fork rod	No effect	/
4c: FA	Radiation eff. & impedance	FA ≈ 10 - 15°

From this table, we can derive the general geometrical properties of the best LSS candidate antenna:

* The inverted-V shape antenna is the preferred geometry in terms of beam pattern.
* The antenna must be as «thick» as possible to provide the most broadband characteristics without exceeding building costs.
* To cope with ground losses and ground properties variations, the use of a ground plane is highly recommended with inverted V-shape antennas, (it remains only optional for bow-tie antennas).
* The ground plane must be wide and as dense as possible (cell size $<< \lambda/10$) to approach the behavior of a infinite PEC (one can even use a single grid for multiple elements, e.g. in the LSS mini-array).

These simulations suggest that, among all present designs, an antenna similar to the LWA Fork may be the most suitable antenna for the LSS design.

References

[1] L. Denis, C. Dumez-Viou, P. Zarka, *Comparative tests of Low-Frequency radio antennas in Nançay*
[2] G. J. Burke, A. J. Poggio, *Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments - Part I: Program Description - Theory*, Lawrence Livermore Laboratory January 1981 (www.nec2.org)
[3] A. Kerkhoff, *Comparison of Dipole Antenna Designs for the LWA*, LWA Memo 102, 25/08/2007
[3b] S. W. Ellingson, *Sensitivity of antenna arrays for long-wavelength radio astronomy*, LWA Memo 166
[4] N. Paravastu, W. Erickson, B. Hicks, *Comparison of Antenna Designs on Groundscreens for the Long Wavelength Array*, 29/10/2007
[5] I.S. Falkovich, A.A. Konovalenko, A.A. Gridin et al., *Wide-band high linearity active dipole for low frequency radio astronomy*, Experimental Astronomy, vol. 21, 2, 2011
[6] W.A. van Cappellen, M. Ruiter, G.W. Kant, *Low Band Antenna Architectural Design Document*, LOFAR-ASTRON-ADD-009, 21/07/2007
[7] D. Charrier, *Antenna development for astroparticle and radioastronomy experiments*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, 662, p.142 2012
[8] G. A. Dulk, W. C. Erikson, R. Manning, J.L. Bougeret, *Calibration of low-frequency radio telescopes using the galactic background radiation*, A&A 365, 294-300 (2001)
[8b] Warnick, K.F, Jensen, M.A., *Signal and Noise Analysis of Small Antennas Terminated with High-Impedance Amplifiers*, The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007.
[9] E. Polisensky, LFmap: A Low Frequency Sky Map Generating Program, LWA Memo 111, 07/09/2007
[10] 4Nec2 - http://www.qsl.net/4nec2/
[11] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: analysis and design* 3rd Edition, Wiley-Interscience, 2005
[12] UTR-2 instrument, IRA, http://ira.kharkov.ua/eng_main.htm
[13] MWA: Murchison Widefield Array, MIT Haystack Observatory, http://www.haystack.mit.edu/ast/arrays/mwa/

Index of Acronyms

Some ambiguous notations (e.g. H, G) may be solved with the context.

4NEC2	'For NEC too'
AG	Average Ground
AL	Arm Length
APA	Antenne Papillon Active
AW	Arm Width
DA	Droop Angle
E	'Electric' plane
EM	Electromagnetic
FJL	Feed Junction Leed
FOV	Field Of View
G	Grid or Gain
GM	Grid Meshing
GS	Grid Size
GT	Ground Type
GURT	Giant Ukrainian Radio Telescope
H	Height or H-plane

HPBW	Half Power Beam Width
LBA	Low Band Antenna
LOFAR	LOw Frequency ARray
LSS	LOFAR Super Station
LWA	Long Wavelength Array
MOM	Method Of Moment
MWA	Murchison Widefield Array
NEC	Numerical Electromagnetics Code
NRL	Naval Research Laboratory
PEC	Perfect Electrical Conductive
PG	Perfect Ground
RFI	Radio Frequency Interference
SWR	Standing Wave Ratio
UTR-2	Ukrainian T-shape Radiotelescope Mark II
WR	Wire Radius

A.3 Prototype d'antenne LSS

A.3.1 Premier étalonnage du gain par l'observation de Jupiter en décamétrique

Gain aux basses fréquences À l'aide du réseau décamétrique (RDN) et le banc de test à Nançay, il a été possible d'estimer le gain directionnel de l'antenne prototype LSS (munie d'un LNA de type GURT, voir §A.3.2) aux basses fréquences. À partir d'une série d'observations effectuée dans le domaine 13-36 MHz, les spectres dynamiques (Fig. A.2) ont été sélectionnés lors d'une période d'émissions décamétriques en provenance de Jupiter. Cette émission non thermique est suffisamment brillante ($\geq 10^7$ Jy – Fig. 6.4) pour être vue par une antenne unique. Comme le RDN possède des antennes à polarisation circulaire et que l'antenne prototype est constituée de deux dipôles orthogonaux mesurant une polarisation linéaire, on représente l'intensité totale dans les spectres (bien que les émissions de Jupiter soient dans ce cas fortement polarisés à droite). Ces spectres ont été nettoyés des parasites, normalisés au flux du fond galactique et mis à une échelle temps-fréquence commune pour permettre une comparaison directe des niveaux mesurés par l'antenne prototype et par le RDN. Le rapport des gains RDN et LSS est représenté sous la forme d'un spectre dynamique et un spectre intégré en figure A.3. La valeur médiane de ce rapport varie entre 18 et 20 dB. Connaissant le nombre d'éléments du RDN (réseau de 144 antennes spirales dont 72 qui forment un réseau d'antennes polarisées à gauche et 72 autres antennes polarisées à droite). En supposant que l'émission radio de Jupiter n'est polarisée circulairement qu'à droite (et donc mesurée par 72 antennes seulement, soit un gain $G_{RDN,droite} = 10\log_{10}(72) \approx 19$ dB), on peut estimer qu'une antenne LSS présente un gain équivalent à celui d'une antenne du RDN (dans la direction de Jupiter et dans la bande 13-36 MHz).

Contrairement au RDN qui possède un lobe primaire plus fin ($\sim 10^o$) poursuivant Jupiter pendant son déplacement sur le ciel, le lobe d'une antenne LSS (entre 90^o et 114^o, table 2.6) fournit un signal intégré de tout le ciel à travers le lobe primaire de l'antenne. Après normalisation à la galaxie, il est possible d'isoler les émissions joviennes et ainsi mesurer le gain de l'antenne seule en direction de Jupiter (située à une élévation d'environ 53^o au moment de l'observation (10/10/2011)).

En supposant que le ciel radio BF n'est composé que du rayonnement du fond galactique et du rayonnement décamétrique jovien, on peut écrire pour chacune des antennes (LSS et RDN) :

$$S_{gal} = \frac{2k_b T_{gal}}{A_{eff}} \tag{A.6}$$

$$S_{Jup} = \frac{2k_b T_{Jup}\omega_{Jup}}{A\Omega_{ant}} \tag{A.7}$$

avec

k_b	constante de Boltzmann
T_{gal}, T_{Jup}	les températures de brillance du fond galactique et des émissions décamétriques de Jupiter
ω_{Jup}	l'angle solide sous-tendu par Jupiter
Ω_{ant}	l'angle solide sous-tendu par l'antenne (= lobe principal)
A_{eff}	aire effective de l'antenne

La normalisation par la galaxie s'écrit :

$$S_{Jup}/S_{gal} = \frac{T_{Jup}\omega_{Jup}}{T_{gal}\Omega_{ant}} \tag{A.8}$$

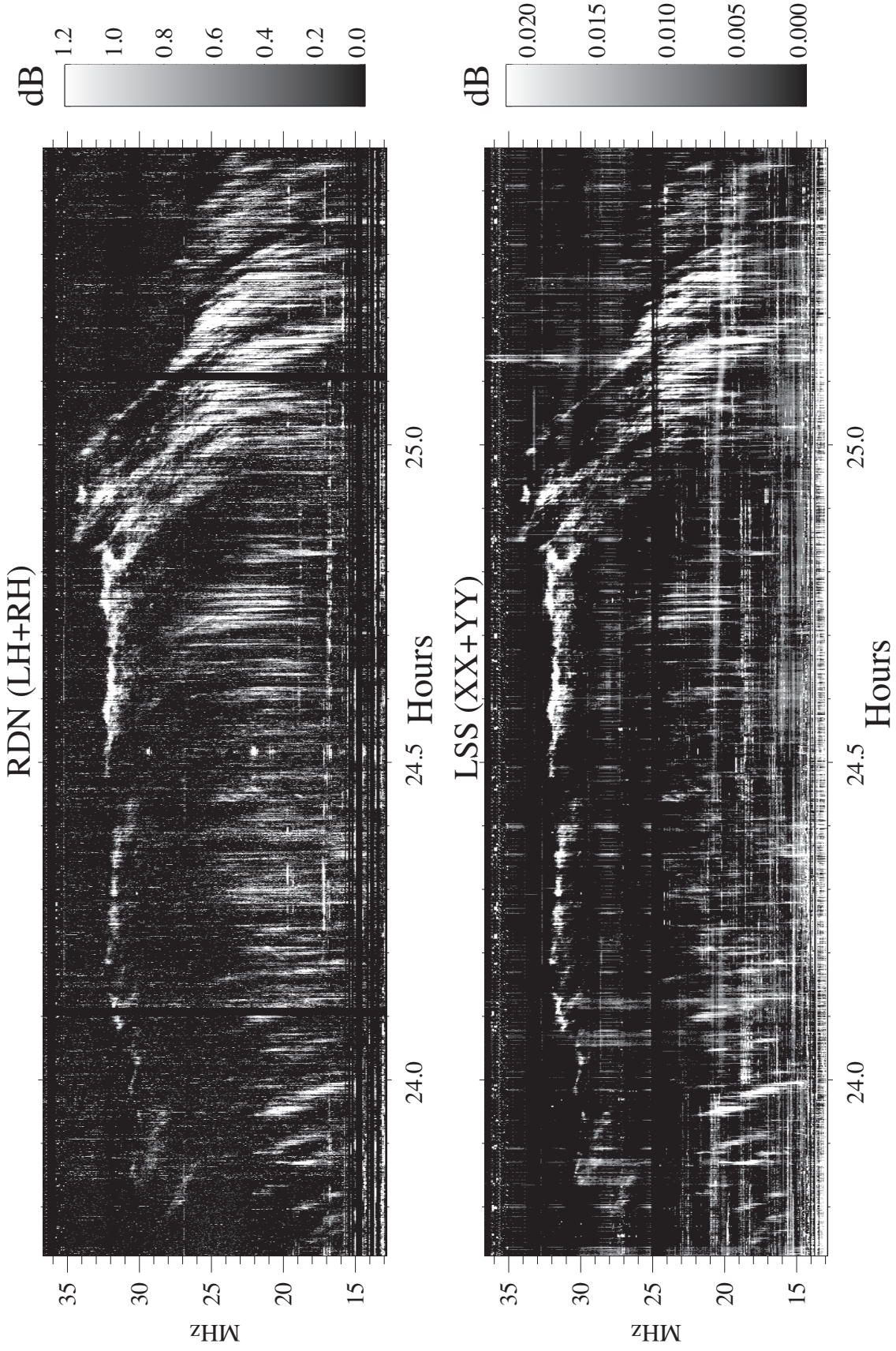


Figure A.2. *Spectre dynamique de l'émission de Jupiter (du 10/10/2011) servant à la mesure. Jupiter était à une élévation d'environ 53°. (haut) Réseau décamétrique de Nançay (bas) antenne prototype LSS. Des structures analogues sont visibles sur les deux spectres à des gain différents. On peut encore observer des émissions jusqu'à* $\lesssim$*15 MHz.*

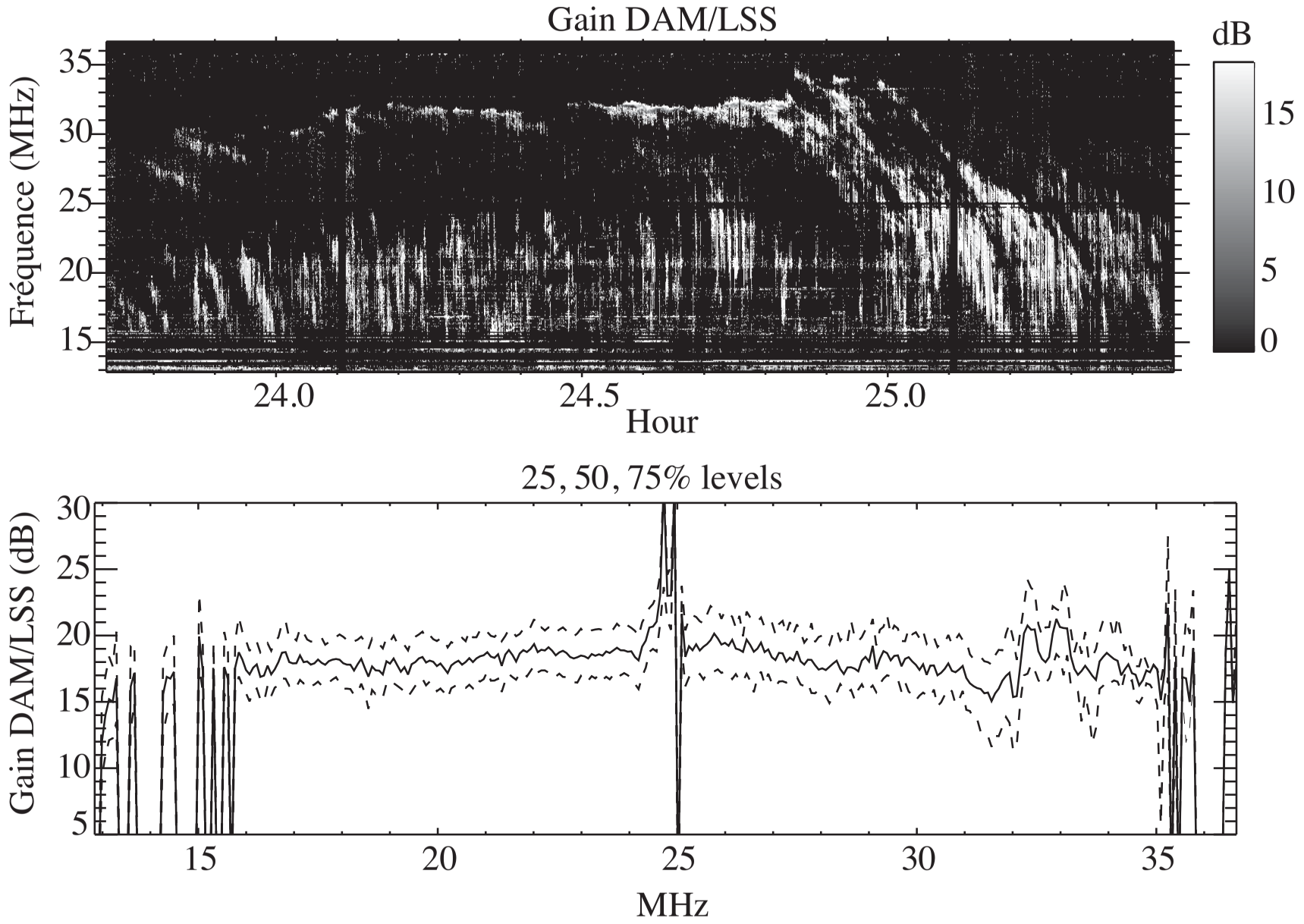


Figure A.3. *Rapport des gains RDN et LSS sous la forme d'un spectre dynamique (haut) et spectre intégré à chaque fréquence : niveau médian (trait plein) et quartiles à 25% et 75% (traits pointillés) (bas).*

Le rapport des deux signaux normalisés à la galaxie (RDN et LSS) permet d'obtenir le rapport des gains directionnels des deux instruments :

$$\frac{(S_{Jup}/S_{gal})|RDN}{(S_{Jup}/S_{gal})|LSS} = \frac{\Omega_{LSS}}{\Omega_{RDN}} \tag{A.9}$$

Pour une antenne, l'aire effective maximale de l'antenne à la longueur d'onde par la relation :

$$A_{eff,max}\Omega_{ant} = \lambda^2 \tag{A.10}$$

En utilisant les équations 2.1 et A.10 dans A.9, on obtient :

$$\frac{(S_{Jup}/S_{gal})|RDN}{(S_{Jup}/S_{gal}|LSS)} = \frac{G_{RDN}}{G_{LSS}} \tag{A.11}$$

En connaissant le gain G_{RDN} (Fig. A.4), il est alors possible de déduire le gain de l'antenne LSS. Le gain du RDN a été calculé à partir de la simulation de son aire effective totale en prenant en compte le recouvrement des aires effectives des antennes (Fig. A.4 (gauche)) et le fait que lors de la mesure, deux blocs de 8 antennes du réseau décamétrique (sur les 9 blocs) étaient en maintenance. Le gain du RDN a donc été diminué en proportion des éléments ne contribuant pas dans le réseau (-1,1 dB) (Fig. A.4 (droite)). Le RDN étant dédié aux observations solaires et joviennes, ses antennes sont inclinées vers le Sud, nous ferons l'approximation que le RDN atteint son aire effective maximale en direction de Jupiter.

Le gain de l'antenne LSS ainsi que son aire effective sont tracés en figure A.5. On représente les valeurs médianes du gain mesuré (ainsi que les deux quartiles à 25% et 75%). À 20 MHz, on représente les valeurs de gain simulé avec NEC dans les directions $(\theta, \phi) = (37^o, 45^o)$, l'antenne LSS étant tourné à 45^o par rapport à l'axe Nord-Sud et captant un signal en provenance de Jupiter culminant à 53^o d'élévation pendant le transit.

Les deux valeurs représentent respectivement le gain pour une antenne sur un sol parfait ($G_{PEC} \approx 5,6$ dB) et pour un sol moyen dont les effets sont adoucis par une grille 3×3 m ($G_{moyen} = 2,13$ dB). Ces deux valeurs encadrent la valeur de gain mesuré. La différence réside dans une modélisation imparfaite du sol (paramètres électriques différents du sol de Nançay) et des autres sources de bruit (inadaptation, RFI...) ainsi que de la précision sur le gain du RDN. Toutefois, ces mesures préliminaires permettent de confirmer l'ordre de grandeur du gain de l'antenne aux basses fréquences et sa validité sur la bande 13-37 MHz.

L'aire effective est directement déduite du gain mesuré et est comparée à l'aire effective d'une antenne en V inversé $\sim \frac{\lambda^2}{3}$. Les études des mesures sur plusieurs jours de transit galactique (intégration sur tout le ciel), sur Jupiter et le Soleil sont en cours et permettront de connaître le gain de l'antenne et sa stabilité pour différents environnements (RFI, humidité, température...).

A.3.2 Amplificateurs à bas bruit

Il existe actuellement quatre versions de LNA en cours de test : Un LNA fournit par l'équipe du LWA, un LNA du projet GURT, un LNA développé par le laboratoire SUBATECH à Nantes et co-réalisé avec Nançay et un LNA développé par l'équipe de microélectronique de la station de Nançay. Une campagne de mesures est actuellement en cours pour comparer les caractéristiques de ces LNA sur l'antenne seule, et bientôt au sein d'un MR phasé. La figure A.6 regroupe les mesures préliminaires effectuées avec chaque LNA adapté à l'antenne LSS. Ces mesures ont eu lieu durant la nuit pour limiter la quantité de RFI mesurée. Pour chaque LNA sont représentés le signal vu sur le ciel quand le LNA est connecté aux brins d'antennes, le signal mesuré quand le LNA est en court-circuit (*short*), les brins de l'antenne étant détachés) et également celui mesuré en régime circuit ouvert (*open*, les entrées du LNA étant ouvertes sur le ciel). Ces deux cas extrêmes permettent de ce rendre compte du niveau de signal du

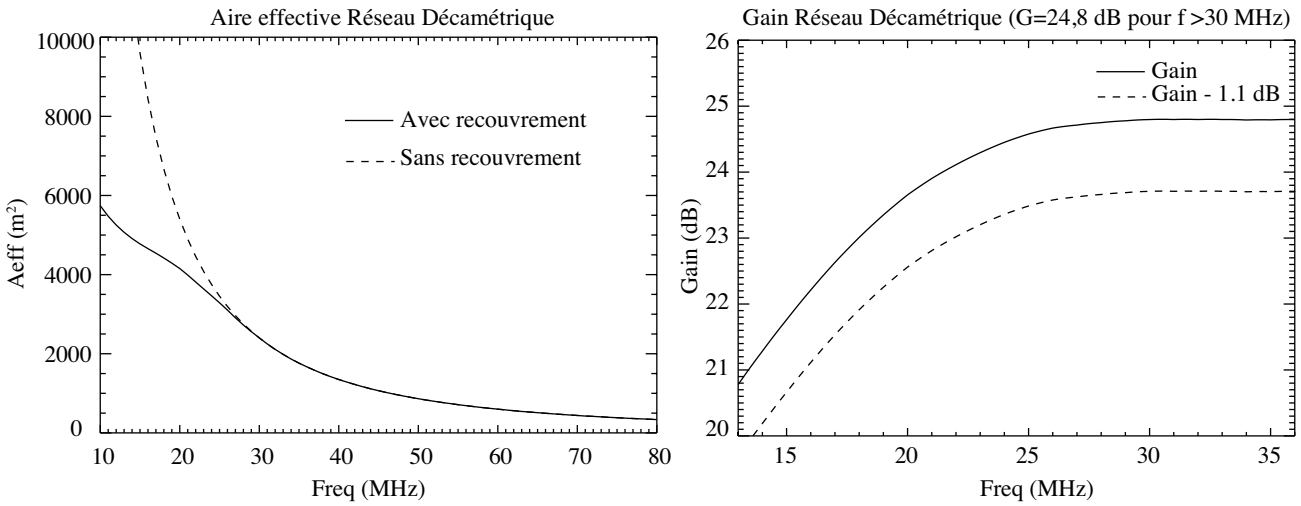


Figure A.4. *(Gauche) Aire effective maximale du Réseau Décamétrique de Nançay en prenant en compte les recouvrements des aires effectives entre les antennes. (Droite) Gain du RDN déduit de l'aire effective. Le gain utilisé dans la mesure a été corrigé de 1,1 dB pour tenir compte des antennes hors service pendant l'acquisition.*

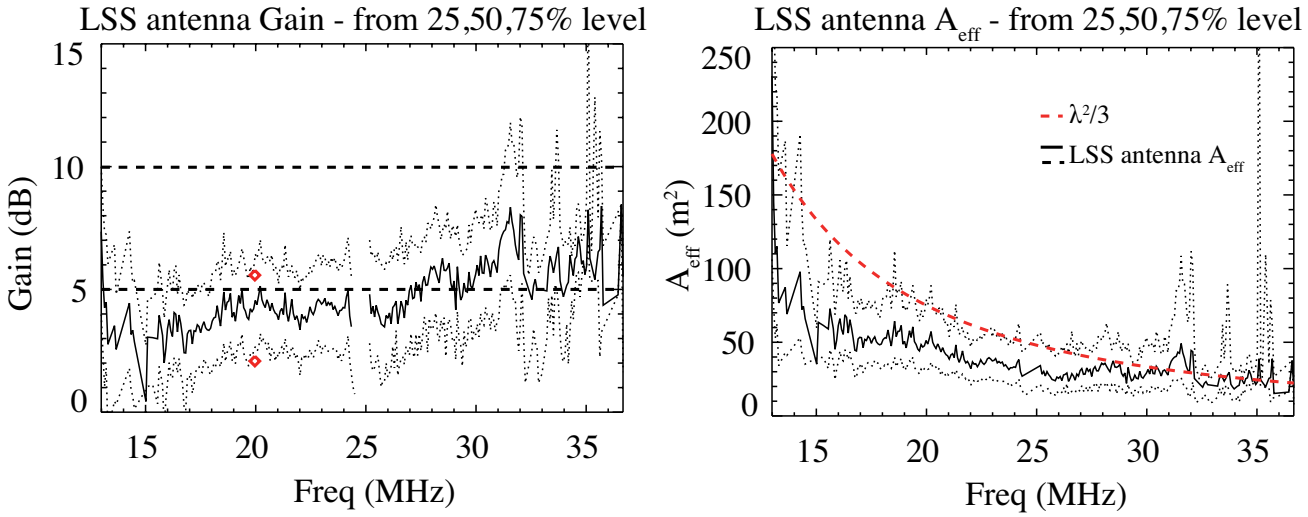


Figure A.5. *(gauche) Gain de l'antenne prototype entre 13 et 36,5 MHz déduite du rapport des gains mesurés et du calcul du gain du RDN. Les tirets marquent les niveaux 5 et 10 dB. Le gain simulé dans le cas d'un sol parfait et d'un sol avec pertes (sol moyen) sont indiqués par les diamants rouges et correspondent respectivement aux niveaux (5,58 dB et 2,13 dB).*

LNA en l'absence de signal extérieur. De manière idéale, il faudrait charger le LNA par une impédance égale à l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence. La courbe correspondante prendrait alors une forme différentes des courbes en circuit ouvert et fermé. Cette mesure permet toutefois de voir l'apport en bruit de chaque LNA et sa stabilité en fréquence.

Le rapport entre les différents niveaux permet de mesurer le gain du LNA lors de la mesure sur le ciel par rapport à une base où aucun signal externe n'est mesuré. Comme ces mesures sont préliminaires, il n'est pas possible de conclure sur les performances respectives de ces LNA à ce stade de l'étude comparative.

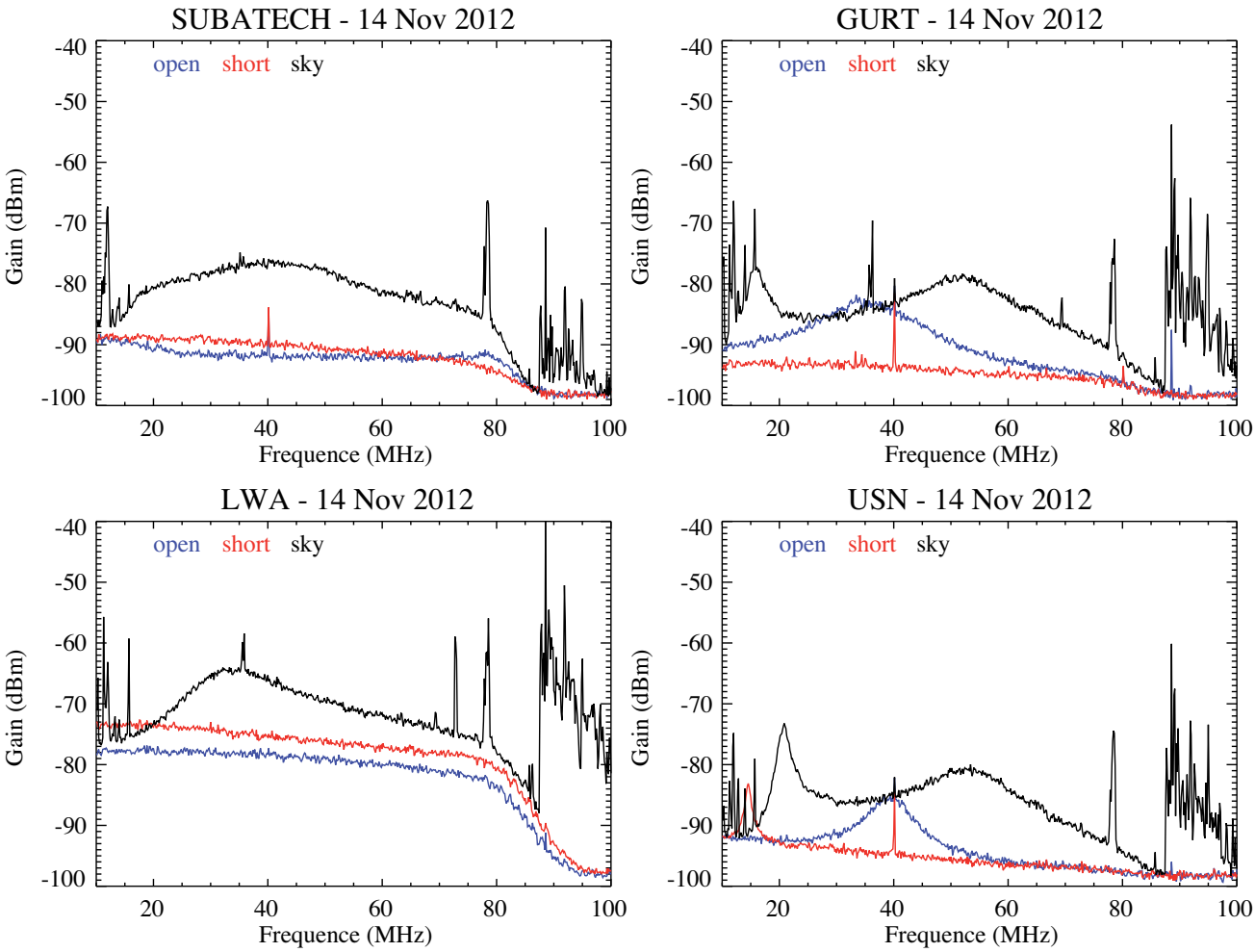


Figure A.6. *Mesure comparative des LNA pour la LSS (14/12/2012) à Nançay. Chaque diagramme représente le signal mesuré par chaque LNA adapté à une antenne prototype dans trois régimes : mesure sur le ciel (noir), mesure en régime court-circuit (rouge) ainsi qu'en régime circuit ouvert (bleu) pour les LNA SUBATECH, GURT, LWA et USN.*

Annexe B

Mini-réseaux

B.1 Compléments sur le système de phasage du mini-réseaux

On présente dans cette partie, des figures complémentaires ayant été produits pendant les études de développement de la LSS.

B.1.1 Composition d'une cellule de déphasage à deux voies.

En figure B.1 est présenté le schéma de principe de la mise en cascade de cellules déphasantes élémentaires i et $i+1$. Chaque cellule est composée de deux voix : une voie déphasante et une voie non déphasante. Un signal passant dans une cellule de déphasage subira un déphasage ou non suivant l'état des commutateurs contrôlés par l'ordre de pointage envoyé à la cellule.

B.1.2 Détermination de L_{min} et de N_{bits}

Les figures B.2 et B.3 sont des versions étendues de la table 3.2 permettant de dimensionner le système de phasage analogique (notamment en choisissant la plus petite longueur de câble déphasante de référence pour un réseau à trois antennes espacées de 5,5 m (voir §3.3)).

B.1.3 Longueurs de câble théoriques

La série de figures B.4 à B.7, rassemble les longueurs de toutes les cellules des lignes à retard du mini-réseaux (définies en longueurs de piste et en longueur de câble) permettant un pointage théorique analogique du mini-réseau (voir §3.3.5.2).

B.1.4 Schémas électriques système de phasage

Les figures B.9 à B.11 représentent les schémas techniques du design du prototype du système de phasage du mini-réseau à partir des études théoriques et des contraintes de réalisation techniques.

La figure B.12 illustre le prototype d'une carte "sommateur" permettant la sommation de tous les signaux issus du phasage des lignes E-O (voir §3.3.5 et Fig. 3.16)

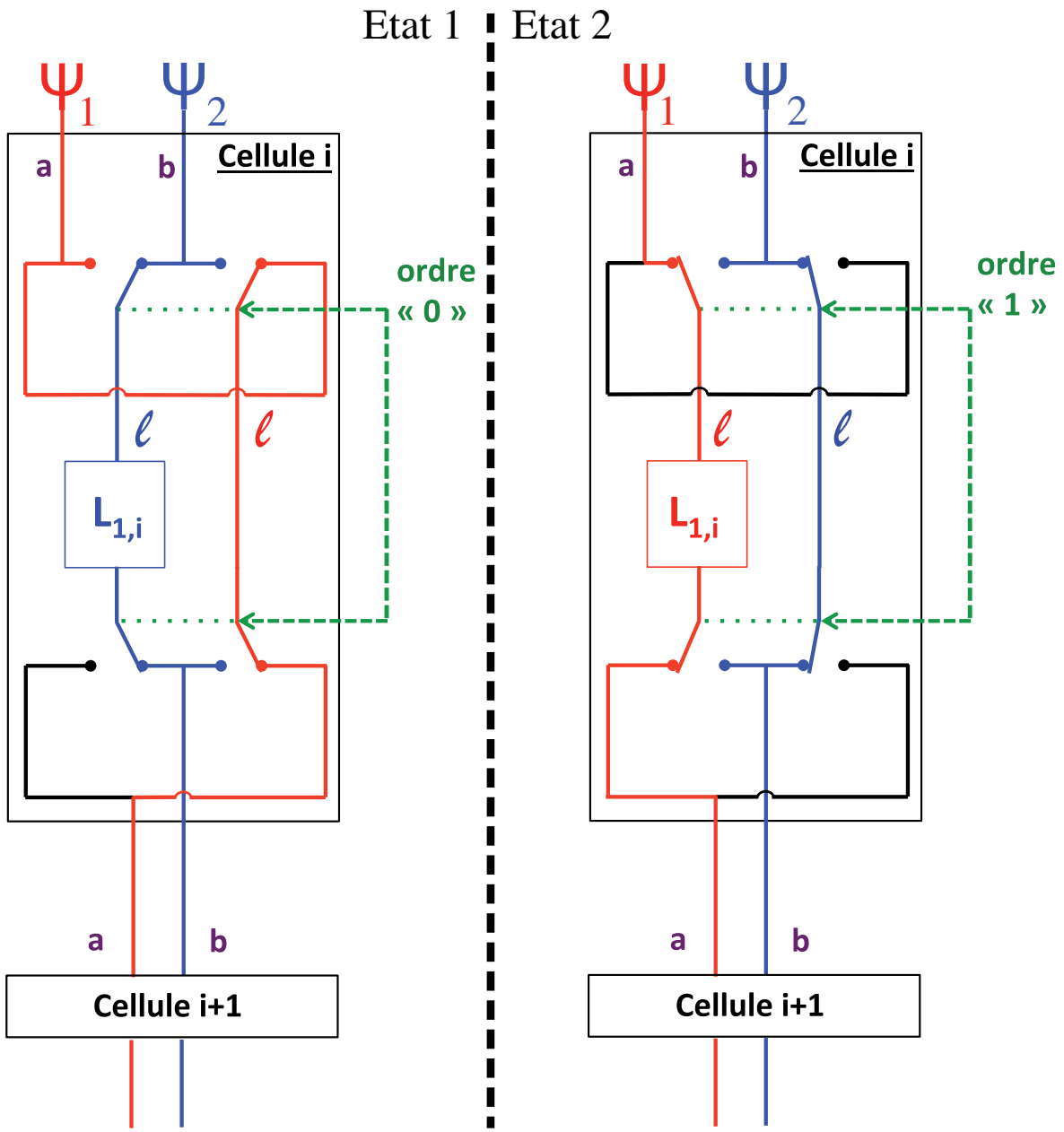


Figure B.1. *(Gauche) schéma de la mise en cascade de cellules élémentaires d'une ligne à retards commutable à 7 bits, les longueurs de câbles de chaque cellule suivent une progression géométrique (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64-1). Cette décomposition permet d'obtenir le phasage désiré à l'aide d'une commande à 7 bits (ex : 37=32+4+1 = 1010010). La dernière cellule est volontairement diminuée à 63 unités afin que* $L_7 = \sum_{i=1}^{6} L_i$ *avec (i=1 à 6). (droite) détail d'un cellule élémentaire. Un ordre de phasage (0/1) va permettre de choisir l'un des deux trajets de la cellule à l'aide d'un commutateur. Une des voies est connectée à un câble coaxial de longueur* L_i*. Les autres trajets dans la cellule (l) sont identiques pour les deux voies.*

Lmin (m)	0,15	0,16	0,165	0,17	0,18	0,19	0,2	0,21	0,22	0,23	0,24	0,25	0,26	0,27	0,28	0,29	0,3	0,31	0,32	0,33	0,34	0,35	
Npas	68,91	64,60	**62,65**	60,80	57,43	54,40	51,68	49,22	46,98	44,94	43,07	41,35	39,76	38,28	36,92	35,64	34,46	33,34	32,30	31,32	30,40	29,53	Npas necessaires 0->+70°
Npas	69	65	**63**	61	57	54	52	49	47	45	43	41	40	38	37	36	34	33	32	31	30	30	Npas necessaire entier
Theta(Npas)	70,20	70,99	**70,91**	70,51	68,86	68,86	70,99	69,30	70,05	70,20	69,75	68,72	70,99	68,86	70,36	71,64	68,01	68,43	68,58	68,43	68,01	72,66	Theta (°) = asin(Npas*Lmin/2*5.5)
Npas	Theta (°)																						
20	15,83	16,91	**17,46**	18,00	19,10	20,21	21,32	22,45	23,58	24,72	25,87	27,04	28,21	29,40	30,60	31,82	33,06	34,31	35,58	36,87	38,18	39,52	
21	16,64	17,79	**18,36**	18,94	20,10	21,27	22,45	23,64	24,83	26,05	27,27	28,51	29,76	31,03	32,31	33,62	34,94	36,29	37,66	39,05	40,47	41,93	
22	17,46	18,66	**19,27**	19,88	21,10	22,33	23,58	24,83	26,10	27,39	28,69	30,00	31,33	32,68	34,06	35,45	36,87	38,32	39,79	41,30	42,84	44,43	
23	18,28	19,54	**20,18**	20,82	22,11	23,41	24,72	26,05	27,39	28,74	30,12	31,52	32,93	34,37	35,84	37,33	38,85	40,40	42,00	43,63	45,31	47,04	
24	19,10	20,43	**21,10**	21,77	23,12	24,49	25,87	27,27	28,69	30,12	31,58	33,06	34,56	36,09	37,66	39,25	40,89	42,56	44,28	46,05	47,89	49,79	
25	19,93	21,32	**22,02**	22,73	24,15	25,58	27,04	28,51	30,00	31,52	33,06	34,62	36,22	37,85	39,52	41,23	42,99	44,79	46,66	48,59	50,60	52,70	
26	20,77	22,22	**22,95**	23,69	25,18	26,69	28,21	29,76	31,33	32,93	34,56	36,22	37,92	39,66	41,44	43,27	45,16	47,12	49,14	51,26	53,48	55,82	
27	21,60	23,12	**23,89**	24,66	26,22	27,80	29,40	31,03	32,68	34,37	36,09	37,85	39,66	41,51	43,41	45,38	47,42	49,54	51,76	54,10	56,57	59,21	
28	22,45	24,03	**24,83**	25,64	27,27	28,92	30,60	32,31	34,06	35,84	37,66	39,52	41,44	43,41	45,46	47,58	49,79	52,10	54,54	57,14	59,93	62,99	
29	23,29	24,95	**25,79**	26,63	28,33	30,06	31,82	33,62	35,45	37,33	39,25	41,23	43,27	45,38	47,58	49,87	52,27	54,81	57,53	60,46	63,68	67,33	
30	24,15	25,87	**26,74**	27,62	29,40	31,21	33,06	34,94	36,87	38,85	40,89	42,99	45,16	47,42	49,79	52,27	54,90	57,72	60,78	64,16	68,01	72,66	
31	**25,01**	**26,80**	**27,71**	**28,63**	**30,48**	**32,37**	**34,31**	**36,29**	**38,32**	**40,40**	**42,56**	**44,79**	**47,12**	**49,54**	**52,10**	**54,81**	**57,72**	**60,88**	**64,40**	**68,43**	**73,37**	**80,53**	**limite d'un système à 6 bits**
32	25,87	27,74	**28,69**	29,64	31,58	33,55	35,58	37,66	39,79	42,00	44,28	46,66	49,14	51,76	54,54	57,53	60,78	64,40	68,58	73,74	81,53	>90°	
33	26,74	28,69	**29,67**	30,66	32,68	34,75	36,87	39,05	41,30	43,63	46,05	48,59	51,26	54,10	57,14	60,46	64,16	68,43	73,74	81,89	>90°	>90°	
34	27,62	29,64	**30,66**	31,70	33,80	35,96	38,18	40,47	42,84	45,31	47,89	50,60	53,48	56,57	59,93	63,68	68,01	73,37	81,53	>90°	>90°	>90°	
35	28,51	30,60	**31,67**	32,75	34,94	37,20	39,52	41,93	44,43	47,04	49,79	52,70	55,82	59,21	62,99	67,33	72,66	80,53	>90°	>90°	>90°	>90°	
36	29,40	31,58	**32,68**	33,80	36,09	38,45	40,89	43,41	46,05	48,83	51,76	54,90	58,31	62,08	66,40	71,64	79,06	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
37	30,30	32,56	**33,71**	34,88	37,26	39,72	42,28	44,94	47,73	50,68	53,83	57,24	60,99	65,26	70,36	77,28	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
38	31,21	33,55	**34,75**	35,96	38,45	41,02	43,70	46,51	49,46	52,61	56,01	59,73	63,92	68,86	75,30	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
39	32,13	34,56	**35,80**	37,07	39,66	42,35	45,16	48,12	51,26	54,63	58,31	62,42	67,19	73,19	83,09	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
40	33,06	35,58	**36,87**	38,18	40,89	43,70	46,66	49,79	53,13	56,76	60,78	65,38	70,99	79,06	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
41	33,99	36,61	**37,95**	39,32	42,14	45,09	48,20	51,51	55,08	59,01	63,45	68,72	75,72	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
42	34,94	37,66	**39,05**	40,47	43,41	46,51	49,79	53,30	57,14	61,42	66,40	72,66	83,09	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
43	35,90	38,72	**40,17**	41,65	44,72	47,96	51,43	55,18	59,32	64,04	69,75	77,76	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
44	36,87	39,79	**41,30**	42,84	46,05	49,46	53,13	57,14	61,64	66,93	73,74	90,00	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
45	37,85	40,89	**42,45**	44,06	47,42	51,01	54,90	59,21	64,16	70,20	79,06	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
46	38,85	42,00	**43,63**	45,31	48,83	52,61	56,76	61,42	66,93	74,12	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	

Figure B.2. *Version étendue (avec la Fig. B.3), de la table 3.2 avec les mêmes conventions. Ce tableau permet de connaître, pour une valeur de L_{min} donnée (L_{min}=0,15-0,35 m)($1^{ère}$ ligne), quel est le nombre de pas de phasage nécessaires pour le pointage à $\theta = 70^o$ ($2^{ème}$ ligne). La $3^{ème}$ ligne est la valeur de N_{pas} arrondie à l'entier le plus proche. La $4^{ème}$ ligne est la direction zénithale $\theta_{N_{pas}}$ ($DDM=N_{pas} \times L_{min}$). Les lignes suivantes correspondent aux valeurs de θ pointées pour un nombre de pas N_{pas}. Les valeurs en rouge correspondent à des directions pointées plus basses que l'horizon. En gras est mis en évidence la valeur limite de N_{pas} correspondant à un système à 6 cellules.*

Lmin (m)	0,15	0,16	0,165	0,17	0,18	0,19	0,2	0,21	0,22	0,23	0,24	0,25	
Npas	68,91	64,60	**62,65**	60,80	57,43	54,40	51,68	49,22	46,98	44,94	43,07	41,35	Npas necessaires 0->+70°
Npas	69	65	**63**	61	57	54	52	49	47	45	43	41	Npas necessaire entier
Theta(Npas)	70,20	70,99	**70,91**	70,51	68,86	68,86	70,99	69,30	70,05	70,20	69,75	68,72	Theta (°) = asin(Npas*Lmin/2*5.5)
Npas	Theta (°)												
47	39,86	43,13	**44,83**	46,58	50,27	54,27	58,71	63,80	70,05	79,34	>90°	>90°	
48	40,89	44,28	**46,05**	47,89	51,76	56,01	60,78	66,40	73,74	>90°	>90°	>90°	
49	41,93	45,46	**47,31**	49,22	53,30	57,82	62,99	69,30	78,52	>90°	>90°	>90°	
50	42,99	46,66	**48,59**	50,60	54,90	59,73	65,38	72,66	90,00	>90°	>90°	>90°	
51	44,06	47,89	**49,91**	52,02	56,57	61,75	68,01	76,81	>90°	>90°	>90°	>90°	
52	45,16	49,14	**51,26**	53,48	58,31	63,92	70,99	83,09	>90°	>90°	>90°	>90°	
53	46,28	50,44	**52,66**	54,99	60,14	66,27	74,50	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
54	47,42	51,76	**54,10**	56,57	62,08	68,86	79,06	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
55	48,59	53,13	**55,59**	58,21	64,16	71,81	90,00	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
56	49,79	54,54	**57,14**	59,93	66,40	75,30	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
57	51,01	56,01	**58,76**	61,75	68,86	79,91	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
58	52,27	57,53	**60,46**	63,68	71,64	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
59	53,57	59,11	**62,25**	65,76	74,90	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
60	54,90	60,78	**64,16**	68,01	79,06	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
61	56,29	62,53	**66,21**	70,51	86,54	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
62	57,72	64,40	**68,43**	73,37	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
63	**59,21**	**66,40**	**70,91**	**76,81**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**>90°**	**limite d'un système à 7 bits**
64	60,78	68,58	**73,74**	81,53	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
65	62,42	70,99	**77,16**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
66	64,16	73,74	**81,89**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
67	66,01	77,04	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
68	68,01	81,53	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
69	70,20	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
70	72,66	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
71	75,51	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
72	79,06	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
73	84,53	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
74	>90°	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	
75	>90°	>90°	**>90°**	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	>90°	

Figure B.3. *Conventions identiques à la figure B.2 pour L_{min}=0,15 à 0,25 m et un nombre de pas N_{pas}>46.*

Lignes à retards

Unité des longueurs: m

En Bleu Piste à rajouter

En Vert Câble à rajouter

Vitesse propagation cable	0,84	c
Vitesse propagation piste	0,53	c
DeltaLmin (vide)	0,165	m
DeltaLmin (cable)	0	m
DeltaLmin (piste)	0	m

EW Ligne à 3 antennes

Antennes (1 et 3) et (17 et 19)

	Voie 1	à rajouter		Total piste	Voie 2	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0	0,000	0,07375	0,01250	0,0175	0	0,03003
2	0,07375	0,0262	0,000	0,09995	0,01250	0	0	0,01250
3	0,07375	0	0,180	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
4	0,07375	0	0,457	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
5	0,07375	0	1,012	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
6	0,07375	0	2,121	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
7	0,07375	0	4,269	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
Somme	*0,5163*	*0,0262*	*8,0385*	*0,54245*	*0,0875*	*0,0175*	*0,0000*	*0,10503*

Lignes fixes (sur antenne 2 & 18)

Cable fixe central (La)	4,532 m (cable)

Figure B.4. *Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 3 antennes "X"*

EW — Ligne à 4 antennes

Ligne à retard "extérieure" (Antennes 4 et 7) & (Antennes 13 et 16)

	Voie 1	à rajouter		Total piste	Voie 2	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0,0043	0,000	0,07809	0,01250	0	0	0,01250
2	0,07375	0,0000	0,174	0,07375	0,01250	0,04	0	0,05250
3	0,07375	0	0,319	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
4	0,07375	0	0,735	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
5	0,07375	0	1,566	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
6	0,07375	0	3,229	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
7	0,07375	0	6,452	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
Somme	*0,51625*	*0,0743*	*12,3005*	*0,52059*	*0,0875*	*0*	*0*	*0,12750*

Ligne à retard "intérieure" (Antennes 5 et 6) & (Antennes 14 et 15)

	Voie 1	à rajouter		Total piste	Voie 2	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0	0,000	0,07375	0,01250	0,0394	0	0,05189
2	0,07375	0	0,000	0,07375	0,01250	0,0175	0	0,03003
3	0,07375	0,0262	0,000	0,09995	0,01250	0	0	0,01250
4	0,07375	0	0,180	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
5	0,07375	0	0,457	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
6	0,07375	0	1,012	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
7	0,07375	0	2,086	0,07375	0,01250	0	0	0,01250
Somme	*0,5163*	*0,0262*	*3,7350*	*0,54245*	*0,0875*	*0,0569*	*0,0000*	*0,14441*

Lignes fixes (sur antenne 5,6,14 et 15)

Cables fixes (Lb)	4,339 m (cable)

Figure B.5. *Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 4 antennes "X"*

EW — Ligne à 5 antennes

Ligne à retard "extérieure" (Antennes 8 et 12)

	Voie 1	à rajouter		Total piste	Voie 2	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0,0262	0	**0,09995**	0,01250	0	0	**0,01250**
2	0,07375	0	0,180	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
3	0,07375	0	0,457	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
4	0,07375	0	1,012	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
5	0,07375	0	2,121	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
6	0,07375	0	4,338	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
7	0,07375	0	8,635	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
Somme	*0,5163*	*0,0262*	*16,7425*	*0,54245*	*0,0875*	*0,0000*	*0,0000*	*0,08750*

Ligne à retard "intérieure" (Antennes 9 et 11)

	Voie 1	à rajouter		Total piste	Voie 2	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0	0	**0,07375**	0,01250	0,0175	0	**0,03003**
2	0,07375	0,0262	0	**0,09995**	0,01250	0	0	**0,01250**
3	0,07375	0	0,180	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
4	0,07375	0	0,457	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
5	0,07375	0	1,012	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
6	0,07375	0	2,121	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
7	0,07375	0	4,269	**0,07375**	0,01250	0	0	**0,01250**
Somme	*0,51625*	*0,0262*	*8,0385*	*0,54245*	*0,0875*	*0,0175*	*0,0000*	*0,10503*

Lignes fixes

(sur antenne 10)

Cable fixe central (Ld)	8,87 m (cable)

(sur antenne 9 et 11)

Cables fixes (Lc)	4,34 m (cable)

Figure B.6. *Répartitions des longueurs des cellules pour la ligne à 5 antennes "X"*

NS — Ligne à 5 antennes

Ligne à retard "extérieure" (Ligne ant1-3 et ant17-19)

	Voie 1	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0,0145	0	**0,08823**
2	0,07375	0	0,143	**0,07375**
3	0,07375	0	0,383	**0,07375**
4	0,07375	0	0,863	**0,07375**
5	0,07375	0	1,823	**0,07375**
6	0,07375	0	3,744	**0,07375**
7	0,07375	0	7,465	**0,07375**
Somme	*0,51625*	*0,0145*	*14,4214*	*0,53073*

Voie 2	à rajouter		Total piste
Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,0875	*0*	*0*	*0,08750*

Ligne à retard "intérieure" (Ligne ant 4-7 et ant13-16)

	Voie 1	à rajouter		Total piste
Bit	Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
1	0,07375	0	0	**0,07375**
2	0,07375	0,0145	0	**0,08823**
3	0,07375	0	0,143	**0,07375**
4	0,07375	0	0,383	**0,07375**
5	0,07375	0	0,863	**0,07375**
6	0,07375	0	1,823	**0,07375**
7	0,07375	0	3,684	**0,07375**
Somme	*0,51625*	*0,0145*	*6,8965*	*0,53073*

Voie 2	à rajouter		Total piste
Piste	Piste supplém.	Câble	(piste seule)
0,01250	0,0234	0	**0,03588**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,01250	0	0	**0,01250**
0,0875	*0,0234*	*0,0000*	*0,11088*

Lignes fixes

(sur ligne 8-12)

Cable fixe central	7,70 m (cable)

(inclus dans L3)

(sur lignes 4-7 & 13-16)

Cables fixes	3,74 m (cable)

(inclus dans L2)

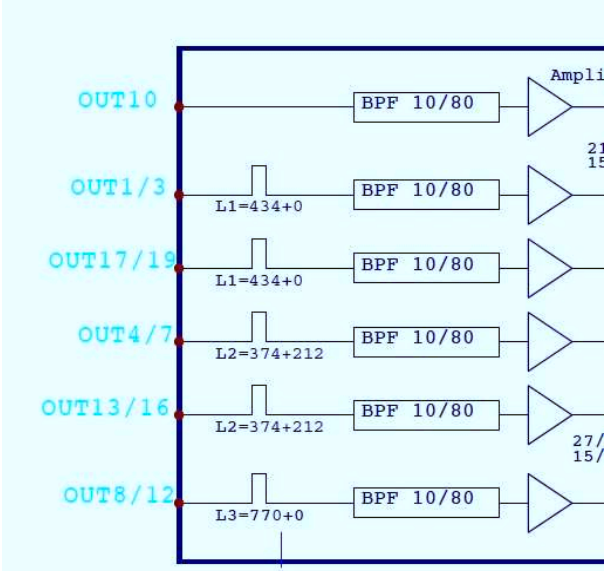
Figure B.7. *Répartitions des longueurs des cellules pour la colonne à 5 antennes "Y"*

Câbles additionnels à placer entre les sorties racks X et avant l'entrée racks Y

Lignes entre étages NS/EW	Comp** (1)	Lignes fixes LàR NS (2)	Câble additionnel (1)+(2)	
Ant 1-3 (La)	4,338	0	4,34	=L1
Ant 4-7 (Lvirt*)	2,120	3,74	5,86	=L2
Ant 8-12 (Ld)	0,000	7,70	7,70	=L3
Ant 13-16 (Lvirt)	2,120	3,74	5,86	=L2
Ant 17-19 (La)	4,338	0	4,34	=L1

* Lvirt = L virtuel (pas d'antenne centrale dans ligne à 4)

** Compensation des déphasages entre les lignes à causes des lignes fixes centrales (La et Lc et Lvirt)



Lignes fixes

La	4,532	m
Ld	8,870	m

L1	4,34	m
L2	5,86	m
L3	7,70	m

Figure B.8. *Câbles "intermédiaires" à rajouter après chaque sommateur en "X" pour ajuster les références de phases de chaque ligne (définies par des câbles fixes de longueurs différentes).*

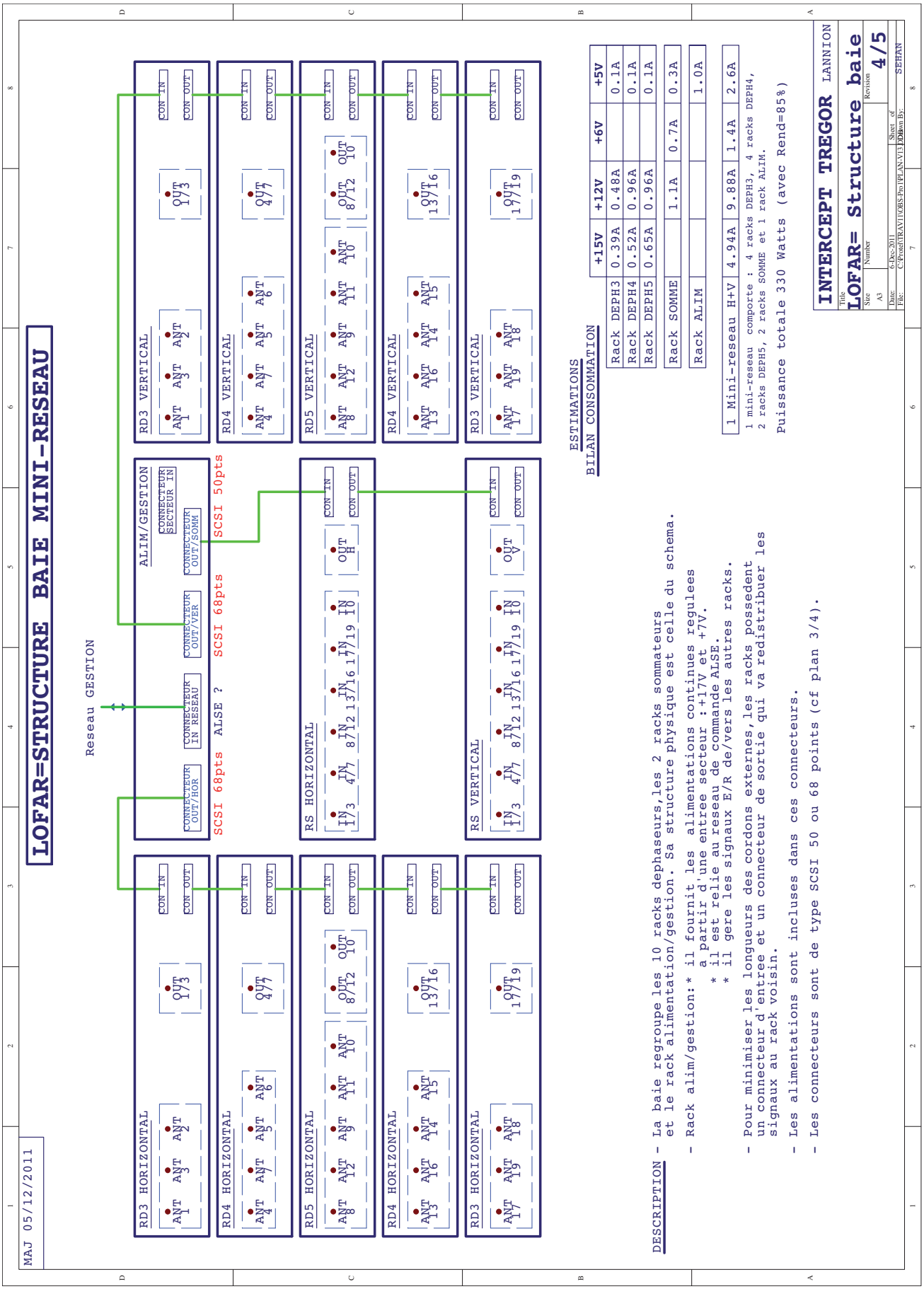


Figure B.9. *Schéma global du cabinet de phasage d'un MR. Le système est dédoublé afin de permettre le phasage séparé des deux polarisations du MR. Une photographie est présentée en figure 3.22.*

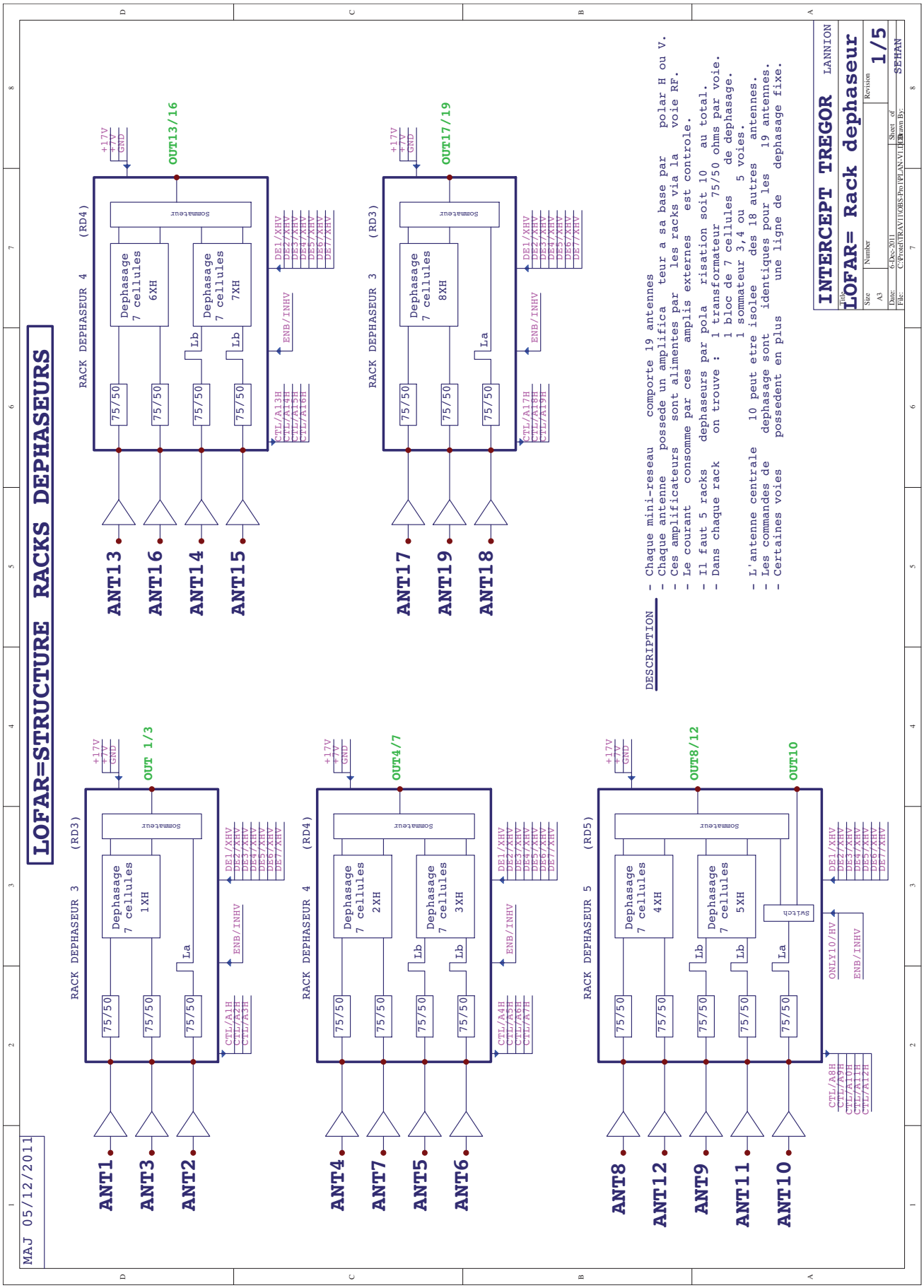


Figure B.10. *Schémas électriques des différents racks pour le phasage en "X" de chacune des lignes du MR. Sur la carte sommateur à 5 antennes, une sortie dédiée antenne seule (l'antenne centrale) est prévue pour permettre l'utilisation d'une seule antenne par le MR (pour d'éventuelles collaborations instrumentales avec d'autres projets à Nançay).*

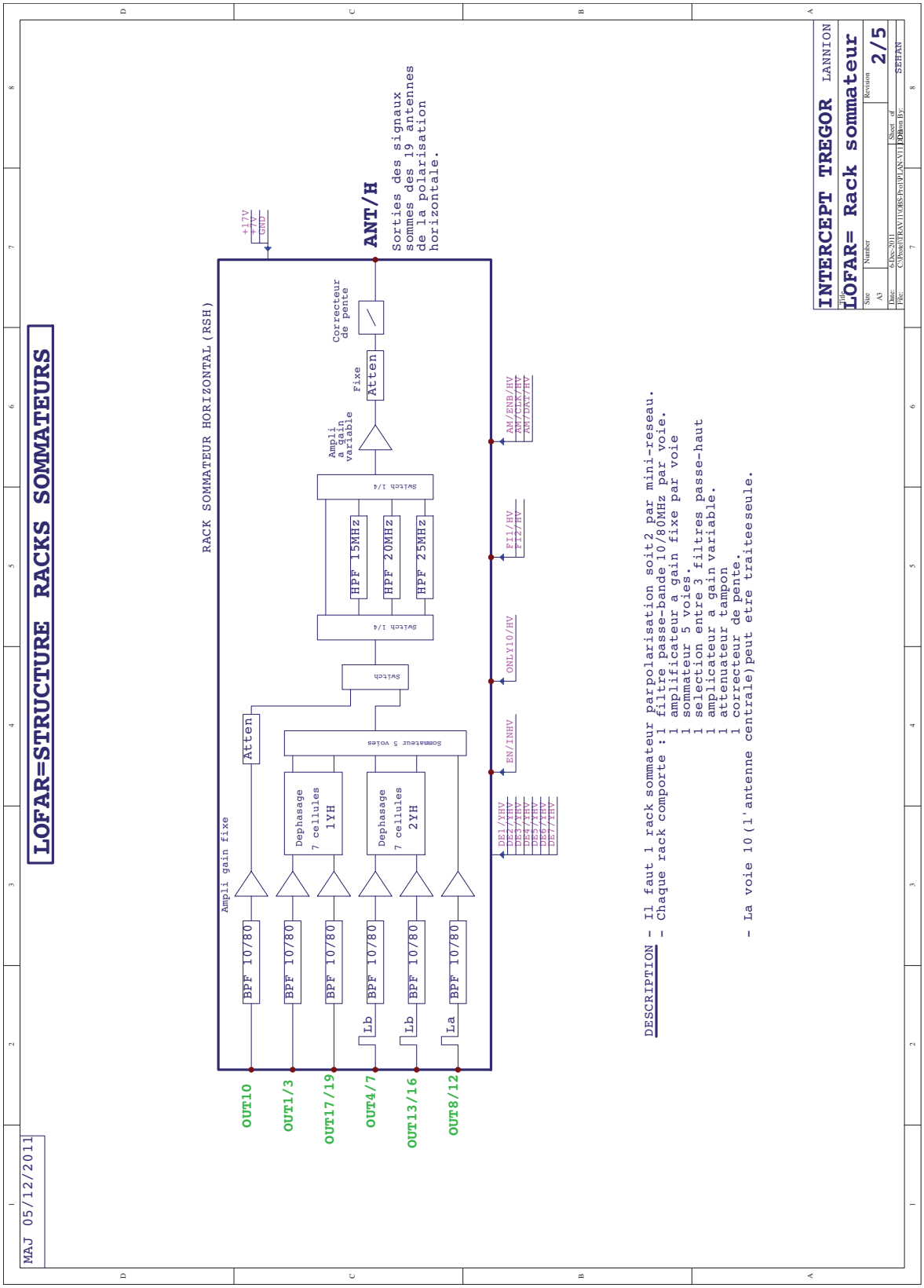


Figure B.11. *Schéma électrique du rack pour le phasage en "Y". Les entrées sont connectées aux sorties des racks sommateurs en "X". Une 6ème entrée permet de faire cheminer le signal de l'antenne centrale jusqu'à la sortie du système de phasage. Une photographie de cette carte est disponible en figure B.12.*

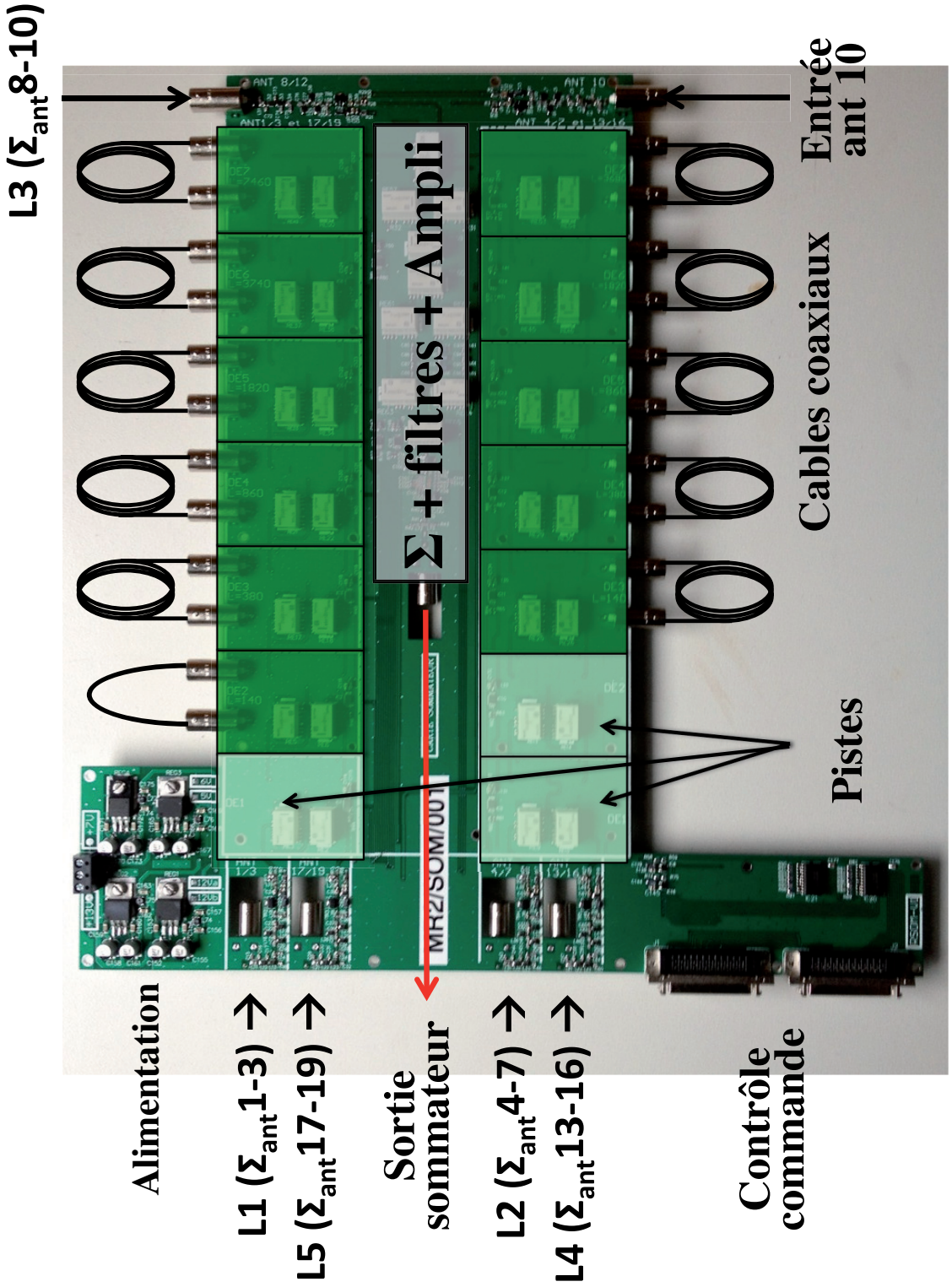


Figure B.12. *Photographie de la carte sommateur "Y" constituant le deuxième étage de phasage du MR. Les signaux d'entrée sont les sorties des cinq sommateurs "X" du premier étage de phasage. Toutes les cartes sont définies sur le même principe et contiennent : un bloc d'alimentation et de contrôle commande, les lignes à retards, une banque de filtres et le sommateur. Le schéma électrique de ce sommateur est présenté en figure B.11.*

Annexe C

Distribution LSS

C.1 Création d'un masque de contraintes

C.1.1 Système de projection et référentiel du terrain

Les documents ayant guidés l'installation de la station LOFAR FR606 ont servis de point de départ à cette étude. En effet, plusieurs relevés GPS ont été effectués au niveau du cabinet LOFAR et des coins délimitant le champ des antennes. Cependant, la seule connaissance des coordonnées GPS ne permet pas directement d'obtenir une carte du terrain avec les positions des obstacles. Il a fallu, à partir des coordonnées GPS, procéder à une projection cartographique locale sur le sol.

Projection de Lambert La cartographie française fait appel à plusieurs systèmes de projection. Nous avons sélectionné celle qui minimise localement les erreurs à la latitude de Nançay. Il s'agit de la projection de Lambert 93 [IGN 2008]. Cette projection conique permet de connaître les positions (X,Y) locales d'un point connaissant ses coordonnées GPS. L'IGN [1] fournit la documentation nécessaire ainsi que les schémas algorithmiques de conversion permettant de passer du système GPS (WGS84 [National Imagery and Mapping Agency 2000]) au système local (X,Y) de Lambert. Cette projection génère une erreur due à la distorsion de la projection locale. L'erreur de position est estimée à un mètre.

Origine du repère Toutes les mesures et les conversions de coordonnées ont été effectuées relativement à un point de mesure GPS particulier qui a fait l'objet d'un nombre suffisant de mesures pour en assurer la précision. Ce point a pour coordonnées (lon=2,19272^o E ; lat=47,37598^o N) (mesures GPS à Nançay par Laurence Alsac tronqué à 10^{-5} correspondant à une précision de l'ordre du mètre au sol).

C.1.2 Obstacles à Nançay

La figure C.1 présente la carte locale du champ LSS autour de la station LOFAR FR606. On peut y recenser plusieurs contraintes dont il faudra tenir compte dans l'implantation des MR LSS.

La station LOFAR FR606 La surface occupée par la station LOFAR est un rectangle de 170 m par 90 m orienté d'un angle de 13^o par rapport à l'axe Nord-Sud. Les coordonnées de l'enclos entourant la station sont aussi connues. L'implantation de MR à l'intérieur de l'enclos LOFAR n'est pas permise en raison de la présence de plusieurs câbles enterrés (alimentation, réseau et signal RF) et du risque de parasitage mutuel.

L'instrument CODALEMA L'équipe du projet CODALEMA a mis à notre disposition la liste complète de toutes les positions GPS des stations autonomes (constituées d'antennes uniques réparties dans les bois autour de la station LOFAR) ainsi que les tracés précis des passages de câbles reliant ces antennes. Il a été fixé une distance de 12 m sécurité autour de chacune de ces antennes afin de minimiser les pollutions mutuelles entre elle et les MR. Les passages de câbles seront également interdits à l'implantation des MR.

Le Radiohéliographe Le champ LSS s'arrête au niveau du bras Nord-Sud du Radiohéliographe. Il a été décidé de limiter l'espace disponible à la lisière de la forêt à l'ouest de ce bras par une frontière allant du Nord au Sud. Une distance de 35 m sépare l'antenne n°12 du Radiohéliographe à cette limite Nord-Sud.

1. Institut Géographique National

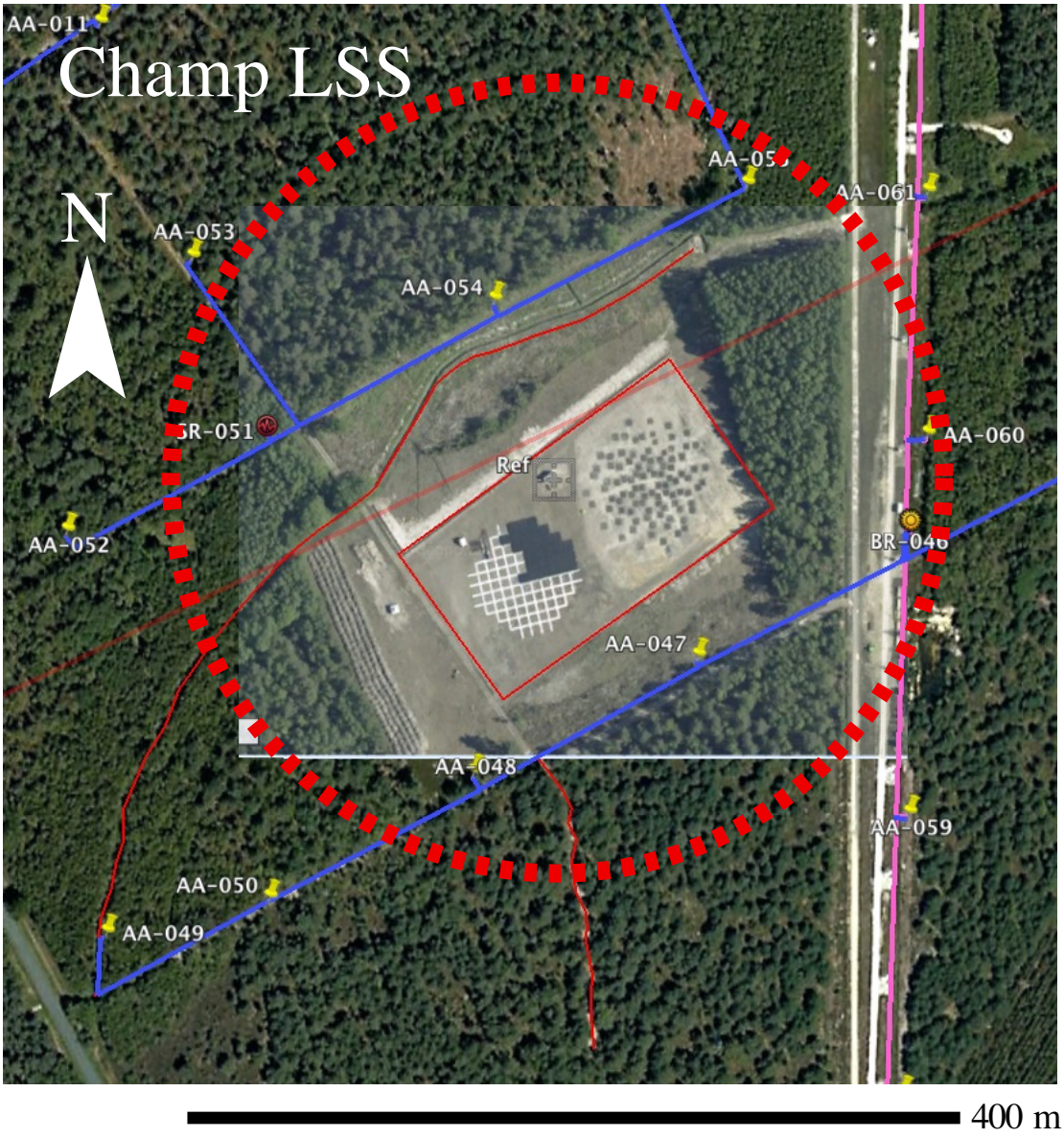


Figure C.1. *Carte locale autour de la station LOFAR de Nançay. Le cercle pointillé est un cercle de 400 m de diamètre qui présente la taille maximale occupée par la LSS. Les obstacles naturels (caniveaux, nature du terrain) et artificiels (chemins, instruments voisins, câbles enterrés) constituent autant d'obstacles au positionnement des MR.*

Flore Le champ de la LSS sera mis à nu conformément à un rapport de l'Office National des Forêts (ONF) qui a émis un avis positif sur le déboisement de 16 ha. Hormis quelques arbres d'essence protégée, il n'y aura pas d'obstacle constitué par la flore. La zone à défricher est représentée en figure C.2. Le disque bleu correspond à la zone à défricher pour le placement des MR. Le disque orange est la marge supplémentaire permettant de dégager le champ de vue des MR aux bords jusqu'à une élévation de 15^o. On a supposé que les arbres avoisinants atteignaient 15 m de hauteur. Cette zone a été déterminée après l'optimisation du positionnement des MR (§4.3).

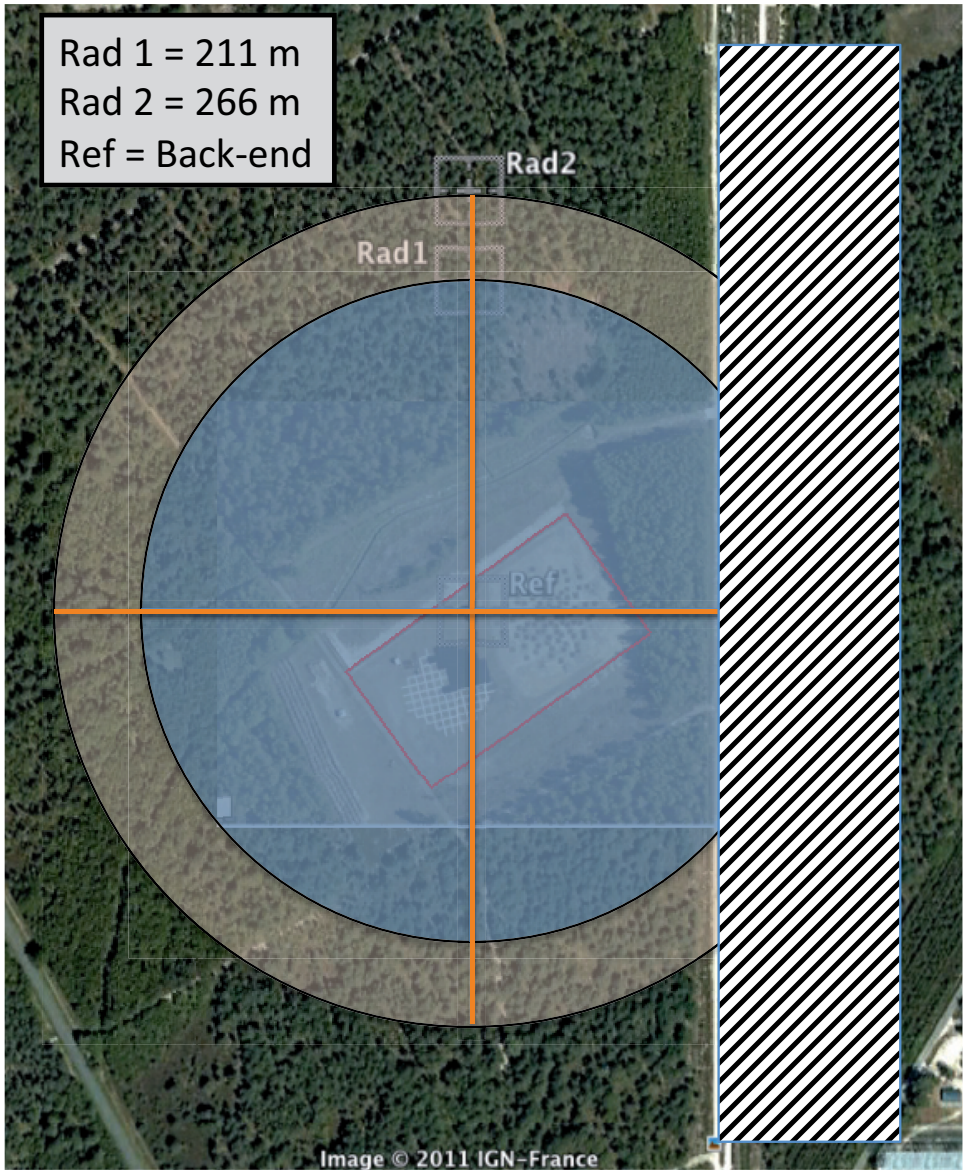


Figure C.2. *Le disque bleu (de rayon 211 m) représente la zone prévue pour l'implantation des MR LSS. La zone orange (de rayon 266 m) représente la zone à défricher pour dégager le champ de vue jusqu'à une élévation de 15^o pour les MR situés en bord de la zone bleue, considérant des arbres de tailles moyennes d'environ 15 m. La zone hachurée correspond à une zone interdite occupée en partie par le bras Nord-Sud du Radiohéliographe.*

Hydrologie Une carte d'hydrographie locale en figure C.3 recense la présence d'un cours d'eau parcourant le champ du Sud vers le Nord-Est en passant au nord de la station LOFAR. Ce canal est le lieu de collecte de plusieurs courants sousterrains et est nécessaire au drainage du champ.

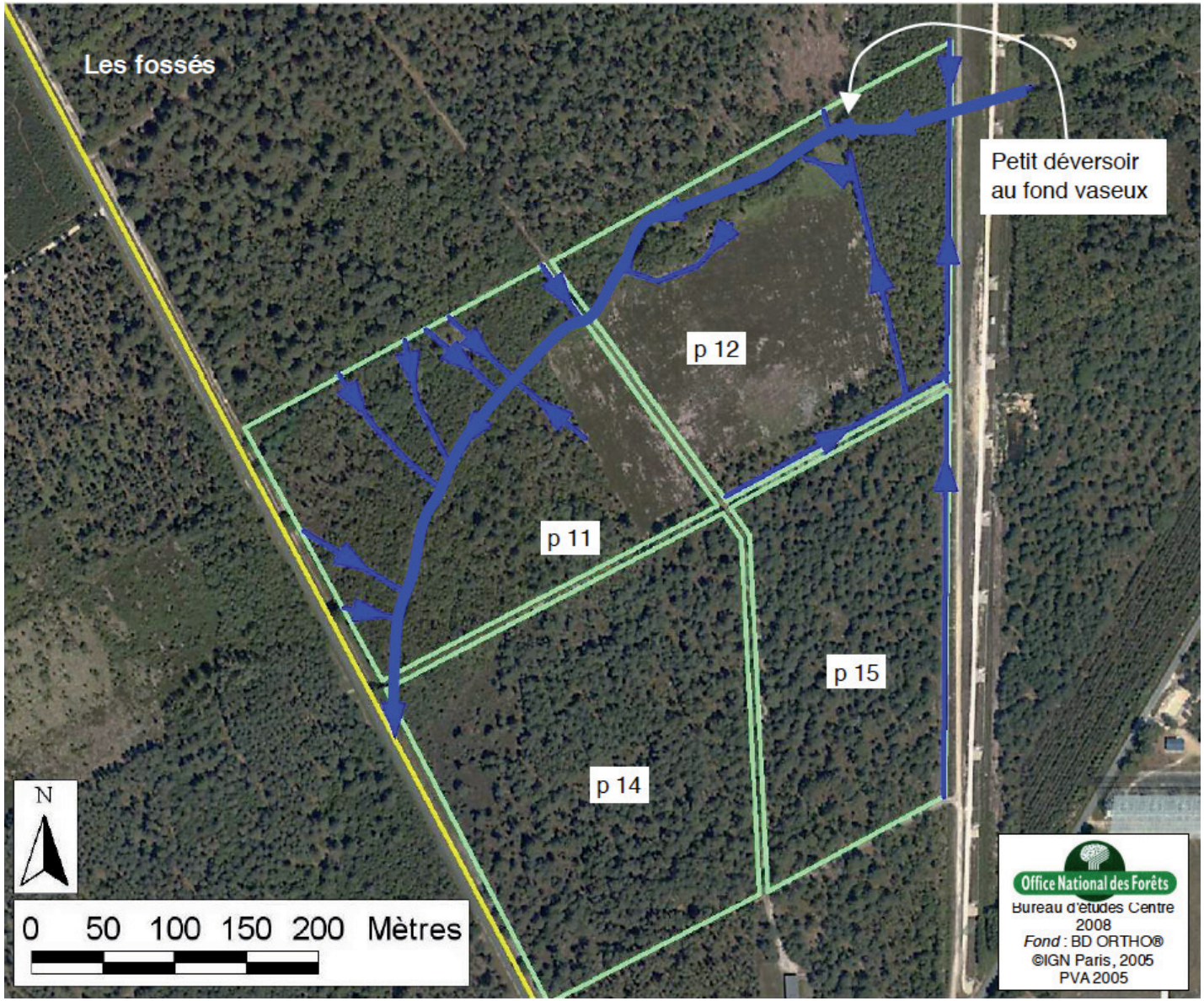


Figure C.3. *Carte locale provenant du rapport de l'Office Nationale des Forêts pour la zone concernée par la LSS. Les courants souterrains ainsi que les canaux en surface sont représentés par les traits bleus. Les flèches montrent le sens des courants en direction du canal principal traversant le champ. Nous tiendrons compte de la présence de ce canal dans la distribution des MR LSS.*

C.1.3 Construction du masque

Le masque de terrain va être constitué d'une image 2D au format FITS [Wells *et al.* 1981] (format requis pour le code d'optimisation utilisé dans le chapitre suivant) de 801 par 801 pixels. Le pixel central est aligné avec un point de référence GPS. La résolution du masque est fixée à 1 pixel/m^2 de terrain. L'erreur de positionnement sera donc de 1 m (et égale à celle estimée sur les projections cartographiques utilisées). Ce masque est représenté en figure 4.2.

C.2 Algorithme de Boone

C.2.1 Théorème de Wiener-Khintchine

Bijection entre la distribution (u,v) et la FEP La fonction d'étalement de point instrumentale, la FEP, est équivalente à la tache de diffraction d'un télescope d'ouverture $\mathcal{A}$. Un télescope d'ouverture continue $\mathcal{A}$ formée par un disque de diamètre D peut se représenter comme un interféromètre composé d'une infinité de lignes de bases, toutes contenues dans ce disque. Cette distribution de lignes de bases n'est pas uniforme car les lignes de bases longues (de longueur $b = \frac{D}{2}$) sont moins nombreuses que les lignes de base courtes (ex : $b = \frac{D}{100}$). Il est possible de connaître la densité de ces lignes de base (la couverture (u,v)) par l'autocorrélation de l'ouverture $\mathcal{A}$. Le théorème de Wiener-khintchine permet de relier l'autocorrélation de l'ouverture d'une antenne (ou d'un réseau d'antennes) ou d'un interféromètre à la densité spectrale de puissance (la FEP) par : $TF(\mathcal{A} * \mathcal{A}) = FEP(\theta, \phi)$.

On déduit de cette relation, un lien bijectif entre la couverture (u,v) d'un interféromètre et le diagramme de puissance du réseau phasé d'antennes correspondant. Les diverses relations mathématiques intervenant dans la mesure d'un signal astrophysique par un instrument (interféromètre et réseau phasé) sont illustrées sur la figure C.4. La qualité du diagramme de rayonnement du réseau phasé sera directement déduite de la qualité de la FEP de l'interféromètre. La FEP est appelé le lobe "sale" (*dirty beam*) et est qualifiée de cette façon du fait du nombre limité de composantes (u,v) mesurées. L'algorithme CLEAN (§4.1.2.2) permet de pallier ces manques afin de reconstituer un lobe "propre" (*CLEAN beam*).

Lobes secondaires

- Dans un réseau régulier ou linéaire, un grand nombre de bases sont identiques en taille et en orientation et contribuent fortement à faire augmenter les valeurs de la fonction d'autocorrélation $\mathcal{A} * \mathcal{A}$. Il en résulte une forte accumulation constructive de franges d'interférences rendant l'instrument très sensible à certaines directions du ciel. Cela correspond à la présence de lobes de réseaux générés par quelques composantes (u,v) dont le "poids" est supérieur à celui des autres composantes. Cette redondance de lignes de bases est toutefois exploitée pour l'étalonnage des instruments composés de réseaux d'antennes [Noorishad *et al.* 2012].
- Dans le cas d'un réseau d'antennes non régulier, on ne retrouve plus un même niveau de redondance des lignes de bases. La couverture (u,v) est en conséquence échantillonnée de manière plus variée. Quand le placement des antennes est libre, il est alors possible de construire une ouverture $\mathcal{A}(\frac{x}{\lambda}, \frac{y}{\lambda})$ échantillonnant au mieux une fonction continue arbitraire (par exemple, une distribution gaussienne d'antennes amènera à une distribution (u,v) également gaussienne par autocorrélation). Le niveau de troncature de cette fonction va en partie fixer le niveau des lobes secondaires et dépendra du nombre d'antennes à disposition. La détermination de distributions d'antennes permettant d'obtenir une distribution (u,v) particulière constitue en elle-même domaine de recherche. On peut en voir un exemple dans le cadre du placement des antennes d'ALMA [Butler 2002].

C.2.2 Considérations théoriques de la configuration (u,v) optimale

Interpolation des composantes (u,v) L'algorithme CLEAN inclut l'estimation de la fonction de visibilité à partir de l'interpolation (et l'extrapolation) des composantes (u,v) mesurées dans les zones du plan (u,v) peu riches en composantes (u,v). La distance δu_M définit l'échelle d'échantillonnage de la couverture (u,v) pour l'interpolation [Boone 2002].

En supposant que toutes les mesures de visibilité s'accompagnent d'une incertitude σ, l'incertitude sur l'estimation de la fonction de visibilité $\mathcal{V}(u,v)$ est $\Delta(u,v) = \frac{\sigma}{\sqrt{n(u,v)}}$ où $n(u,v)$ est le nombre de toutes les composantes situées jusqu'à une distance δu_M du point (u,v).

Avant de procéder à l'inversion de la fonction de visibilité, on attribue à ces composantes (composantes *CLEAN*), une pondération $w(u,v)$ (*clean weighting function*).

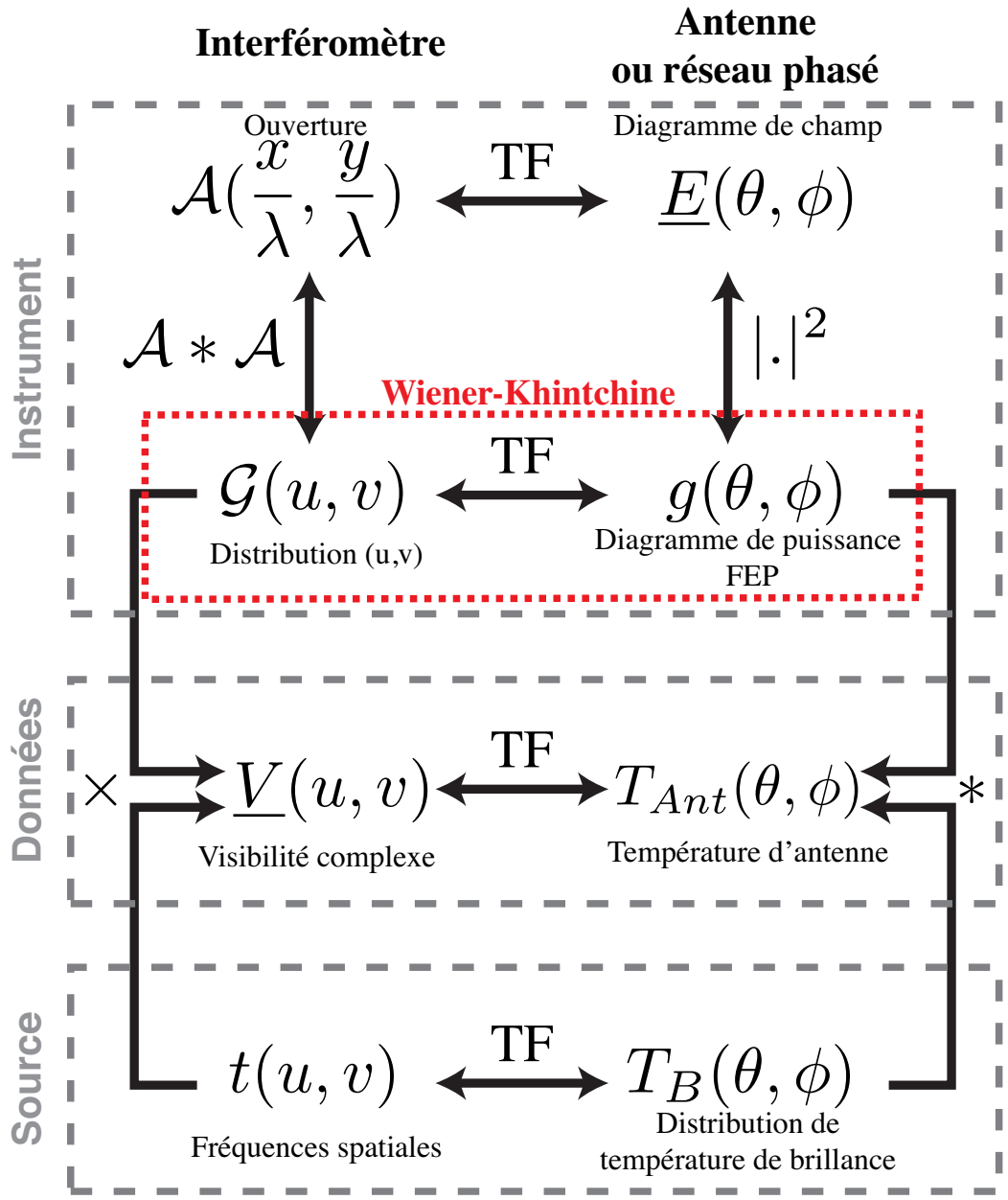


Figure C.4. *Relations mathématiques reliant par transformée de Fourier, les grandeurs interférométriques d'une part (gauche) et les grandeurs de réseaux d'autre part (droite). Ces relations lient la définition de l'instrument, les grandeurs intrinsèques des sources, et les mesures effectuées. La visibilité complexe $\underline{V}$ est obtenue par corrélation "$\times$", alors que la température d'antenne est obtenue par convolution "$*$" de la température de brillance T_B et du diagramme de puissance de l'instrument g.*

Perte de sensibilité L'incertitude sur la valeur du flux d'une source non résolue au centre du champ sera [Thompson *et al.* 2008, Boone 2002] :

$$\sigma_F^2 = \frac{\iint_S w^2(u,v)\Delta^2(u,v)ds}{(\iint_S w(u,v)ds)^2} \tag{C.1}$$

Si la fonction $w(u,v)$ est normalisée (i.e. $\iint_S w(u,v)ds = 1$) alors on a,

$$\sigma_M^2 = \sigma^2 \iint_S \frac{w^2(u,v)}{n(u,v)}ds \tag{C.2}$$

Dans le cas où la distribution des N échantillons (u,v) (fonction de la position des antennes, de la durée d'observation et de la direction) est analogue à la transformée de Fourier du lobe CLEAN (i.e. $n(u,v) = Nw(u,v)$), alors l'incertitude sur le flux deviendra :

$$\sigma_F^2 = \frac{\sigma^2}{N} \iint_S w(u,v)ds = \frac{\sigma^2}{N} \tag{C.3}$$

et donc, on aura $\sigma_F = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$, qui est la plus petite incertitude atteignable avec N échantillons.

Une distribution (u,v) ne suivant pas la distribution associée à la transformée du lobe CLEAN ne sera pas idéale. En effet, de l'information sera perdue à cause d'une application d'une pondération $w(u,v)$ inadaptée. La sensibilité idéale correspond à une pondération dite "naturelle" en donnant, à chaque composante (u,v), un poids dépendant de l'inverse de sa variance. Cette sensibilité est obtenue au prix d'un lobe synthétique présentant un plus fort niveau de lobes secondaires que celui obtenu avec d'autres pondérations [Conway 1998].

La perte (relative) de sensibilité est donnée par ([Boone 2002]) :

$$W = 1 - \frac{1}{\sqrt{N \iint_s w^2(u,v)/n(u,v)ds}} \tag{C.4}$$

Dans le cadre de la LSS, nous chercherons les distributions (u,v) privilégiant la haute sensibilité lors d'observations courtes de la LSS par rapport à la qualité de la FEP. C'est dans ces hypothèses que l'utilisation de l'algorithme de Boone est justifié.

On peut donc résumer les conditions pour obtenir un instrument de sensibilité idéale :

- la distribution des composantes suivra également un modèle gaussien car l'algorithme CLEAN inclut un ajustement gaussien de la FEP instrumental, qui revient, en réalité, à un ajustement gaussien des composantes (u,v) mesurées.
- la sensibilité sera maximale si la distribution des composantes (u,v) est identique à la transformée de Fourier du *clean beam* désiré (i.e. la distribution des composantes (u,v) possède la forme de la fonction de pondération $w(u,v)$).
- le niveau des lobes secondaires sera directement relié à la forme voulue pour la distribution et notamment au niveau de troncature Γ_c de la fonction de pondération de $w(u,v)$ [Boone 2002].

Pour un interféromètre à N_{ant} et de taille fixe (diamètre d'antenne D et base maximale B fixée), la forme de la gaussienne dépendra exclusivement du nombre de composantes (u,v) disponibles. Avec un faible nombre de composantes, il faudra tendre vers une distribution uniforme pour assurer une densité minimale d_{min} dans tout le plan (u,v). Au contraire, en présence d'un grand nombre de composantes, une distribution (u,v) gaussienne plus piquée sera adéquate et permettra d'atteindre un niveau de lobes secondaires plus bas.

Cependant, la taille de l'espace (u,v) dépend directement de la taille de l'instrument et le nombre de composantes (u,v) du temps d'observation. Des intégrations longues permettront d'enrichir le plan (u,v) (§4.1.2.2).

Pour un interféromètre composé de N_{ant} antennes de diamètre D, on peut, pour une observation de durée Δt définir deux lignes de bases caractéristiques :

$$B_0 = \frac{N_{bases}\alpha D\Delta t}{24\chi} \tag{C.5}$$

$$\chi = \frac{\beta^2}{b\Gamma_c}[\exp^{\frac{b\Gamma_c}{\beta^2}} - 1] \tag{C.6}$$

$$B_{max} = \frac{N_{bases}\alpha D\Delta t_{max}}{24 \times 1.44} \tag{C.7}$$

avec

B_0	la taille maximale de l'interféromètre permettant des observations avec une configuration unique d'antennes respectant les spécifications demandées, sans perte de sensibilité
B_{max}	la taille maximale de l'interféromètre permettant un bon échantillonnage du plan (u,v) (la densité (u,v) sera partout supérieure à la densité d_{min}). Avec des interféromètres de plus grande taille, le plan (u,v) sera insuffisamment échantillonné
N_{bases}	le nombre de bases ($N_{bases} = N_{ant}(N_{ant} - 1)$)
α, β	les niveaux d'interpolation et d'extrapolation pris égaux à 1 dans d'utilisation d'un algorithme de déconvolution "standard" ne nécessitant aucune information a priori sur les sources observées
$b = \frac{\ln 10}{10}$	
D	Le diamètre d'une antenne de l'interféromètre
Δt_{max}	La durée maximale d'observation

Dans le cas où l'interféromètre est défini par une extension B, trois cas se présentent [Boone 2002] :

– $B < B_0$: La distribution des composantes (u,v) peut être optimisée de manière à obtenir directement la transformée de Fourier du *CLEAN beam* désiré sans perte de sensibilité. Le nombre de composantes est suffisant pour assurer un bon échantillonnage de la couverture (u,v). Dans le cas gaussien, la largeur à mi-hauteur de la distribution (u,v) cible est :

$$\delta_c = \frac{\beta}{a\sqrt{2b\Gamma_c}}\frac{B}{\lambda} \tag{C.8}$$

avec $a = \frac{1}{2\sqrt{(2\ln 2)}}$

– $B_0 < B < B_{max}$: Dans cette situation, il y aura perte de sensibilité. Cette dernière pourra être diminuée par un modèle gaussien plus large (et donc une niveau de troncature plus grand).

– $B_{max} < B$: La reconstruction n'est alors pas possible aux spécifications demandées et l'interféromètre doit donc être optimisé pour des observations multi-configurations.

Un niveau de troncature bas (valeur de Γ_c grande) requiert une distribution (u,v) gaussienne permettant cette troncature. En d'autres termes, plus le niveau de lobes secondaires désiré est faible (grande valeur de Γ_c) plus la distribution (gaussienne) sera "piquée" (Eq. C.8 et [Boone 2002]). Cette grande densité en lignes de bases courtes correspond dans l'espace physique à un grand nombre d'antennes très proches les unes des autres. Cette condition s'accompagnera donc d'importantes pertes d'aire effective aux basses fréquences et donc d'une baisse de sensibilité de l'instrument.

La table C.2 rassemble des tailles possibles de LSS pour différentes durées maximales d'observation Δt_{max} et différents niveaux de troncature de la distribution (u,v). Les valeurs de B_{min} sont déduites de la taille minimale que peuvent occuper 96 antennes de diamètre D (étant égal à 16m dans le cas de l'étude

et 23m pour des MR à 19 antennes espacées de 5,5 m). La valeur B_{max} représente la taille maximale de la LSS permettant d'avoir un échantillonnage suffisant pour la durée d'observation considérée. La quantité δt est le temps d'intégration maximal pour un instrument d'extension B_{max} et une observation de durée Δt_{max}.

Les quantités B_0 sont évaluées pour différents niveaux de troncature (Γ_c) de la distribution (u,v). Ces niveaux sont atteignables pour des distributions gaussiennes de plus en plus piquées. En effet, la largeur à mi-hauteur des distributions modèles décroit avec Γ_c selon l'équation C.8. Ces valeurs sont calculées dans la table C.1 pour deux valeurs de B_0 caractéristiques de la LSS à une longueur d'onde d'observation λ.

L'atout prépondérant de la LSS sera sa haute sensibilité aux grandes longueurs d'ondes. Compte tenu des discussions précédentes, nous donnerons donc une plus forte priorité à la sensibilité (condition $B < B_0$ tel que $W = 0$) qu'à la qualité du lobe (valeur de Γ_c).

La surface d'occupation maximale de la LSS a été délimitée à un disque de 400 m de diamètre centré autour de la station LOFAR (§4.5.2).

Lors d'observations courtes (*snapshot*) ($\Delta t \sim 20$ min), le nombre de composantes (u,v) diminue. Pour pouvoir obtenir des images lors d'observations courtes, la distribution (u,v) doit tendre vers une gaussienne large (faible Γ_c), voire vers une distribution uniforme (gaussienne de largeur infinie). Par ailleurs, le diamètre minimal de la LSS est de ∼150 m (ou ∼200 m suivant le type de MR) et entre en conflit avec la base maximale B_0 calculée pour différents niveaux Γ_c (en rouge). Dans ce cas, $B_{min} = B_0$ quand $\Gamma_c = 12,5$ dB.

Dans l'étude d'optimisation de la LSS, nous étudierons des distributions modèles de diamètre 200 à 400 m.

Table C.1. *Largeurs à mi-hauteur de la distribution (u,v) cible pour différents niveau Γ_c (Eq. C.8). La deuxième colonne est le facteur permettant de relier cette largeur à la longueur de base B_0 pour une observation à la longueur d'onde λ. Les deux colonnes suivantes représentent les largeurs de distribution (u,v) (en mètre) pour des lignes de bases B_0=200 et 400 m.*

Γ_c	$\lambda\delta_c/B_0$	$\lambda\delta_c$ (m)	
		B_0 =200 m	B_0 =400 m
10 dB	1,1	219	439
15 dB	0,9	179	358
20 dB	0,78	155	310
25 dB	0,69	139	278
30 dB	0,63	127	253

Table C.2. *Pour un interféromètre à $N_{ant} = 96$ antennes de diamètres $D = 16m$ (haut) ou $D = 23m$ (bas), les valeurs de B_{min}, B_{max} et B_0 sont calculées pour des valeurs de Γ_c=10,15,20,25, 30 dB et ΔT_{max}. B_{min} est le diamètre minimal du disque permettant de placer les N antennes. B_{max} représente la plus grande extension possible de l'instrument permettant d'avoir un échantillonnage suffisant de la fonction de visibilité. Les différentes valeurs de B_0 représentent les lignes de bases maximales d'un instrument sans perte de sensibilité pour différentes valeurs de troncature de $w(u, v)$. La durée d'intégration δt représente la durée minimale d'intégration pour permettre un bon échantillonnage pour un instrument d'extension B_{max}. Les valeurs en rouge correspondent à des lignes de bases maximales de longueur inférieure à B_{min} qui sont irréalisables dans la pratique (car inférieure au diamètre d'occupation minimale de tous les MR).*

N=96	D=16 m	$B_{min} = D\sqrt{N_{ant}} = 156,8$ m					
Δt_{max} (h)	$B_0 = B_{10dB}$ (m)	$B_0 = B_{15dB}$ (m)	$B_0 = B_{20dB}$	$B_0 = B_{25dB}$ (m)	$B_0 = B_{30dB}$ (m)	B_{max} (m)	δt (s)
0,3	233,3	102,9	42,4	16,7	6,3	633	347
0,5	388,9	171,4	70,7	27,8	10,5	1056	208
1	777,8	342,9	141,4	55,5	21	2111	104
4	1216	810,7	608	486,4	405,3	8444	26
8	6222,1	2743	1131,3	444,1	168,2	16889	13

N_{ant}=96	D=23 m	$B_{min} = D\sqrt{N_{ant}} = 225,4$ m					
ΔT_{max} (h)	B_{10dB} (m)	B_{15dB} (m)	B_{20dB} (m)	B_{25dB} (m)	B_{30dB} (m)	B_{max} (m)	δt (s)
0,3	335,4	147,9	61	23,9	9,1	910	347
0,5	559	246,4	101,6	39,9	15,1	1517	208
1	1118	492,9	203,3	79,8	30,2	3035	104
4	1748	1165,3	874	699,2	582,7	12139	26
8	8944,3	3943,1	1626,2	638,4	241,7	24278	13

Annexe D

Rayonnement synchrotron de Jupiter avec LOFAR

D.1 Corrections (u,v) planétaires

D.1.1 Déplacement planétaire

Les données (u,v) peuvent se représenter sous la forme de vecteurs définis dans le repère de base ($\vec{u}$,$\vec{v}$,$\vec{w}$). Le vecteur $\vec{u}$ pointe vers l'est tandis que $\vec{v}$ croissants pointe vers le nord. Les transformations géométriques également définies dans cet espace vont permettre de modifier les vecteurs de bases du repère et donc les composantes (u,v,w) des données. Pour la correction des mouvements propres des sources de rayonnement synchrotron (combinaison du déplacement orbital de la planète par rapport au fond du ciel et l'oscillation des ceintures pendant la rotation planétaire), les transformations nécessaires s'expriment sous la forme de rotations autour des axes du repère.

Lors de l'observation, LOFAR effectue la poursuite du point de coordonnées (α_0,δ_0) qui est la direction moyenne de Jupiter pendant les 10 heures d'observations. Ce point représente le centre de phase. Pour pouvoir poursuivre la planète, il faut corriger le pointage et poursuivre un point de coordonnées $(\alpha(t), \delta(t))$ dépendant du temps. Ce point est fourni par les éphémérides de Jupiter (IMCCE ou JPL Horizons) et est centré sur le disque planétaire.

Pour corriger la direction de pointage, il faut appliquer une série de rotations sur la surface de la sphère céleste (Fig. D.1) pour passer du point (α_0,δ_0) au point ($\alpha(t)$,$\delta(t)$). Cette correction est effectuée toutes les 5 min pendant les 10 h d'observation.

On commence par une rotation autour de l'axe porté par $\vec{u}$ pour passer de la coordonnée α_0 à $\alpha(t)$. Cette rotation transforme la base ($\vec{u}$,$\vec{v}$,$\vec{w}$), un nouveau repère de base ($\vec{u'}$=$\vec{u}$,$\vec{v'}$,$\vec{w'}$).

Dans ce repère, une autre rotation est effectuée autour de l'axe porté par le vecteur $\vec{v'}$ pour passée de la coordonnée δ_0 à $\delta(t)$.

Cette étape nécessite néanmoins une étape de soustraction (*peeling*) des sources possédant des coordonnées (α,δ) constantes.

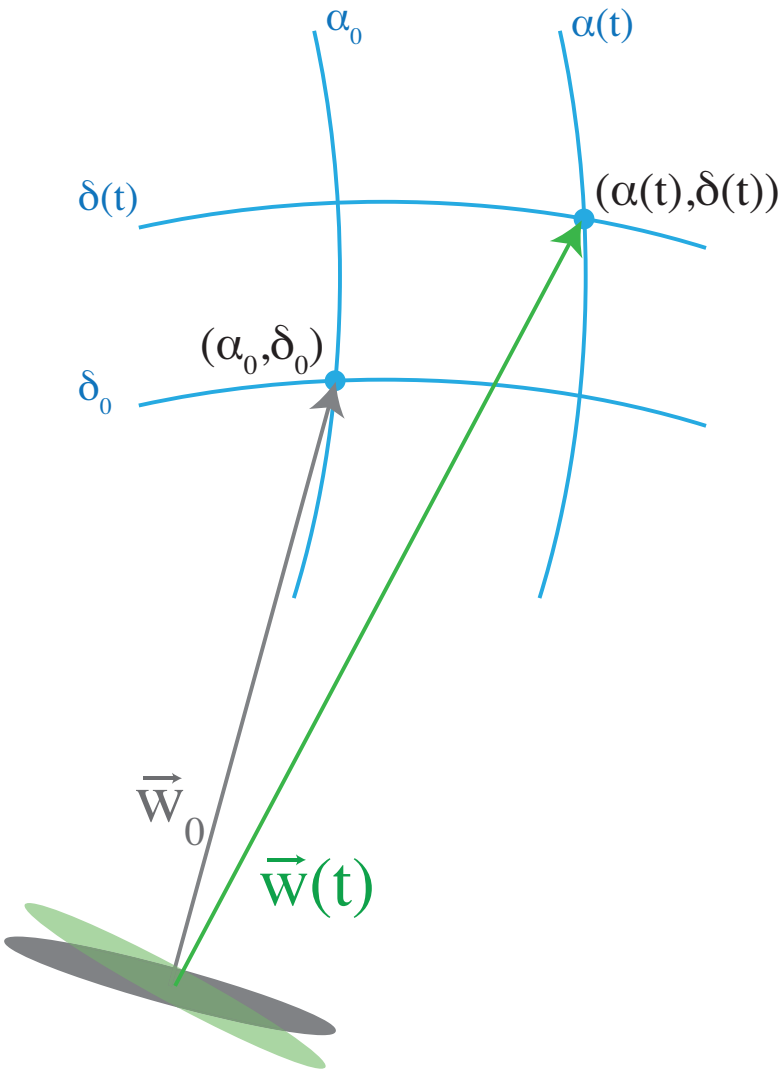


Figure D.1. *Pour maintenir au centre de phase une cible mouvante sur le ciel, une série de rotations est nécessaire pour transformer les données (u,v) depuis l'ancienne base (en gris) vers la nouvelle (en vert).*

La combinaison des rotations permet de déplacer le centre de phase dans les données (u,v). Cependant, comme cette correction modifie la direction et l'inclinaison des plans d'ondes parvenant jusqu'aux antennes, Il faut appliquer un terme de phase supplémentaire sous la forme d'un coefficient complexe dépendant des transformations précédentes (et notamment de l'angle entre l'ancienne et la nouvelle direction du centre de phase).

D.1.2 Oscillation des ceintures

L'angle $\alpha_m(t)$ est l'angle formé entre la direction Est-Ouest et la direction moyenne des ceintures projetée sur le ciel pour un observateur sur Terre. Cette direction est obtenue par un ajustement linéaire de la projection du plan équatorial magnétique (Fig. 6.12). L'amplitude de variation est de $\sim$9,6^o autour de la direction moyenne des ceintures sur le ciel orientée d'un angle α_m =-21,6^o.

À partir de la connaissance de la configuration géométrique de Jupiter, il est possible de déduire simplement la direction moyenne à chaque instant. La courbe $\alpha_m(t)$ de la figure D.2 décrit comment l'angle varie avec le temps d'observation. Nous avons calculé les angles de projection de la direction moyenne des ceintures avec un pas de 5 min.

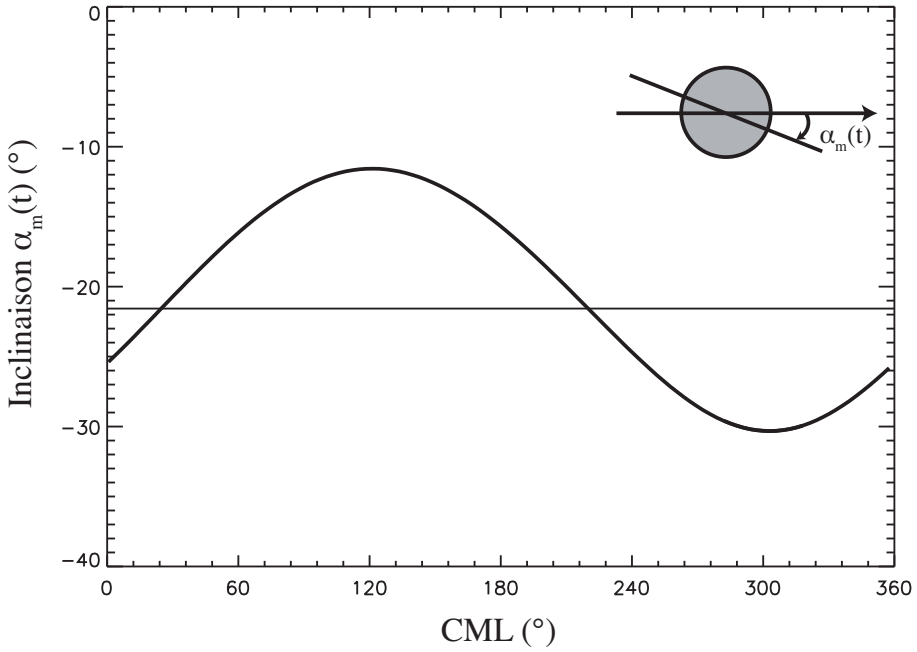


Figure D.2. *Évolution de la direction moyenne des ceintures projetée sur le ciel. On définit l'angle α_m en fonction du CML (i.e. du temps modulo la période de rotation de Jupiter).*

Comme précédemment, en appliquant une rotation autour de l'axe porté par le vecteur $\vec{w}(t)$ (après correction temporelle du centre de phase sur le centre du disque de Jupiter), on peut corriger l'oscillation des ceintures en appliquant aux données (u,v) la rotation suivante :

$$\mathcal{R}_w(\alpha_m(t)) = \begin{pmatrix} \cos\alpha_m(t) & \sin\alpha_m(t) & 0 \\ -\sin\alpha_m(t) & \cos\alpha_m(t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{D.1}$$

D.2 Correction de l'indice spectral des sources proches de Jupiter

Les sources radios extragalactiques du catalogue NED possèdent en majorité un spectre suivant une loi de puissance. Ces sources sont chacune associées à un indice spectral donnant la dépendance de la densité de flux avec la fréquence d'observation. Ces indices sont déduits d'observations radio dans un vaste domaine de fréquences radio, de 74 MHz (surveys VLA) à plusieurs dizaines de GHz.

En connaissant une valeur d'indice spectral β et une valeur de densité de flux F_1 à une fréquence ν_1 donnée, on peut estimer la densité de flux attendue à une autre fréquence ν_2 via :

$$\frac{F_2}{F_1} = (\frac{\nu_2}{\nu_1})^{\beta} \tag{D.2}$$

Aux basses fréquences (en dessous de ∼400 MHz), les densités de flux des sources mesurées s'écartent d'une loi de puissance (le spectre s'aplatit en dessous d'une certaine fréquence de *turn-over* et les points s'éloignent de la droite de pente β). Pour les trois sources considérées ici, les seules mesures de densité de flux disponibles aux basses fréquences dans le catalogue NED sont celles du VLA (74 MHz) et du Texas Interferometer (365 MHz) (Fig. D.3).

Nous avons donc déduit les densités de flux attendues pour les fréquences d'observation par simple interpolation entre ces deux points de mesures.

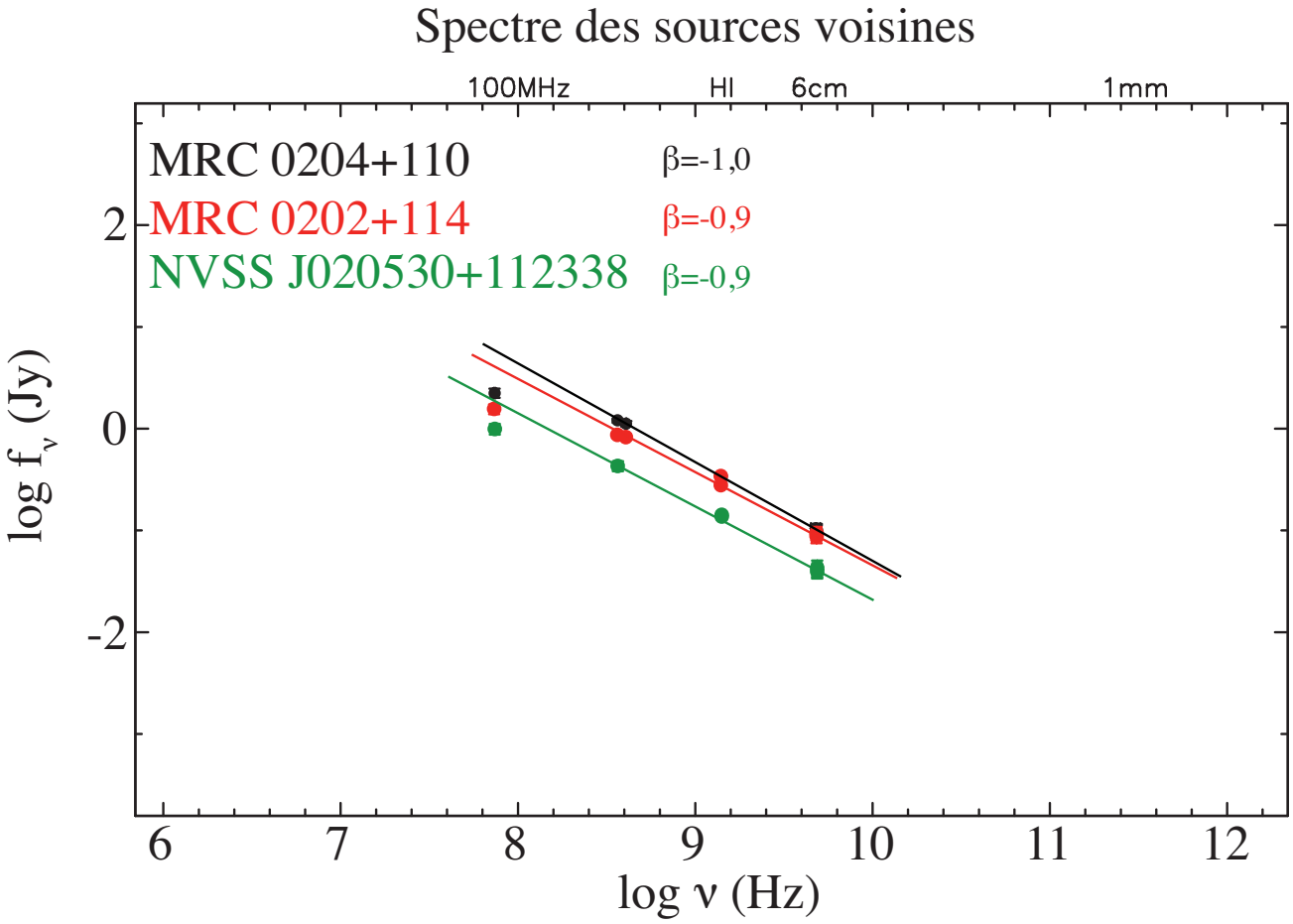


Figure D.3. *Spectres d'émission des sources extragalactiques voisines de Jupiter. Les valeurs de densité de flux et d'indices spectraux sont tirés du catalogue NED pour les sources MRC 0204+110, MRC 0202+114 et NVSS J020530+112338.*

Annexe E

Articles publiés au cours de cette thèse ou en cours de publication

E.1 Liste des travaux publiés ou en cours de révision

Articles

[P1] **Girard, J. N.**, P. Zarka, M. Tagger, L. Denis, D. Charrier, A. A. Konovalenko, F. Boone, Antenna design and distribution of the LOFAR Super Station, C.R. Phys. 13, "Les radiotélescopes du futur", p. 33-37, 2012.

[P2] **Girard, J. N.** and P. Zarka, Optimization of a small 2D phased array layout synthesizing a wide-beam antenna pattern, Astron. Astrophys., in revision.

[P3] **Girard, J. N.** et al., Imaging Jupiter's synchrotron emission with LOFAR, Astron. Astrophys., in preparation.

[P4] **Girard, J. N.**, Zarka, P., M. Tagger, L. Denis, D. Charrier, and A. Konovalenko, Antennas design and distribution for a LOFAR Super Station in Nançay, in "Planetary Radio Emissions VII", H. O. Rucker et al. eds., Austrian Acad. Sci. Press, Vienna, pp. 495-504, 2011.

[P5] Griessmeier, J.-M., P. Zarka, and J. **Girard**, Observation of planetary radio emissions using large arrays, Radio Science, 46, RS0F09, 2011.

[P6] Griessmeier, J.-M., P. Zarka, **J. Girard**, S. ter Veen, and H. Falcke, Ground-based study of solar system planetary lightning, ISKAF2010 Science Meeting, June 10-14, 2010, Assen, the Netherlands, Proceedings of Science, PoS(ISKAF2010)022, 2010.

[P7] Zarka, P., J.-L. Bougeret, C. Briand, B. Cecconi, H. Falcke, **J. Girard**, J.-M. Griessmeier, S. Hess, M. Klein-Wolt, A. Konovalenko, L. Lamy, D. Mimoun, and A. Aminaei, Planetary and Exoplanetary Low Frequency Radio Observations from the Moon, Planet. Space Sci., 74, 156-166, 2012.

[P8] Griessmeier, J.-M., P. Zarka, A. Konovalenko, G. Fischer, V. Zakharenko, B. W. Stappers, **J. N. Girard**, B. Ryabov, D. Vavriv, V. Ryabov, and H. O. Rucker, Ground-based study of Saturn lightning, in "Planetary Radio Emissions VII", H. O. Rucker et al. eds., Austrian Acad. Sci. Press, Vienna, pp. 145-154, 2011.

Communications

[C1] P. Zarka, J.-M. Griessmeier, **J. Girard**, S. Hess, B. Cecconi, L. Denis, et al., Etudes Planetaires et Exoplanetaires avec le Radiotelescope LOFAR, Programme National de Planétologie, Colloque Quadriennal de Bilan et Prospective, IUEM Plouzané, 13-15/9/2010.

[C2] Zarka, P., **J. Girard**, J.-M. Griessmeier, S. Hess, and L. Denis, Planetary and exoplanetary studies with the giant radio telescope LOFAR, 7th International Workshop on Planetary, Solar, and Heliospheric Radio Emissions (PRE VII), Graz, Austria, 15-17/9/2010.

[C3] **Girard, J. N.**, P. Zarka, M. Tagger, L. Denis, D. Charrier, A. A. Konovalenko, and F. Boone, Etudes d'antennes et distribution pour une Super Station LOFAR à Nançay, URSI-F2011/28, Journées scientifiques 2011 d'Ursi-France : "Les radiotélescopes du futur : technologies et avancées scientifiques", CNAM, Paris, les 29-30 mars 2011.

[C4] Zarka, P., **J. N. Girard**, M. Tagger, L. Denis, and the LSS team, LSS/NenuFAR : The LOFAR Super Station project in Nançay, SF2A-2012 : Proc. Annual meeting of the French Society of Astronomy and Astrophysics, Eds. : S. Boissier, P. de Laverny, N. Nardetto, R. Samadi, D. Valls-Gabaud and H. Wozniak, pp.687-694, 2012.

[C5] **Girard, J. N.**, P. Zarka, C. Tasse, and S. Hess, Jupiter synchrotron imaging with LOFAR, SF2A-2012 : Proc. Annual meeting of the French Society of Astronomy and Astrophysics, Eds. : S. Boissier, P. de Laverny, N. Nardetto, R. Samadi, D. Valls-Gabaud and H. Wozniak, pp.681-686, 2012.

[C6] **J. Girard**, C. Tasse, P. Zarka, S. Hess, LOFAR Imaging of Jupiter's radiation belts : pipeline and results, LOFAR TKP Project Meeting, Amsterdam, 3–5 December 2012.

E.2 Participation à des conférences et ateliers

[A1] Septembre 2009, Towards third generation calibration in radio astronomy - MCCT SKADS/MeqTrees Workshop, USN, Nançay, France

[A2] Décembre 2009, 6th Pulsar busy week, ASTRON, Dwingeloo, Pays-Bas

[A3] Avril 2010, Transient busy week, ASTRON, Dwingeloo, Pays-Bas

[CF1] Juillet 2010, XLth YERAC - Young European Radio Astronomers Conference, Alcala de Henares, Espagne (oral)

[CF2] Septembre 2010, 7th International Workshop on Planetary, Solar and Heliospheric Radio Emissions, Graz, Autriche (poster)

[A4] Octobre 2010, 2nd LOFAR Data Processing School, ASTRON, Dwingeloo, Pays-Bas

[A5] Décembre 2010, 1st France-Ukraine PICS program meeting (LOC/SOC), Meudon, France

[A6] Juillet 2011, LOFAR Programming Tutorial, ASTRON, Dwingeloo, Pays-Bas

[CF3] Mars 2011, Journées scientiques de l'URSI-France, Les radiotélescopes du futur : technologies et avancées scientifiques, Paris, France (Prix URSI-France, meilleure communication orale des doctorants) (oral)

[CF4] Août 2011, URSI General asssembly, Istanbul, Turquie (poster)

[CF5] Septembre 2011, TKP first results with LOFAR, Dalfsen, Pays-Bas (oral)

[CF6] Décembre 2011, LOFAR TKP meeting, Meudon, France (LOC+oral)

[A7] Décembre 2011, 2nd France-Ukraine PICS program meeting (LOC/SOC/oral), Meudon, France

[CF7] Mars 2012, UK-Germany National Astronomy Meeting (NAM), Manchester, Royaume-Uni (poster)

[A8] Mai 2012, Long Baseline busy week, MPIfRA, Bonn, Allemagne

[CF8] Juin 2012, Journées de la Société Française d'Astronomie & d'Astrophysique (oral), Nice, France

[CF9] Mars 2013, LOFAR Dalfsen II : Collaboration Science Workshop (oral), Dalfsen, Pays-bas

[CF10] Juin 2013, Semaine de l'Astrophysique Française (oral), Montpellier, France

E.3 Publications

[P1] Antenna design and distribution of the LOFAR super station J. N. Girard, P. Zarka et al.

L'Observatoire de Nançay et des laboratoires associés développent un concept de "Super Station" afin d'étendre les capacités de l'actuelle station LOFAR installée à Nançay. La Super Station LOFAR (LSS) augmentera le nombre de longues bases interférométriques sensibles, fournira de nouvelles bases courtes, formera un coeur alternatif à LOFAR et constituera un nouvel instrument autonome. Il opérera dans la bande basse de LOFAR (15–80 MHz) et étendra cette bande à plus basses fréquences. Trois études clefs sont décrites ici : (i) La conception d'antennes spécifiques, et leur distribution ; (ii) à petite échelle (dans un mini-réseau phasé analogique) ; et (iii) à grande échelle (réseau LSS).

Cet article a été écrit à l'issu des journées scientifiques de l'URSI-France (2011 – "Les radiotélescopes du futur : technologies et avancées scientifiques") à l'occasion desquelles j'ai reçu le prix de la meilleure communication scientifique étudiante pour ce sujet.

C. R. Physique 13 (2012) 33–37

Contents lists available at SciVerse ScienceDirect

Comptes Rendus Physique

www.sciencedirect.com

The next generation radiotelescopes / Les radiotélescopes du futur

Antenna design and distribution of the LOFAR super station

Conception et distribution d'antennes pour une super station LOFAR à Nançay

Julien N. Girard [a,*], Philippe Zarka [a], Michel Tagger [b], Laurent Denis [c], Didier Charrier [d], Alexander A. Konovalenko [e], Frédéric Boone [f]

[a] *Laboratoire d'études spatiales et d'instrumentation en astrophysique (LESIA), observatoire de Paris, CNRS, UPMC, université Paris-Diderot, 5, place Jules-Janssen, 92190 Meudon, France*
[b] *Laboratoire de physique et chimie de l'environnement et de l'espace (LPC2E), université d'Orléans, 3A, avenue de la recherche scientifique, 45071 Orléans cedex 2, France*
[c] *Station de radioastronomie, observatoire de Paris, CNRS, route de Souesmes, 18330 Nançay, France*
[d] *Laboratoire de physique subatomique et des technologies associées (SUBATECH), École des mines de Nantes, CNRS/IN2P3, université de Nantes, 4, rue Alfred-Kastler, La Chantrerie BP 20722, 44307 Nantes cedex 3, France*
[e] *Institute of Radio Astronomy (IRA), National Academy of Sciences, 4, Krasnoznamennaya St., 61002 Kharkov, Ukraine*
[f] *Institut de recherche en astrophysique et planétologie (IRAP), université Paul-Sabatier, CNRS, 9, avenue du Colonel Roche, BP 44346, 31028 Toulouse cedex 4, France*

ARTICLE INFO

Article history:
Available online 11 December 2011

Keywords:
Antennas
Phased array
Interferometer
Configurations
LOFAR

Mots-clés :
Antennes
Réseaux phasés
Interféromètre
Configurations
LOFAR

ABSTRACT

The Nançay radio astronomy observatory and associated laboratories are developing the concept of a "Super Station" for extending the LOFAR station now installed and operational in Nançay. The LOFAR Super Station (LSS) will increase the number of high sensitivity long baselines, provide short baselines, act as an alternate core, and be a large standalone instrument. It will operate in the low frequency band of LOFAR (15–80 MHz) and extend this range to lower frequencies. Three key developments for the LSS are described here: (i) the design of a specific antenna, and the distribution of such antennas; (ii) at small-scale (analog-phased mini-array); and (iii) at large-scale (the whole LSS).
© 2011 Académie des sciences. Published by Elsevier Masson SAS. All rights reserved.

RÉSUMÉ

L'Observatoire de Nançay et des laboratoires associés développent un concept de "Super Station" afin d'étendre les capacités de l'actuelle station LOFAR installée à Nançay. La Super Station LOFAR (LSS) augmentera le nombre de longues bases interférométriques sensibles, fournira de nouvelles bases courtes, formera un cœur alternatif à LOFAR et constituera un nouvel instrument autonome. Il opèrera dans la bande basse de LOFAR (15–80 MHz) et étendra cette bande à plus basses fréquences. Trois études clefs sont décrites ici: (i) La conception d'antennes spécifiques, et leur distribution; (ii) à petite échelle (dans un mini-réseau phasé analogique); et (iii) à grande échelle (réseau LSS).
© 2011 Académie des sciences. Published by Elsevier Masson SAS. All rights reserved.

* Corresponding author.
E-mail addresses: julien.girard@obspm.fr (J.N. Girard), philippe.zarka@obspm.fr (P. Zarka), michel.tagger@cnrs-orleans.fr (M. Tagger), laurent.denis@obs-nancay.fr (L. Denis), didier.charrier@subatech.in2p3.fr (D. Charrier), akonov@ri.kharkov.ua (A.A. Konovalenko), frederic.boone@irap.omp.eu (F. Boone).

1631-0705/$ – see front matter © 2011 Académie des sciences. Published by Elsevier Masson SAS. All rights reserved.
doi:10.1016/j.crhy.2011.11.004

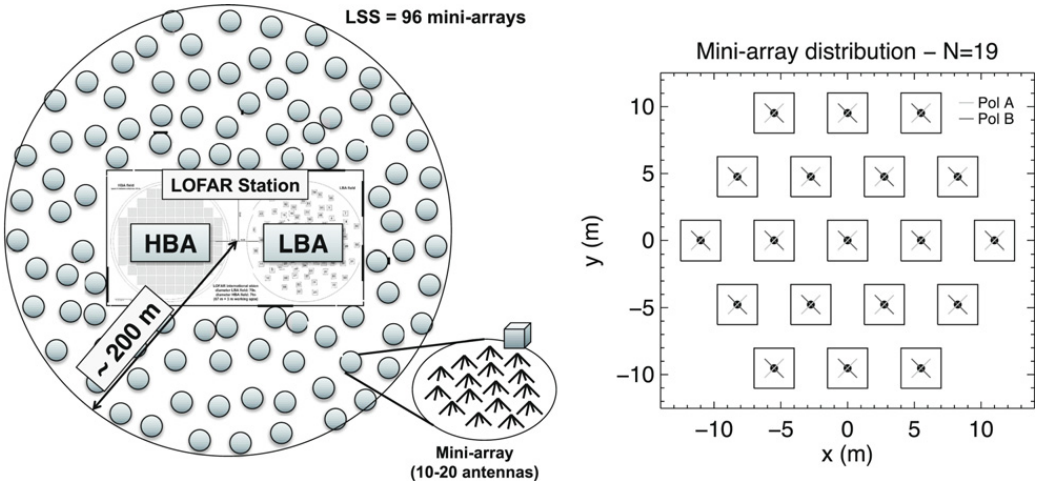


Fig. 1. Left: The LSS is a set of 96 mini-arrays of 10–20 analog-phased antennas, spread around the Nançay international LOFAR Station within a range of ∼200 m. Right: Possible antennas distribution within a mini-array, here on an hexagonal grid of $N = 19$ elements. This distribution is a good compromise between an axisymmetric distribution (ensuring a symmetric main beam and low sidelobe level) and a regular array (providing easy analog phasing, but also grating lobes) (see Section 3.2).

1. Introduction

The renewed international interest for low frequency radioastronomy has given birth to many ground-based projects. One of them is the Dutch–European LOw Frequency ARray (LOFAR) [1,2], working in the 15–240 MHz range. It is a very large radio interferometer composed of phased arrays of antennas (so-called "stations") spread out to 100 km from a central "core" in the Netherlands, with remote stations at up to ∼1000 km in nearby European countries (currently France, Germany, Sweden, UK). Each LOFAR station actually consists of two phased arrays of 48 (NL) or 96 (European) antennas: the low band antenna (LBA) array below the FM band (∼30–80 MHz) and the high band antenna (HBA) array above it (110–240 MHz). Along with an electronic cabinet (digital control, command, and receivers), they form a LOFAR "station". After digitization, beamforming, and spectral channelization, the signals of all stations are sent through an optical fiber link to the central correlator in Groningen. The Nançay Radio Observatory (*www.obs-nancay.fr*) hosts the international station "FR606".

2. The LOFAR super station

2.1. Principle and general design

At any given time, a LOFAR station can use the LBA or the HBA field of antennas (not both) which are thus connected to two different inputs to the back-end. A third input to the cabinet's receivers exists and was initially dedicated to a "Low Band Low" antenna field in the range 10–50 MHz. It is currently used in Dutch stations to allow different LBA configurations but it is still unused in the international stations. The main idea underlying the LSS concept is to build and connect to this input on FR606 a new field of 96 antennas (the LSS field), operating in the LBA range and extending this range to lower frequencies (down to ∼15 MHz). Each of these new antennas consists of an analog-phased mini-array of 10–20 antennas, thus increasing the sensitivity of the station by a factor 10–20, while remaining fully compatible with the whole LOFAR array. Each mini-array is very similar in its principle to a HBA tile of 16 (4×4 square grid) high frequency antennas, thus forming "LSS tile". LSS tiles also consist of dual-polarized crossed dipoles, phased using delay lines (commutable sets of coaxial cables inserting relative time delays between dipoles) so that their summed signals form a beam that can be pointed toward the direction of interest. The differences with HBA tiles include operation at lower frequencies, which implies larger antennas, and a mini-array layout, not necessarily regular. The signals beamformed at tile level are digitized and numerically combined in the cabinet's back-end, either in summation (phased array) mode or in correlation (interferometer) mode. The LSS will consist of 96 mini-arrays distributed within ∼200 m of the LOFAR station cabinet (see Fig. 1, right). Its layout must then be optimized at two different scales: mini-array and full LSS.

2.2. Interests of the LOFAR super station

2.2.1. Within the LOFAR array

The LSS will provide several improvements to the present LOFAR design and capabilities.

First, the ≈10–20× improved sensitivity of the mini-array, compared to a standard LBA antenna, will correspondingly increase the sensitivity of the 47 long baselines involving the LSS. Moreover, the six closest LOFAR stations gathered in the core (called the "SuperTerp") provide six almost identical baselines (therefore, six very close points for these baselines in the (u, v) plane of LOFAR, comparable to one "sensitive" (u, v) point) with each one of the 41 remaining stations. As a result,

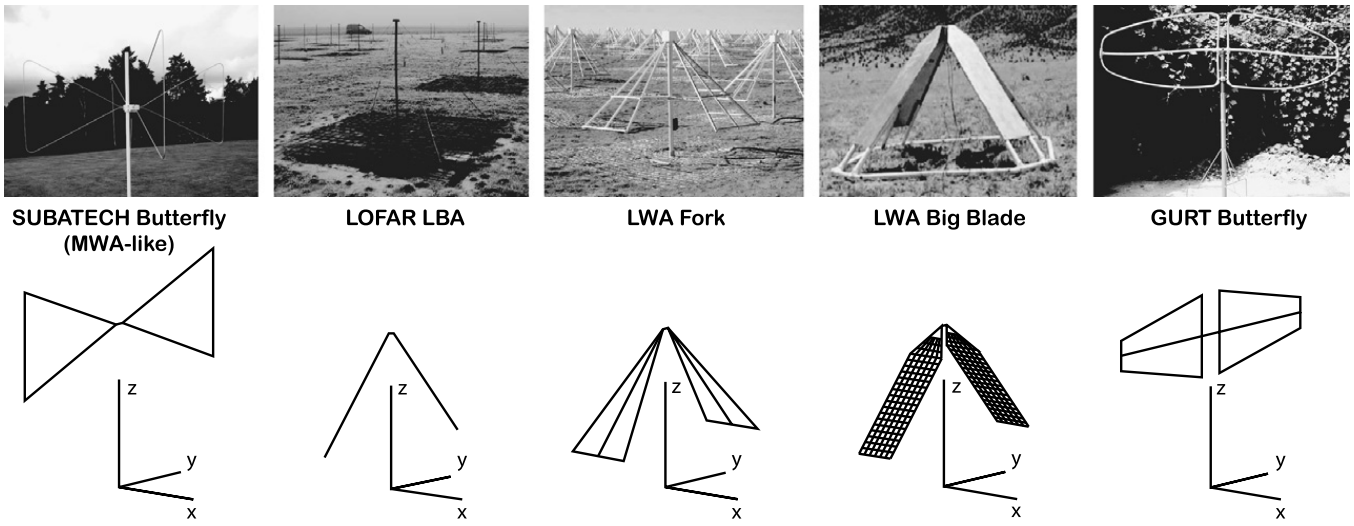


Fig. 2. The top panel displays the linearly polarized dipoles that have been studied in Nançay (from different ground-based projects: the Long Wavelength Array (LWA), LOFAR and the Giant Ukrainian RadioTelescope (GURT)). The bottom panel displays the numerical wire models used as input to electromagnetic simulations with NEC. Simulated beam patterns are shown in Fig. 3.

the SuperTerp and the eight international stations provide eight very long and very sensitive baselines. The LSS, by being far from all other stations, will thus approximately bring five times more very long baselines with very high sensitivity in the low band of LOFAR (or ≈2.5 times the total number of very long baselines in the two bands of LOFAR).

Second, only station-to-station correlations were planned in the initial LOFAR project. In the LBA range the minimum baseline length is the LBA field diameter ($B_{\min} \sim 60$ m). This implies that LOFAR would be blind to structures larger than $\lambda/B_{\min}$ at wavelength λ (i.e. typically larger than a few degrees). It is planned to perform antenna-to-antenna correlations within LBA fields or within the SuperTerp, but the sensitivity of each LBA is very poor. With the LSS, tile-to-tile correlations will be performed, providing baselines as short as a mini-array diameter (≈20 m) and up to the LSS diameter (∼400 m) with 10–20 times better sensitivity. LSS will thus fill a missing part of LOFAR's present (u, v)-coverage in the low band.

Third, several LOFAR observation programs (e.g. "Epoch of Reionization") will need large bandwidths and excellent calibration rather than high angular resolution and will consequently use only core stations. In the meantime, remote and international stations may be correlated in parallel by the central computer and run other programs, but without the benefits (sensitivity and short baselines) of the core stations. By correlating the LSS to all remaining stations, sensitive long baselines will be restored. The LSS can thus be viewed as an alternate core forming an interferometer with decent (u, v)-coverage and good sensitivity, and running in parallel to programs requiring the core. In this way, the LSS can contribute to "create" up to 30% of additional LOFAR observing time in parallel with core-only observations (≈4000 h during ≈2 years – see http://www.astro.rug.nl/∼lofareor and references therein).

2.2.2. As a stand-alone instrument

With $N = 19$ antennas (Fig. 1, right), the LSS will have an effective area $\simeq 96 \times 19\lambda^2/4 = 456 \times \lambda^2/4$, $\simeq 3\times$ the Very Large Array (VLA) in New-Mexico at 73.8 MHz or $\simeq 20\times$ the Nançay Decameter Array (NDA) at 20 MHz ([3] and references therein). It will thus be a large instrument by itself, with relevant standalone use independent of LOFAR, with no loss for LOFAR when the Nançay FR606 station is not included in ongoing observations (this should represent at least 10% of the time for international stations). Moreover, the LSS antennas can be designed in order to provide a better sensitivity (with an improved antenna design and enhanced preamplifiers) and immunity to radio frequency interference (RFI) than LBAs, and to extend the spectral range of operation down to frequencies below 30 MHz.

3. Three key design studies for the LSS

3.1. Antenna design

Antenna design implies the determination of physical (geometrical) and electrical parameters of the antenna radiators, which will in turn constrain the performance of the array in which they are grouped. For different existing projects (as shown in Fig. 2), antennas have been developed in order to meet specific scientific and technical requirements. These parameters are the antenna beam pattern E- and H-planes (constraining the array's Field of View – FoV (see Fig. 3)), the frequency bandwidth and the efficiency (related to electrical and ground losses). At low frequencies, the antennas are in a sky noise dominated regime ($T_{sky} \approx 60{,}000$ K at 20 MHz $\gg T_{inst}$, the instrumental noise component), therefore any consideration about reducing the system temperature is not necessary. The performance of different low noise amplifiers (LNA), are currently tested in Nançay.

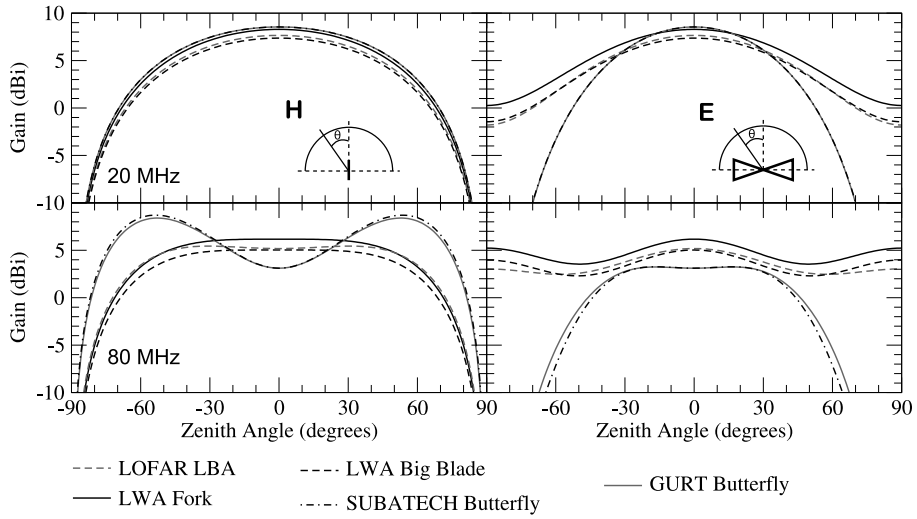


Fig. 3. Directional gain of the antenna models of Fig. 2 in dBi (an ideal isotropic antenna at 0 dBi is the reference) as a function of the zenith angle θ. The two principal planes (H plane and E plane) are shown for two characteristic frequencies of the LSS. Antenna geometries were adjusted to a common scale so as to facilitate comparisons (strand length and height are 1.5 m). The ground is assumed to be perfectly conductive. From these plots, the LWA Fork antenna (thick black line) provides smooth pattern characteristics over the band 20–80 MHz (see Section 3.1). We also studied the influence of all geometrical parameters, the presence of a realistic lossy ground and the addition of a ground screen under the antenna, on the antenna characteristics (pattern, radiation efficiency, input impedance variation, etc.).

For a phased array application such as the LSS, a large and smooth beam pattern (with little gain ripples) is required, close to that of an isotropic antenna, as it will determine the final scan range of the array, which is expected to go down to an elevation of 20° with LOFAR. Toward the horizon, extinction of the beam is preferred to reduce the susceptibility to RFIs. We also wish to obtain a broadband antenna that can operate down to 10–20 MHz, implying an antenna input impedance as constant as possible over the band of interest.

We restrained studies to linearly polarized dipoles, since circularly polarized antennas such as those of the NDA [4] are quite expensive. Using the Numerical Electromagnetic Code (NEC – www.nec2.org), we compared different geometries and surroundings of the radiators. This method of moments code can derive the simulated far field pattern and the electrical parameters of any antenna defined by a wire model (see bottom panel of Fig. 2) and feed. We investigated two classes of radiator designs ("butterfly" (derived from biconical antenna [5]) and "inverted-V" antennas) and the influence of a ground plane (metal grid) over a perfect or a realistic lossy ground and we performed optimization studies of their parameters (height, length, droop and apex angles, grid mesh size and step, etc.).

From Fig. 3, showing the results of simulations in an ideal scenario (perfectly conductive ground, same feed, no loss, scaled models), the two butterfly designs do not satisfy our objective of having a large FOV over the LSS band in the two principal planes of the antennas : a gain decrease develops at zenith (-6 dB relatively to the maximum gain at 80 MHz, due to the height of the antenna as compared to $\frac{\lambda}{4}$) and the beam width in the E-plane is quite low ($\approx 80°$ at -3 dB) as compared with other models. The inverted-V antennas, because of their geometry, are less subject to this effect, but are quite sensitive to emission coming from horizon (e.g. RFIs).

These studies led us to select a "thick" [5] inverted-V dipole similar to the LWA Fork, which appeared to be a good compromise between bandwidth, FoV and gain. We found that – as for LOFAR and the LWA – a metallic ground screen is necessary for inverted-V antennas in order to reduce ground losses (efficiency >50% at 20 MHz and >80% at 80 MHz of that of a perfect plane), and to ensure the stability of the antenna impedance against variations of ground characteristics (dry or wet ground). In parallel, various LNA architectures and matching have been considered. A first prototype of this thick dipole has been built in Nançay.

3.2. Distribution of antennas within a mini-array

The role of the mini-array is to combine analog antenna signals to synthesize a single wide beam and coarsely point it in the sky. The fine pointing of the LSS beam (combination of the 96 signals tapered by the mini-array and the antenna beam patterns) will be performed by the beamforming system in the station back-end.

This beamformer is based on the narrowband assumption whose limits are detailed in [6]. In the case of the LSS, the decorrelation loss (function of the signal bandwidth, the size of the array and the signal incoming direction), may be as high as 11% at 20° elevation. The science case constraints on the distribution of the antennas within a mini-array include : a large effective area (high sensitivity), a smooth primary beam with a low level of side lobes, a not too complex phasing scheme, a low mutual coupling between antennas, etc. The distance between antennas is a result of a compromise between effective area overlapping and the frequency of appearance of grating lobes (in a regular mini-array).

We first performed an optimization study of the mini-array distribution by using simulated annealing [7] aiming at the maximum reduction of the sidelobes level (by taking the "energy" in sidelobes as a cost function). The resulting distributions are dense arrays (with a minimal inter-antenna distance) displaying circular symmetries around the phase center but without signs of periodicity (no superimposition to itself by any rotation $\neq 2\pi$). Such an axisymmetric and aperiodic shape bring the minimization of the side lobes around the primary beam (down to -30 dB attenuation or more) and the absence of strong grating lobes. But the irregularity of such arrays imposes a more complex phasing scheme (one full delay line per antenna).

Thus, we opted for an array of antennas presenting regularities along two orthogonal x and y directions (as in NDA or GURT), while being as close as possible to the optimized symmetric solutions found above. Regularities along x and y directions allow us to decompose the phasing scheme in two successive steps (e.g. phasing of antenna lines along x followed by phasing of rows along y). The smart combinations of symmetrical antenna pairs relative to the center of each line allow quite large cable savings. A good compromise between beam characteristics and phasing complexity is shown in Fig. 1. Regular arrays simplify the handling of mutual coupling between antennas, because all embedded antennas (i.e. not at the edges of the mini-array) behave in a similar way. Conversely, in irregular/aperiodic arrays, the coupling may vary substantially from one antenna to the next, modifying antenna beam shapes, so that the synthesized mini-array beam may differs from the theory. Further studies of distribution, phasing, and coupling effects are ongoing.

3.3. Distribution of mini-arrays within the LSS

The LSS will consist of 96 mini-arrays distributed in an area of $\sim$400 m diameter (fixed by cable losses and terrain constraints) around the back-end of the FR606 station. It will work either in a phased-array (also called "tied-array beam" or "single pixel") mode, as any standard station, or in interferometer mode. The digitization of each mini-array output (beamformed) signal by the LOFAR station back-end gives a large flexibility in the distribution of the 96 mini-arrays. The main constraints that the LSS must fulfill are a low side lobe level (in phased array mode) and a "good" (u, v) coverage by the $96 \times 95/2$ baselines (in interferometer mode). As the filling factor of a disk of 400 m diameter by mini-arrays of 19 antennas is high ($\sim$60% at 20 MHz), the LSS will be a rather dense array/interferometer at low frequencies. We used another optimization algorithm described in [8]. It is a "pressure-driven" algorithm that enables to optimize the (u, v)-coverage (relative to a target Gaussian (u, v)-model) of a "gas" of individual antennas, taking into account an input "site mask" (accounting for local constraints: pond, buildings, other instruments, etc.). To taper the grating lobes introduced by the mini-array triangular lattice, each mini-array is relatively rotated by a random angle but all antennas are kept parallel in order to maintain the two main polarization axes between mini-arrays, as was done between LOFAR antenna fields of different stations. We computed that this decreases the side lobes level by $\sim$8 dB. This rotation also modifies the mutual coupling between antennas within each mini-array (as the antennas are oriented differently relative to the mini-array layout). Each mini-array will therefore have a different response, which complexifies dramatically the classical calibration methods. We are currently modeling the LSS measurement equation (defined by Jones matrices describing all effects affecting the signal path) using the MeqTrees package [9].

4. Conclusion

LSS detailed design, prototype and test studies (including the construction of 3 mini-arrays), and cost evaluation, will be pursued in the next $\sim$20 months. Its detailed scientific case is being developed in parallel. We expect LSS construction to start in 2013. If the concept is successful, it could be applied by other European participants to LOFAR, preparing a future "super LOFAR".

Acknowledgements

The authors acknowledge the support of the Observatoire de Paris, the CNRS/INSU, and the ANR (French "Agence nationale de la recherche") via the program NT09-635931 "Study and Prototyping of a Super Station for LOFAR in Nançay". The authors acknowledge S. J. Wijnholds for his useful comments and suggestions which helped to improve the clarity of the paper.

References

[1] J.-M. Grießmeier, P. Zarka, M. Tagger, Radioastronomy with LOFAR, C. R. Physique 13 (1) (2012) 23–27, in this issue.
[2] M. De Vos, A.W. Gunst, R. Nijboer, The LOFAR telescope: System architecture and signal processing, Proc. IEEE 97 (8) (2009) 1431–1437.
[3] J.-M. Grießmeier, P. Zarka, J.N. Girard, Observation of planetary radio emissions using large arrays, Radio Sci., in press, doi:10.1029/2011RS004752.
[4] A. Boischot, et al., A new high gain, broadband, steerable array to study jovian decametric emission, Icarus 43 (1980) 399–407.
[5] C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd ed., Wiley, 2005, pp. 497–522.
[6] S.J. Wijnholds, Fish-Eye Observing with Phased Array Radio Telescopes, Technische Universiteit Delft, PhD Thesis, 2010. ISBN 978-90-9025180-6.
[7] S. Kirkpatrick, C.D. Gelatt, M.P. Vecchi, Optimization by simulated annealing, Science New Series 220 (4598) (1983) 671–680.
[8] F. Boone, Interferometric array design: Optimizing the locations of the antenna pads, Astron. Astrophys. 377 (2001) 368–376.
[9] J.E. Noordam, O.M. Smirnov, The MeqTrees software system and its use for third-generation calibration of radio interferometers, Astron. Astrophys. 524 (2010) A61.

[P2] Optimization of a small 2D phased array layout synthesizing a wide-beam antenna pattern J. N. Girard & P. Zarka

Cet article (en cours de révision) propose une méthode d'optimisation de réseaux phasés à petit nombre d'antennes. Dans le contexte d'instruments hiérarchisés comme LOFAR et SKA, la formation de petits réseaux sensibles prenant en charge une partie du traitement du signal est nécessaire.

L'objectif de cet article est de former un réseau d'antennes synthétisant un diagramme de puissance aux caractéristiques voulues (lobe large, faible niveau des lobes secondaires...) en jouant sur le placement relatif des antennes le constituant. Ce petit réseau phasé doit partager les propriétés d'une antenne unique orientable sur une large portion du ciel. Nous avons considéré des réseaux contenant un nombre d'antennes $N_{ant} = 5$ à 22.

Plusieurs méthodes ont été utilisées, notamment une implémentation originale du recuit simulé ainsi qu'un code d'optimisation des lobes secondaires développé par Kogan. Deux lobes génériques d'antennes élémentaires ont été simulés : une antenne fournissant un lobe isotrope et une antenne dipolaire dont la réponse a été circularisée en azimut. Le but principal était de réduire le niveau maximum des lobes secondaires dans le diagramme du réseau.

Le principal résultat de cet article est la formation de réseaux d'antennes optimaux fournissant de faibles niveaux de lobes secondaires (-33 dB par rapport au maximum à 0 dB). Les distributions d'antennes optimales possèdent des caractéristiques topologiques communes : elles sont compactes, irrégulières et présentent toutes des éléments de symétrie axiale (et axisymétrique).

Astronomy & Astrophysics manuscript no. JNGirard-optimization
October 5, 2012
© ESO 2012

Optimization of a small 2D phased array layout synthesizing a wide-beam antenna pattern

J. N. Girard[1] and P. Zarka[2]

LESIA, Observatoire de Paris, CNRS, UPMC, Universit Paris-Diderot, 5 place Jules Janssen, 92195 Meudon, France
e-mail: julien.girard@obspm.fr
e-mail: philippe.zarka@obspm.fr

Received xx, 2012; accepted yy, 20xx

ABSTRACT

Context. The advent of ground-based radioastronomy at low frequencies enabled new instruments (today LOFAR and tomorrow SKA) to explore the last radio window visible from Earth (from ≈10-300 MHz). These giant radiotelescopes are phased arrays and/or interferometers composed of elementary antennas often arranged in clusters. Part of the signal processing, intractable at the full scale of the instrument, is done locally in these clusters.
Aims. The combination of the antenna signals in cluster will synthetize a power diagram which characteristics (beamwidth, sidelobe level (SLL), ...) directly depend on the type and distribution of the antennas. In small clusters ($\lesssim 10s$ antennas), they can be arranged in a consistent and thoughtful manner to produce a wide and symmetric primary beam equivalent to that of a synthetic antenna element. This paper proposes the optimal arrangements of clusters of N_{ant} = 5 to 22 antennas.
Methods. We used two modified optimization algorithms: a stochastic algorithm based on simulated annealing and a deterministic algorithm developed by Kogan. Two generic antenna patterns (isotropic and ideal dipole) were considered. We performed the optimization by continuously perturbing the antenna positions in the 2-D aperture of the cluster starting from initial random distributions. The primary aim was the reduction of the sidelobe level in the visible space for clusters phased to zenith.
Results. For both type of antennas, we obtained cluster distributions with reduced sidelobe levels (¡20dB) in the visible space and a large beamwidths (20-30^o). Clusters with N_{ant} = 6 and 7 always provide the best results. At larger values of N_{ant}, the cluster of N_{ant} = 15-16 are the best arrangements with SLL=-24.62dB (isotropic antenna case) and SLL=-33.74dB (ideal dipole antenna case).
Conclusions. The topology of the optimal distributions are noticeable: they are found to be compact (and provide a wide primary beam), irregular (low SLL) and present elements of symmetry (axial- or axisymmetry). The obtained cluster distributions can be used as real antenna distributions or can be starting distributions of other optimizations.

Key words. Telescopes – Instrumentation: detectors – Methods: numerical – Low Frequency radioastronomy

1. Introduction

The phased array technology is now widely used in telecommunication, active detection and radioastronomy science. With the progress in computer science and signal processing, a new era of radioastronomy has begun especially in ground-based radioastronomy at "low frequencies" (in the HF, VHF and UHF band). Different projects (LOFAR (de Vos et al. 2009), SKA (Dewdney et al. 2009), ...) include phased arrays in their architecture that constitute "digital" and electronically steerable telescopes.
The physical elementary units of these phased arrays are antennas specifically optimized for a large field of view (FOV), beam pattern quality (low sidelobes level (SLL)) and sensitivity (large effective area) over a broad bandwidth in order to meet the scientific requirements related to imaging, transient detection, ... Elementary antennas used in large arrays are mostly crossed dipoles because of their low costs. The output signals of each elementary antenna of the array undergo electronic processing that comprise filtering, digitization, phasing and finally summation. By applying correct weighting coefficients (i.e geometrical delays and amplitude tapering coefficients) to the antenna signals, the telescope beam can be shaped (or "beamformed") and "pointed" electronically toward the direction of interest without moving mechanically any part of the telescope. The region of the sky accessible to the pointing is limited by the FOV of the elementary antenna (and practically by its Half Power Beam Width (HPBW)).
The construction of very large arrays by increasing the number of elements (to gain sensitivity) and by increasing the size of the array (to gain effective area and angular resolution), imposes practical constraints: when an array exceeds a few thousand elements, the computational efforts dramatically increase so that a clustering approach is compulsory to distribute this effort.
By packing together a small amount of antenna elements (e.g. 16 = 4x4), one can form a small array and process it signals locally, making it the first stage of the instrument. The resulting summed signal of this array can be assimilated to that of an equivalent 'sensitive" antenna (given that an array of N_{ant} antennas has ideally an effective area of N_{ant} times that of a single element. As the FOV of this small phased array will restrict the instantaneous FOV and multibeam capability of the full instrument, it is needed to form a small array that shares the properties of a single antenna by providing a symmetric, wide beam pattern with a low SLL. In this context, we address the design of such a synthesized array beam via the numerical optimization of the SLL by iterative alteration of the distribution of elements that form this small array.

2. The irregular phased-array and its observables

The beam pattern of an arbitrary array mostly depends on the nature of the elementary antennas, their geometric configuration on the ground and the weighting scheme of their signal (using various distributions of complex coefficients applied to each signal). Using the reciprocity theorem, the power beam pattern emitted (and conversely received) in the far-field (FF) region (at a distance $d > \frac{2D^2}{\lambda}$ where D is the maximum equivalent diameter of the antenna and λ is the wavelength) by the array is $P = \underline{E}\underline{E}^*$, with $\underline{E}$ the FF complex electric field. The FF electric field on an arbitrary array of N_{ant} antennas is

$$\underline{E}(\boldsymbol{R}(\theta,\phi)) = \sum_{i=1}^{N_{ant}} \underline{w_i f_i}(\boldsymbol{R}).e^{j\frac{2\pi}{\lambda}.\boldsymbol{r_i}.\boldsymbol{R}} \quad (1)$$

with

- $\boldsymbol{R}(\theta,\phi)$ the direction vector pointing in the spherical frame where θ is the zenith angle and ϕ the azimuth.
- w_i the complex weighting factor applied to the ith antenna ($w_i = a_i e^{-j\Phi_i}$, with $a_i \leq 1$, the amplitude used for tapering the signals relatively to each other and the phase ϕ_i for the phasing of the antennas).
- f_i the beam pattern of the antenna i
- r_i the position vector of antenna i with its origin at the phase center of the array

In the hypothesis of identical antennas with no interaction with the ground or the surrounding antennas (no coupling), the diagram multiplication theorem applies in the absence of tapering (i.e. $\forall i$, $w_i = 1$), we can reduce eq. 1 to

$$\underline{E}(\boldsymbol{R}(\theta,\phi)) = \underline{f_i}(\boldsymbol{R}) \sum_{i=1}^{N_{ant}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}.\boldsymbol{r_i}.\boldsymbol{R}} = \underline{f_i}(\boldsymbol{R})\underline{F}(\boldsymbol{R}) \quad (2)$$

where $\underline{F}$ is the array factor (Mailloux 2005). When comparing arrays composed of different numbers of antennas, it is convenient to use the normalized power beam pattern $P_n = \frac{P}{P_{max}}$.

3. Optimization methods

Defining the distribution of radio antenna arrays can be formulated as an optimization problem. The existing methods to address this problem depend on the desired specific characteristics of the instrument ((u,v) coverage for radio interferometers and beam-shape for phased arrays).

The optimal antenna configuration (also called "solution" in this paper) for a "discrete" array (i.e. with a finite number of elementary antennas that sample the array aperture) specifically relies on the choice of the instrument objectives. In the design of a real instrument, the most adapted solutions often result from compromises that have to be done between the scientific requirements such as effective area (sensitivity) vs. beamshape (directivity), and technical constraints such as cost-effectiveness vs. array size and the presence of physical obstacles (protected areas, buildings, nature of the ground, its mechanical stability and slope variation...).

Optimization algorithms require the definition of a "cost function" (CF), the minimization of which characterizes the goal to achieve. Its instantaneous value is the figure of merit guiding the process of optimization. It is defined in a parameter space of dimension N where it can have a complex shape. Therefore, a preliminary study of the CF variability on the explored domain is needed to adapt a generic optimization method to the specificity of a given optimization problem.

An example of a classical minimization algorithm is the gradient descent method (Fletcher & Powell 1963) where the optimum search always goes "downhill" according to the direction of the gradient vector (of dimension N) of the CF. From a given starting position (i.e. an initial set of N parameters), this deterministic downhill search converges toward the nearest local minimum. However, this method is not adapted for reaching the global minimum of the CF, especially if the CF has a complex shape (e.g. large number of parameters leading to a complex topology presenting many local minima). Most "solutions" given by this method will be local minima of the CF, likely to be non-optimal solutions.

The probability of converging toward the global minimum of a complex CF can be raised either by introducing random initial conditions when using deterministic algorithms (i.e. many random starting positions in the parameter space), or by using stochastic algorithms.

In this study, these two different approaches are used to optimize the beam pattern of a small phased array, with the goal of minimizing the SLL and, at the same time, increasing the FOV of the small array. Here $N = 2N_{ant}$ and stands for the two (x,y) coordinates of each of the N_{ant} antennas in the aperture plane .

3.1. The deterministic approach

3.1.1. Kogan algorithm

The long-used software package AIPS (Astronomical Image Processing System) (Fomalont 1981) for radioastronomy contains the routine "CONFI" (Kogan 2000) whose role is to optimize the positions of identical antennas in an interferometer by making use of the mathematical regularity of the point spread function (PSF) derived from the instantaneous aperture formed by the antennas. This antenna distribution and the PSF are linked together by the Wiener-Khintchine theorem via the Fourier transform of the aperture autocorrelation (the latter being known as the (u,v) coverage). The Kogan algorithm operates in the 'direct' space of the antennas. Other algorithms propose to optimize the PSF in the Fourier plane. Boone (2001, 2002) presents one that assimilates the density of (u,v) components as a pressurized gas that relaxes toward a desired model (u,v) density. For a low number of antennas (and therefore a low number of associated (uv) components), this method is not adapted as there may no be enough (u,v) components to compute the (u,v) density on a high resolution grid. Thus we adapted the Kogan method to the case of small phased arrays.

The principle of the Kogan method is to define the CF as the level of the strongest sidelobe, which, in the original paper, can be searched in a restricted part of the sidelobe region of the beam pattern P (in the visible and invisible space). By detecting the direction $\boldsymbol{u}$ of the strongest sidelobe, the value of the PSF in this direction is decreased by physically shifting the antennas parallel to the projection $\boldsymbol{u_{xy}}$ of $\boldsymbol{u}$ onto the antenna plane (in a reference frame (x, y, z) where (x, y) is the antenna plane and z the direction of the zenith). The "exact" quantities required to shift the position of antenna i, are derived from the first derivative of the PSF in this direction [4]:

$$dx_i = -g.dP_{\boldsymbol{r_i}}(\boldsymbol{u}).\cos(\Phi_{\boldsymbol{u_{xy}}}) \quad (3)$$

$$dy_i = -g.dP_{\boldsymbol{r_i}}(\boldsymbol{u}).\sin(\Phi_{\boldsymbol{u_{xy}}}) \quad (4)$$

where

g	a gain factor set here to 0.01λ.
$dP_{\boldsymbol{r}_i}(\boldsymbol{u})$	the differential (depending on all antenna positions) of the power beam pattern P in the direction $\boldsymbol{u}$ for a displacement of $\Delta\boldsymbol{r_i}$
$\Phi_{\boldsymbol{u}_{xy}}$	the angle between the x axis and projected vector $\boldsymbol{u}_{xy}$

The gain factor g is used to only apply a fraction of these displacements in order to control the process iteratively and ensure the slow convergence toward a minimum as the PSF slowly changes with the antenna displacements. This gain factor was adapted to the scale of the problem and was

3.1.2. Trapping in local minima

The deterministic nature of this algorithm implies that, for identical initial distributions of antennas, the same final configuration will be obtained. As we emphasized before, this final configuration may not be the optimal one because nothing prevents the solution search to be trapped in a local minimum. In that local minimum, the process starts to oscillate by applying back and forth small and inverse displacements to the antennas.
In order to prevent this trapping, we run several (N_{init}) optimizations with different initial random antenna configurations. For each optimization, the code can stop when the CF variations fall below a predefined threshold or if it has reached a maximum number of iterations (taken relatively large i.e. several times the typical number needed for the code to be trapped in a local minimum). At the last iteration the best and the final antenna distributions (not necessarily strictly identical due to the above described oscillations) as well as their corresponding SLL are stored. The statistical analysis of the antenna distribution and of the CF value allow us to catch a glimpse of the topology of the CF over the N-space, and finally, select the best solution for each value of N_{ant}.

3.2. The stochastic approach

Another way to solve this global minimization problem is to consider stochastic algorithms. They are generally used to solve NP-class problems (classified problems in computational complexity theory, which are solved in polynomial time by non-deterministic computers) such as the "traveling salesman problem" (Garey & Johnson 1979). Independently of the complex and bumpy topology of the CF, these methods always statistically (but slowly) converge to the best solution without being trapped in local minima.
We have chosen the simulated annealing (SA) method (Kirkpatrick et al. 1983) to optimize the positions of the antennas. This method has already been applied to the positioning antennas in linear arrays (Murino 1995). In Hopperstad & Holm (1999), it was used to optimize 2-D arrays with antennas placed on a rectangular grid. In Trucco & Repetto (1996), the distribution of sparse arrays was addressed by optimizing both the position and the weight (in a classical beamformer) of the antenna. In the present work, we implemented the SA algorithm in the "continuous" 2-D case, where the antennas can be placed continuously in the aperture plane. The CF defined in the Kogan algorithm can also be employed with this method and it provides similar solutions to the Kogan algorithm with random initial configurations. Nevertheless it is preferable to use a CF that is an explicit function of the antenna positions such as the total power present in the sidelobe region.

3.2.1. Minimization of the total sidelobe power

Using the definition of the beam solid angle Ω defined as the integral (Kraus 1984)

$$\iint_{4\pi} P_n(\theta,\phi)d\Omega = \Omega \tag{5}$$

(with P_n, the normalized power beam pattern defined in Sect 2 and $\Omega = \frac{4\pi}{P_n} = \frac{4\pi}{G}$, G being the maximum gain of the beam pattern), we can separate the contribution in the primary lobe (PL) region and that in the rest of the antenna power diagram (the sidelobe region noted SL):

$$\iint_{PL} P_n(\theta,\phi)d\Omega + \iint_{SL} P_n(\theta,\phi)d\Omega = \Omega = \Omega_{PL} + \Omega_{SL}. \tag{6}$$

For a given number of antennas, $\Omega = \frac{4\pi}{P_{max}}$, and at zenith, $P_{max} = N_{ant}^2 P_{max,antenna}$. As a consequence, the integral in (5) is a constant at each value of N_{ant}. Therefore any reduction of Ω_{SL} leads to an increase of Ω_{PL}. In arrays containing a small number of antennas, large values of Ω_{PL} are obtained with "compact" antenna distributions that produce a wide regular primary beam and a SLL. As a consequence, the minimization of the SLL is linked to the minimization of Ω_{SL}. By defining the CF as the value of Ω_{SL} the two goals (large primary lobe and a low SLL) can be attained. This CF cannot be used in the Kogan method, which relies, by construction, on the values of local derivatives of P_n to decrease its value in particular directions.

3.2.2. The simulated annealing method

This algorithm is based on the analogy with the slow cooling procedure used in metallurgy to obtain a perfect metal (with a flawless crystal lattice). This method is a thermally controlled Monte-Carlo algorithm which goal is to minimize the value of the CF (defined in 3.2.1) by randomly moving the antennas around their instantaneous positions. The permitted amplitude of motion of the antennas (i.e. the relative modification of the CF value) is controlled by a Boltzmann factor (Metropolis et al. 1953),

$$b(\Delta CF, T) = e^{-\frac{\Delta CF}{k_b T}} \tag{7}$$

with

1. $\Delta CF = CF_{i+1} - CF_i$
2. k_b, the Bolztmann constant (assigned to an arbitrary value in this context). In our study, k_b was set to unity.
3. T the system temperature (which characterizes the freedom of the system to wander in the parameter space). T is imposed to decrease with the iteration number by following a cooling scheme.

Starting from a random state, the current values of the $2N_{ant}$ antenna positions are slightly perturbed by a small random quantity (controlled by a gain factor g identical to that of Kogan algorithm, here g=0.01 λ). The new value of the CF is tested according to the following criterion:

– if $\Delta CF < 0$ (CF minimized), the new set of positions is accepted and a new iteration is performed

- if $\Delta CF > 0$ and $random_{[0,1]}(x) < b(\Delta CF, T)$, the current state is also accepted and a new iteration is performed (where $random_{[0,1]}(x)$ is a random number generated with uniform probability in the interval [0, 1])
- if $\Delta CF > 0$ and $random_{[0,1]}(x) > b(\Delta CF, T)$, the current state is rejected and another random set of displacements is tested.

The method is more robust than a simple downhill method because it permits uphill exploration to "escape" from local minima. Large uphill explorations are first encouraged at high T and as the temperature decreases, the system is progressively trapped in deeper and deeper minima.

3.2.3. Temperature control

The cooling scheme (the variation of T with the number of iterations) affects the convergence of the process. For each temperature step, the system is considered to have reached its "thermal equilibrium" after a predefined number of successful adoptions of new antenna positions. The temperature is then decreased by a small factor. As the convergence is statistical (as mathematically demonstrated in Rajasekaran (1990)), several runs of the algorithm were performed to select an adequate cooling scheme. In the study, the temperature is decreased of by 1% steps. Two temperature regimes can be defined:

- $k_bT \gg \Delta CF \Leftrightarrow b \approx 1$: The system has a high temperature, enabling the CF to increase and decrease and thus to extensively explore the valleys of its N-space without being trapped in local minima.
- $k_bT \ll \Delta CF \Leftrightarrow b \ll 1$: The system has a low temperature and is statistically confined to "low energy valleys". All variations of the CF are encouraged downhill toward the local minimum, expected to be the global minimum at this stage, with little chance of getting outside again. In between, the slow decrease of k_bT allow the system to get outside of shallow minima whereas it tends to keep it in deep minima.

The step-by-step cooling insures the convergence of the system. For example, with $k_bT \approx 100\Delta CF$, the probability of accepting uphill explorations is about 99%, only around 37% for $k_bT \approx \Delta CF$ and reduced to 4.10^{-5}% for $k_bT \approx 0.1\Delta CF$. To correctly map the evolution of this probability, we can estimate the initial temperature of the system by taking the mean value of ΔCF over a limited number of iterations with an arbitrary high temperature regime (e.g. $T = 10^9$ "K"). The Boltzmann constant can then be modified to adjust the starting ratio ($\frac{\Delta CF}{T}$) of the Boltzmann factor.

4. Optimization procedure

4.1. Antenna beam pattern

Only small arrays from 5 to 22 antennas were simulated according to the needs expressed in the introduction. With a maximum of 5 antennas along any diameter and an inter-antenna distance shorter than a wavelength (to avoid grating lobes in the sky when pointing to the zenith), the initial distributions are drawn uniformly in a disk of diameter 4λ and with a minimum inter-element distance d_{min} (Sect. 4.3). All antennas are phased toward the zenith and their signals are weighted uniformly (Sect. 2).
All antennas of the array are assumed to be identical. We considered two elementary beam patterns that multiply the array factor $\underline{F}$ (Eq. 2):

- an ideal isotropic antenna $\underline{f_{iso}}(\theta, \phi) = 1$, so that the optimization pertains to the array factor only.
- an ideal dipole with azimuthal symmetry (over the angle ϕ): $\underline{f_{dip}}(\theta, \phi) = \cos(\theta)$, (corresponding to a $\cos^2(\theta)$ dependence in power) to take into account the directional extinction from the zenith toward the horizon of the response of a horizontal dipole. Note that an isotropic antenna as well as dipole with symmetry in azimuth, are ideal cases. In practice, an horizontal dipole has a diagram in $\approx \cos^2$ in its "E" plane and an isotropic diagram in the "H" plane (Balanis 2005). The above ideal cases are azimuth-independent extreme cases. This representation releases the constraints imposed by the specific shape and orientation of the antenna itself (principal planes of the antenna, polarization, blind directions, ...). This compromise is necessary because the antennas used in real arrays are mostly colocated crossed dipoles. All power patterns were computed with an angular resolution (θ, ϕ) of 2^o which was sufficient to sample all sidelobes.

4.2. Determination of sidelobes region and level

For the two algorithms, the primary lobe region is delimited by the zenith angle θ_{FN} of the first null, computed using the numerical derivative along θ. If the primary lobe is not symmetric in azimuth (and the antenna distribution as well), the position of this first null varies for different values of the angle ϕ.
To meet a symmetry constraint on the primary lobe, we therefore imposed the definition of the primary beam region as the region where

$$\theta \leq \theta_{null,min} = \min_{\phi \in [0,2\pi]} (\theta_{null}(\phi)). \quad (8)$$

The PL region is the white area in Fig. 1

The strongest sidelobe (level and position) is searched for in the region $\theta_{null} < \theta \leq \frac{\pi}{2}$. As we do not address here the question of beam steering of the phased array, we only consider the visible region ($\theta \leq 90^o$). Otherwise it would be necessary to optimize beyond it, in the "invisible" region, that will shift inside the visible region during the beam steering away from zenith.

For elongated antenna distributions, which consequently have an elongated primary lobe in the direction perpendicular to that of the distribution of antennas, part of the actual primary lobe will be present outside our defined primary lobe region. The consequence is that part of the primary lobe will be considered as a sidelobe by the two algorithms and will be subject to minimization. This will ensure the convergence toward a symmetric beam without the need of implementing constraints on the axial ratio (AR) defined in Fig. 1.

4.3. Minimum distance between antennas

In these numerical simulations, a minimum distance between the antennas is necessary to avoid unrealistic physical crossings between them and also to exclude the trivial solutions were all antennas are collocated (the formed array will present no sidelobe and excessive effective area (A_{eff}) overlap and thus sensitivity drop). Real antennas used in phased arrays are mostly dipole-like antennas. For that reason, we derived from the effective areaof an

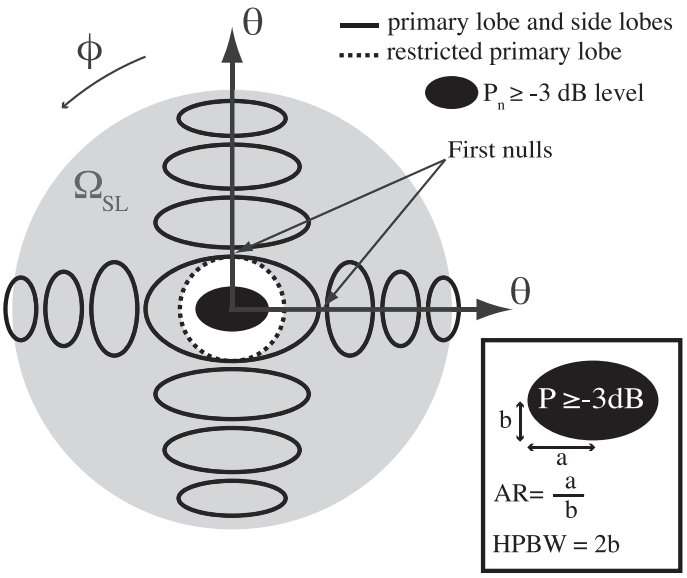


Fig. 1. 2-D projection of the beam pattern (θ is the zenith angle and ϕ the azimuth) to illustrate the separation between the primary lobe and sidelobes regions with a generic beam pattern pointing at zenith (origin of axes). The dashed circle of angular radius $\theta_{null,min}$ (Eq. 8) separates the primary lobe region Ω_{PL} (in white & inner black ellipse) from the sidelobes region of solid angle Ω_{SL} (shaded area). The exceeding parts of this asymmetric primary lobe is considered as sidelobes. The black ellipse is the projected area of the primary lobe section where $P \geq -3dB$. The parameters of this ellipse (bottom right box) define the half power beam width (HPBW) and the axial ratio (AR).

ideal dipole, the minimum distance that gives no effective area overlap in the array. This distance d_{min} is then given by:

$$A_{effd} = \frac{\lambda^2}{\Omega_d} = \pi r^2 = \pi(\frac{d_{min}}{2})^2. \quad (9)$$

With $\Omega_d = \frac{8\pi}{3} sr$, we obtain $d_{min} = \frac{2\lambda}{\sqrt{\pi\Omega_d}} \approx 0.39\lambda$.

If the real array is to be optimized over a large relative bandwidth $[\lambda_{min}, \lambda_{max}]$ with $\lambda_{max} - \lambda_{min} \approx \frac{\lambda_{min}+\lambda_{max}}{2}$, as $A_{eff} \propto \lambda^2$, the overlap of effective area becomes large at long wavelengths for dense antenna arrays. This will set the minimal distance $d_{min} \approx 0.39\lambda_{opt}$.

1. If $\lambda_{opt} = \lambda_{max}$, then there is large effective area overlap at low frequency and the total effective area doesn't scale with λ^2 anymore.
2. If $\lambda_{opt} = \lambda_{min}$, the number and the intensity of sidelobes in the diagram will be large at high frequency; the array will be sparse and the primary beam will be thin.

Thus, the choice of λ_{opt} in $[\lambda_{min}, \lambda_{max}]$ is the result of a compromise between the loss of effective area below λ_{opt} and a small FOV above λ_{opt}. Once λ_{opt} is chosen, it is possible to scale the antenna distributions mentioned in this work up to the real size of the array. In the actual optimization process, all distances are expressed in unit of wavelength.

4.4. Antenna collisions handling

During the optimization process, the antennas tend to gather in close-packed clusters (giving therefore a wider beam) and they start to collide at distance d_{min}. In the two algorithms, each new configuration of antennas is checked for collisions. Each pair of colliding antennas is stretched so that the two antennas are progressively pushed away at a distance $\gtrsim d_{min}$ in opposite azimuthal directions. The optimization process is temporarily suspended until there is no more colliding antennas.

4.5. Reheating the system

In the SA algorithm, we implemented the capability to "reheat" the system. At temperature T, if the CF has not decreased after a maximum number of iterations (fixed to 2000 iterations), the temperature is increased by a factor of about 10% constituting the "reheating" of the system for a limited amount of iterations. With a higher temperature, we raise the probability of valley crossing (by lowering the ratio in the Boltzmann term). No change of the gain is performed during this stage. The system can therefore ultimately escape from a local minimum that is close to the final "perfect" state of the system.

4.6. Stop criterion and solution optimality

A common way to monitor the convergence of the algorithm is to follow the value of $\frac{\sigma_{CF}}{\langle CF \rangle}$ computed over a sliding window and compare it to a threshold value that will command the stop of the algorithms. However, these threshold values, as well as the size of this sliding window, where the mean and the standard deviation values of the CF are computed, depend of the number of antennas. Preliminary tests showed that the values of the CF (with the number of iterations) often formed plateaus that were sufficiently long to trigger the stop of the algorithm without reaching the lowest possible value of the CF. In order to prevent a premature stop of the algorithm, we let the algorithm freely evolve until a maximum number of iterations has been reached. This maximum number of iterations was therefore set to 5.10^4 iterations to restrict the computation time of each case while ensuring a sufficient margin for the convergence. As the iteration-to-iteration variations of the CF are not predictable and depend on the number of antennas, we retain the best distribution that present the lowest sidelobe level during the run. This solution may not be the one obtained at the last iteration.

5. Results

5.1. Patterns of optimal distributions for N_{ant}=5 and N_{ant}=22

Independently of the method that gives the optimal solution, we present on Fig. 2a-d the final optimal distributions (left) and the corresponding power beam pattern (right) represented as successive profiles for different values of the azimuth ϕ, in dB value normalized to the beam maximum. Each antenna 2-D position is marked with a black dot and the surrounding circle of radius $\frac{d_{min}}{2}$ represents the effective area at zenith of each antenna at a wavelength of λ.
The array is phased toward the zenith and the profiles (from zenith to horizon) are presented on the same plot as a function of the zenith angle θ. The profiles (sampled every $\phi = 20^o$) are plotted in grey. The solid black line is the particular profile containing the maximum SLL over the azimuth ϕ. The vertical dashed line is the position of the first zero at the edge ($\theta_{null,min}$) of the main lobe and the horizontal dashed line mark the maximum SLL for the obtained configuration. The final SLL reached, its azimuth, the HPBW and the AR of the primary lobe are indicated on each plot. As depicted on Fig. 1, the AR ($\geq$ 1) is the ratio of the two main axes of the elliptical beam section at -3dB level. AR=1.0 means that the half power section of the primary

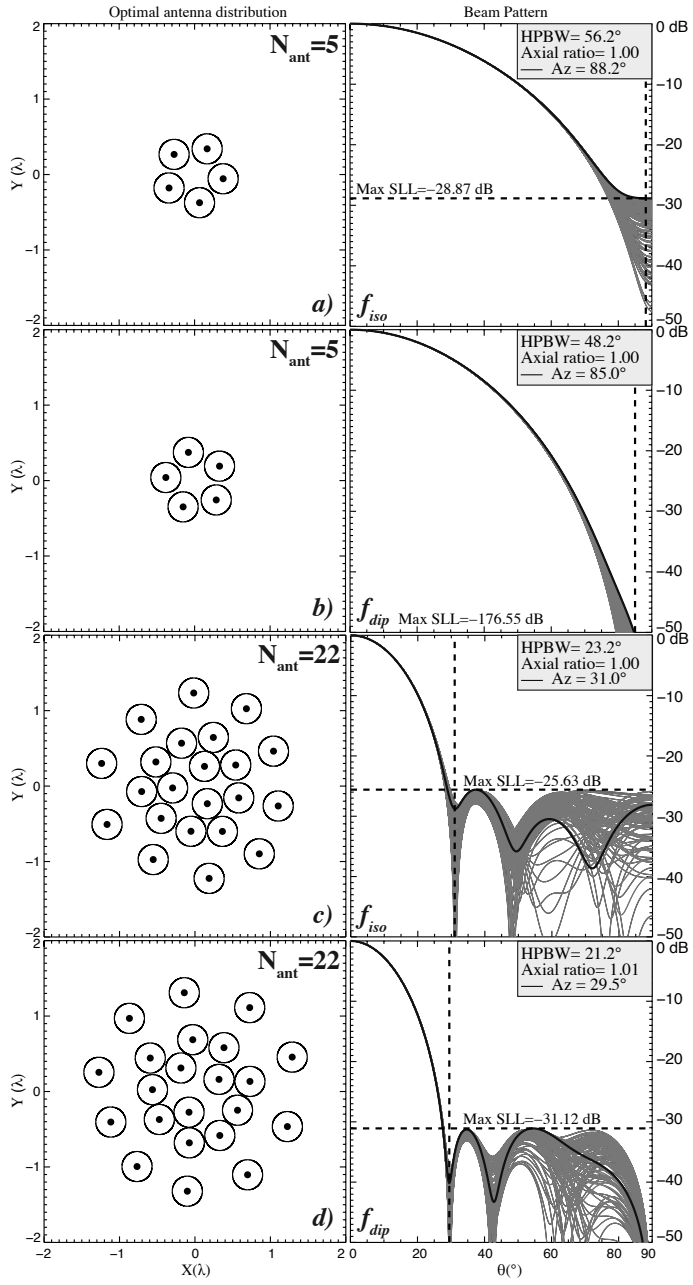


Fig. 2. From a) to d): optimal antenna distributions and their associated beam patterns cut in azimuth for $N_{ant} = 5$ and $N_{ant} = 22$ with the two element beam patterns $\underline{f_{iso}}$ and $\underline{f_{dip}}$. (left column) antenna positions in wavelength unit. The black dots and the circles represent the antenna positions and the footprints of their effective area accounting for the minimal distance (Sect. 4.3). (right column) Power values (in dB) are normalized to the pattern maximum value P_{max}. For $N_{ant} = 5$, $P_{max} = N^2 = 25$ and for $N_{ant} = 22$, $P_{max} = 484$. The grey lines are the superimposed pattern profiles at different azimuth sampled with $\delta\theta = 20^o$ steps. The black thick line is the specific profile where the maximum sidelobe has been found. The vertical dashed line locates the $\theta_{null,min}$ (Eq. 8) and the horizontal dashed line marks the SLL. The azimuth corresponding to the SLL, as well as the pattern HPBW and AR are grouped in the upper right grey boxes.

lobe is circular.

These plots are presented for both $N_{ant} = 5$ and $N_{ant} = 22$ and for both elementary antenna patterns $\underline{f_{iso}}$ and $\underline{f_{dip}}$. Intermediary values of N_{ant} are addressed in the next section.

In all four cases, the SLL has been reduced as compared to the value obtained with the initial random distributions and consequently, the HPBW has been enlarged. At low and high values of N_{ant}, the optimal antenna distributions are found to be circular and relatively compact. They all present symmetric primary lobe with AR of ∼1. We can consider on Fig. 2b, that the power diagram is composed of the primary lobe only and presents no sidelobe (SLL ≪ -100 dB) is the visible region.

Observations of the array shape during the run showed that, while the antennas were moving and getting closer to each other, the sidelobes present in the visible region were expelled out from this region.

The optimal distributions obtained with the two antenna patterns are identical for $N_{ant} = 5$ (and are rotated because of the initial conditions and the random shifts of the antennas) and similar for $N_{ant} = 22$ (they are composed of a core of antennas and a ring of diameter $\approx 3\lambda$). The difference between the two distributions at $N_{ant} = 22$ is the symmetry of the inner antennas within the array. In the array of Fig. 2d, no clear symmetry can be observed while on Fig. 2c, one axis of symmetry (∼parallel to the X axis) exists. Moreover, the impact of the individual antenna beam patterns ($\underline{f_{iso}}$ and $\underline{f_{dip}}$) does not explain the difference between the SLL in Fig. 2c and Fig. 2d. Indeed, the maximum SLL of Fig. 2c is situated at $\theta \approx 38^o$, the value of the ideal dipole power pattern in this direction being 0.62 (i.e. 62% of the maximum value at zenith). If we use the same array distribution as in Fig. 2c but with the element pattern $\underline{f_{dip}}$, the SLL value only moves to -27.7 dB, versus -31.1 dB in Fig. 2c and Fig. 2d. Therefore, the relative distribution of the antennas plays an important role in the array SLL.

Conversely, if we compute the power pattern of the array of Fig. 2d with $\underline{f_{iso}}$, large sidelobes appear at the limit of the visible region ($\theta \approx 90^o$) and the SLL increases to −17.32 dB. This shows that during the optimization with $\underline{f_{dip}}$, the "undesired" powerful sidelobes are pushed away in areas where $\underline{f_{dip}}$ takes low values (whereas they must be pushed in the invisible region with $\underline{f_{iso}}$). The two antenna patterns $\underline{f_{iso}}$ and $\underline{f_{dip}}$ thus constrain the optimization differently. Some antennas in the cluster may occupy positions that generates far sidelobes (in the array factor) which damp as $\underline{f_{dip}}$ tends to zero at horizon, resulting in low SLL values. With $\underline{f_{iso}}$, all parts of the power pattern have a similar weight ($\underline{f_{iso}} = 1$ for any θ). As a result, the SLL reduction will be more constrained by the relative positions of the antennas in the cluster and lead, in the case of $\underline{f_{iso}}$, to an irregular distribution (by contrast to distributions on a regular grid) presenting elements of symmetry.

From these four cases, we infer that the irregularity and, to a certain extent, the overall symmetry of the antenna distributions within the cluster are the necessary conditions to obtain low SLL and symmetric primary lobes. The study of these quantities for different values of N_{ant} may help to understand the general behavior of the converging process and the topology of optimal distributions.

5.2. Variations from $N_{ant} = 5$ to $N_{ant} = 22$

5.2.1. Inspected quantities

We have studied the optimization of a cluster with a small number of antennas (from 5 to 22) using the two previously defined algorithms. The convergence is constrained so that the resulting solutions must provide a symmetric primary lobe as stated

in 4.2. For each value of N_{ant}, N_{init} (= 10) initial random distributions were optimized in order to study the statistical behavior of the solutions within a limited computation time. Figure 3 represents the resulting SLL values of the power diagram after optimization of arrays using isotropic (f_{iso}) and ideal dipole (f_{dip}) antennas. The SLL is expressed in dB computed relatively to the pattern maximum P_{max} occurring at the zenith (for arrays pointing at zenith). Figure 4 presents the HPBW values of the resulting power diagrams and Fig. 5 their AR values. For these different quantities and for each value of N_{ant}, the initial values of mean and standard deviation are represented with open circles and error bars. The other points (filled circles) are the final mean values and the 1σ-level computed over the N_{init} (= 10) distributions. The occurrence of identical antenna distributions is high when the error bars are small.
The maximum value of HPBW, whatever the algorithm, and the minimum value of SLL are represented with asterisks. Results obtained with the SA algorithm are plotted in grey.

5.2.2. SLL

For both antenna beam patterns, the dotted line is the best linear fit on the SLL mean value of the initial distributions. With an increasing value of N_{ant}, we can see that the SLL, computed over the random initial distributions, decreased by ∼10 dB from N_{ant} = 5 to N_{ant} = 22. From Lo (1964); Hendricks (1991); Steinberg (1972), we can derive that this value decreases approximately with ${N_{ant}}^{\alpha}$ with $\alpha \approx -0.5$ at low values of N_{ant}. The effective values of α, extracted from Fig. 3 (left & right), are respectively -0.53 and -0.49, showing the agreement with this power law. In all cases, both algorithms successfully decreased the SLL as compared to initial values but the amount of reduction depends on N_{ant}. We can see that there are specific values of N_{ant} (especially for low N_{ant} values) that provided better improvement of the SLL than their neighboring values. This will be discussed by looking at the topology of distributions in the next section.

isotropic antenna case The SLL reductions achieved by the Kogan algorithm smoothly increase (in absolute value) with N_{ant} from 2 dB to ∼15 dB to meet similar levels to that obtained with the SA algorithm at high N_{ant}. In the interval $N_{ant} < 12$ the differences between the two algorithms fluctuate between 2 to 20 dB whereas for $N_{ant} > 12$, the differences of mean values are ≤5 dB. For the SA algorithm, the 1σ-level decreases slowly with N_{ant} whereas it remains fairly constant for the Kogan algorithm.

dipole antenna case For $N_{ant} \leq 12$, both mean values and 1σ-level strongly fluctuate and for $N_{ant} > 12$, both values vary smoothly with N_{ant}. For $N_{ant} \leq 12$, the discrepancies between the two algorithms are clear and arrows mark the fact that optimal solutions (showing no sidelobe in the visible region) were reached mostly by the SA algorithm. For $N_{ant} > 12$, the improvements of the mean SLL of magnitude 10 to 25 dB relative to the initial value of random distribution are similar for both algorithms. The error bars of the SLL are also comparable (except for $N_{ant} = 14, 16, 17, 18$).

The variation of SLL with N_{ant} are smoother in the isotropic antenna case than in the dipole antenna case. For an isotropic antenna, the power diagram does not nullify at the horizon ($\theta = 90^o$). As a consequence, the level of the far sidelobes raised the minimum achievable SLL on 3 (left) as compared to that of Fig. 3 (right). Nonetheless, at low N_{ant} values, the SA algorithm is able to find optimal solutions with SLL values of ∼-30,-35 dB similar to that obtain in Fig. 3 (right).
The number of antennas N_{ant} plays an important role on the structure of the solution space (high N_{ant} values generate a space with more local minima). For $N_{ant} > 12$ with both antenna patterns, the similar values of SLL indicates that the same antennas distributions were found with the two algorithms. These solutions may be global minima reached by the two algorithms or local minima to which they have converged. As the definitions of the cost functions are different, it is more likely that the two algorithms, by evolving on two different spaces, have independently reached similar solutions that are the best solution for this range of N_{ant}.
The topologies of these solutions are shown on Fig. 6 and 7.

5.2.3. HPBW and Axial Ratio

The reduction of the SLL comes with a widening of the main beam as explained in 3.2.1. The HPBW values characterize the mean size of the primary lobe and the AR values give information about its symmetry, which reflects that of the antenna distribution. In this study, the AR is defined as the shape of the HPBW ellipse and is not included in the definition of the two cost functions. On Fig. 4 and Fig. 5, the statistics over HPBW and AR are presented with the same conventions as in Fig. 3. The mean HPBW values of initial random distributions appears to be independent of N_{ant} whereas that of the mean AR decrease significantly. This is because the HPBW of an uniform antenna cluster is proportional to $\frac{\lambda}{D}$ (with D, the diameter of the cluster) and does not depend on the number of antennas that compose the cluster. Conversely, the relative positions of the antennas will strongly impact the shape of the primary lobe, especially at low N_{ant}. It is expected from 2-D random distributions with low N_{ant} to have initial values of AR larger than 1. These values tend to be reduced as N_{ant} increases, because the disk in which the initial distributions are drawn will be filled by more antennas, lowering in the same time the statistical impact of the position of on particular antenna.

isotropic antenna case The solutions reached with the two algorithms for $N_{ant} < 10$ provide no sidelobe in the visible region and therefore come with the widening of the beam depicted on Fig. 4. On Fig. 4 (left), we can see a difference between the $N_{ant} < 10$ and $N_{ant} > 10$ regions. For $N_{ant} < 10$, the final solutions found with the SA algorithm brings much larger values of HPBW than the values obtained with the Kogan algorithm. However, in the $N_{ant} > 10$ region, the HPBW values decrease more slowly as the antenna distributions are more and more similar from one value of N_{ant} to another, which doesn't impact severely the overall size of the array. In addition, the values obtained with the SA algorithm are systematically larger of $\approx 5 - 10^o$ than that obtained with Kogan algorithm.
On Fig. 5 (left), mean and 1σ-levels of the SA AR are higher and evolve more erratically with N_{ant} than that of Kogan and can even sometimes overcome the initial value.

dipole antenna case On Fig. 4 (right), we have a clear separation between the $N_{ant} < 10$ and $N_{ant} > 10$ regions. For $N_{ant} > 10$, the HPBW values obtained with the two algorithms follow the same trend with N_{ant} and correspond to analog sizes of antenna cluster.
The differences with the HPBW values obtained with Kogan are due at least in part to the two different definitions of their CF. To a certain extent, it is possible to minimize the SLL (Kogan CF) without interfering with the size of the beam whereas the minimization of their integral (SA CF) will let place to an increase of the integral of the primary lobe, and therefore, its angular size (Sect. 3.2.1). But the higher values of HPBW obtained with the SA algorithm come at the cost of the beam symmetry. Indeed, an antenna distribution that minimizes the SLL may not be a distribution that also minimizes the AR if the antenna distribution is closely packed and elongated in a particular direction.
As compared to Fig. 5 (left), Fig. 5 (right) present an interval of N_{ant} where the two algorithms obtained very close values. The low values of the 1σ-level of AR in $N_{ant} = [11, 16]$ show that the two algorithms have reached to the same optimal antenna distributions (over the 10 runs) that provide a symmetric beam.

The divergence between the isotropic and the "dipole" antenna patterns increase with the angle from zenith (within the beam still pointed at zenith). At $\theta = 90^o$, $|\underline{f_{dip}}|$ equals 1 when $|\underline{f_{iso}}|$ equals 0. Therefore, for these two antenna patterns, the 1σ-level of HPBW is larger at low N_{ant} than that at larger N_{ant}, because in the latter case, the array will be larger and provide a thinner primary lobe (low HPBW) which will be less subject to the antenna pattern variation with θ.

5.2.4. Topology of distributions minimizing the SLL

On Fig. 6 and Fig. 7 are respectively plotted the 2-D distributions of the obtained solutions in the isotropic case and the dipole case. The arrays are seen from zenith and lengths are normalized to wavelength (Sect. 4.3). All presented distributions correspond to the ones that minimize the SLL and are represented with asterisks on Fig. 3 and 4. Depending on N_{ant}, they were obtained either by the SA or the Kogan algorithm. Table .1 presents the final antenna positions for clusters with $N_{ant} = 5$ and$N_{ant} = 22$. Antenna positions for the intermediary values of N_{ant} are available at the CDS, as well as their respective beam pattern profiles. At each N_{ant}, most solutions are found to have an overall similar shape except for some special cases (Fig. 7, for $N_{ant} = 8, 10, 12$). These particular distributions are optimized for SLL and since the two CF do not include any explicit constraint on AR, there is no reason for them to present symmetry. Given the initial constraints of optimization, one can derive the following properties from Fig. 7:

The optimal distributions are irregular This property is indeed necessary to avoid the presence of grating lobes (in the case of 2-D regular grid) and strong sidelobes (that appears in the presence of any regularity). Using the interferometry approach (Sect. 3.1.1), by decomposing the array in antenna pairs (in baselines, each associated to one (u,v) component), we can highlight the differences between regular and irregular arrays. In regular arrays, the large redundancy of identical baselines will provide the same (u,v) components that are associated to the sensitivity of the same spatial frequencies of the observed target. This results in constructive interferences, whose "weight" will overcome the other spatial contributions of lesser "weight". In the array factor $\underline{F}$, this will form grating lobes that are as powerful as the main lobe (which is itself, the grating lobe situated at the array phase center). In irregular arrays, with low redundancy, the (u,v) space will be richer in various (u,v) components and will provide a better sampling of the FT of the aperture autocorrelation. The resulting beam pattern will show no grating lobes and a relatively low level of sidelobes.

The optimal distributions are compact As mentioned earlier, the overall size of the array will condition the main beam width. With compact antenna distributions, one will ensure to get the widest primary beam. However, due to the distance limit between antennas (Sect. 4.3), a small array presenting high compacity will also show high regularity because of the limited number of possible closely packed arrangements of the antennas (Fig. 7 for $N_{ant} = 7$ and $N_{ant} = 15$ to 20). Again, the compacity of the array will reduce the length of the longest baseline resulting in a lowering of the angular resolution of the array (i.e. a wider primary beam). Some optimal distributions present a structure in two parts, a "base" solution surrounded by a circular ring of antennas (Fig. 6 for $N_{ant} = 7$ and $N_{ant} = 16$ and Fig. 7 $N_{ant} = 17, 18$). The compactness of optimal arrays can be justified from the FT relation between the aperture of the cluster and the beam pattern (as stated in Sect. 3.1.1). Indeed, if a wide gaussian primary beam is desired, it will only be achieved by forming an antenna distribution that conversely tends to a continuous and compact gaussian aperture. Since the number of antennas is limited, no such aperture filling is possible. Nevertheless, thin gaussian beams can be approached by using enough antennas distributed over a large surface to sample a gaussian aperture.

The optimal distributions present symmetries Some solutions present axial symmetry or "pseudo" axisymmetry properties. Indeed, as we imposed to the beam pattern to be wide, symmetric and to present a SLL, the resulting distributions will be roughly circular. On the one hand, the combination of irregularity of the array with this symmetry will result in arrays that can't be superimposed to themselves by any rotation $R_\phi \neq 2\pi$ (Fig. 6 for $N_{ant} = 8, 11, 15$). Some other solutions (Fig. 7 for $N_{ant} = 5, 6, 7, 16, 19$) rather present elements of axial symmetry (with 1 to 3 axis). At low N_{ant}, it is difficult to form an irregular array that provides a symmetric primary lobe with only few antennas (indicated by the large initial values of AR on Fig. 5). Even if the AR is not implemented in the two CF we used for optimization, the determination of the sidelobes region may include parts of the primary lobe beyond the primary lobe region (Fig. 1) that will be considered as sidelobes to reduce. As a consequence, at low N_{ant}, the reduction of these exceeding parts of large primary beams leads to regular distributions.

By looking at the distributions from $N_{ant} = 12$ to 17 on Fig. 6, we can identify the distribution with $N_{ant} = 16$ as the one where a sufficient number of antennas is "profitably" distributed in the cluster (and giving the best SLL in this range of N_{ant}). As N_{ant} increases from 12 to 15, the corresponding distributions resemble more and more to that at $N_{ant} = 16$. Each new antenna occupies the location where it appeared to be missing in the preceding distribution. Figure 7 presents an analog behavior in the same interval of N_{ant}.

In addition, one can notice that the antenna distributions with $N_{ant} = 20$ on Fig. 7 and $N_{ant} = 18, 19$ on Fig. 6, can be con-

sidered as the merger of two "elementary" arrays, each being a fraction of the distribution encountered at $N_{ant} = 16$. Similarly, the distributions with large N_{ant} ($N_{ant} = 16, 17$) often enclose the base distributions such as the one with $N_{ant} = 7$. These two observations may underline that for specific antenna numbers, the optimal distributions (at large N_{ant}) is composed of the assembling of distributions found at lower values of N_{ant}.

Conversely, $N_{ant} = 9$ on Fig. 6 and $N_{ant} = 8, 10, 12$ on Fig. 7 show little or no symmetry. This is again due to the implementation of the CF that does not impose the minimization of AR to 1. The corresponding primary lobe is asymmetric as depicted in Fig. 5.

6. Conclusion & Discussion

We have presented the results of the 2-D optimization of small antenna arrays that minimize their SLL and maximize their HPBW. This optimization was carried out in the visible space only and with arrays pointing at zenith.

6.1. Optimal distribution properties

In this study, we used a modified deterministic algorithm (Kogan) (Sect. 3.1.1) and a modified simulated annealing algorithm (SA) (Sect. 3.2) to address the optimization in two different ways. We have found solutions that minimize the SLL, offer wide (large value of HPBW) and symmetrical (AR value close to 1) primary beam. Optimal cluster distributions are found to be irregular, compact and present elements of symmetry.
We have also noticed that the solutions at high N_{ant} can sometimes be decomposed in solutions of lower N_{ant} (e.g. the distribution with N_{ant}=7 is included in that with N_{ant}=16 on Fig. 6, and portion of the distribution with N_{ant}=16 included in N_{ant}=20 on Fig. 7). This behavior suggest that some specific numbers of antenna (e.g. N_{ant}=7 and N_{ant}=16) form a "basis" in the solution space defined by our constraints.

6.2. Convergence of the algorithms

Both algorithms have advantages and drawbacks depending on the number of antennas and the topology of the chosen CF. The Kogan algorithm generally produced symmetrical distributions with low AR values (Fig. 5) whereas SA algorithm converged to distributions providing larger HPBW values (Fig. 4). A more extensive statistical study at each N_{ant} (with >1000 random initial distributions) could be performed to improve the exploration of the CF space and therefore of the solution space. This could help to qualify these solutions as local or global minima. But the solutions proposed here are already operational and provide very low SLL and good pattern characteristics.

The different cooling strategies (for SA) and different gain values (for SA and Kogan) can modify the convergence of the algorithms. However the value of these parameters may not be adapted for all values of N_{ant}. It is the same if a stopping criterion is defined for both algorithms. This criterion may not be adapted at different N_{ant} depending on the speed of convergence in CF space of different topology. A stopping criterion computed over a small amount of iterations may abruptly stop the course of the convergence in a CF space presenting wide plateaus (where the CF variations fall below the limit defined by the stopping criterion) between valleys.

6.3. Limitations

This study focuses on the pattern optimization brought by the relative arrangement of the antennas on a continuous 2D space with a uniform weighting scheme (all antennas have the same weight in the array response). We focuses d on the topology of the optimal distributions and not on the efficiency of the two algorithms that were used to produce the results.
The mutual coupling between the antennas was not taken into account as it highly depends on the antenna geometries, their relative orientations, the electrical properties of the antenna and of the ground plane and would have required a more complex approach of the computation of the array response.
We present in appendix, the tables of the antennas positions in wavelength units. These positions can be used as proper antenna position or be the starting distributions of new optimizations focused on different cost function (including AR, A_{eff}, ...).

6.4. Consequences for the design of large antenna arrays

As we mentioned in the introduction, large arrays composed of thousands of receiving elements have to be designed in sub-arrays, or clusters, of antennas. The scientific goals, the building and cost constraints will condition the final size of the cluster. Whether it is better to have only few clusters with few tens of antennas or a high number of very small clusters depends on the scientific orientation of the instrument. For a phased array interferometer (such as LOFAR), each cluster of phased antennas is assimilated as one synthetic antenna (with an improved sensitivity as compared to single elements) taking part in the interferometer configuration. From this emerge two conflicting orientations for an interferometer composed of a given total number of elementary antennas. A large number of small clusters provides various baselines, a wide beam pattern but a lowered cluster sensitivity. Conversely, an interferometer composed of large and sensitive (and directive) clusters will offer less baselines diversity.

In the light of what we discussed above, adequate solutions that improve the beam pattern (SLL, HPBW and AR), at low N_{ant}, could be N_{ant}=5 or 7 and, at high N_{ant}, distribution of $N_{ant} = 15$ to 17. Moreover, after selecting the number of antennas in the cluster, its size had to be set. For a given wavelength, it is easy to compute the real antenna positions that give the corresponding beam pattern characteristics. The minimal distance d_{min} between the antennas implies that at wavelength λ_{opt}, there is no effective area overlap in the array between the antennas (Sect. 4.3). The right wavelength to compute the real size of the cluster will depend on the choice of the frequency below which the overlap of effective areas between antennas is acceptable.
This study was part of the current design studies carried on the LOFAR Super Station (LSS) project (Girard et al. 2012) supported by the Observatoire de Paris and the Nançay radio observatory. This project is the extension of capabilities of the french LOFAR station to which a new set of sensitive antennas (clusters of antennas) will be connected. The total number of clusters is fixed to 96 by the LOFAR back-end infrastructure but the nature and the number of elementary antennas are degrees of freedom that were subject to study and optimization. Three prototypes of clusters which shape are derived from this study are currently being tested in Nançay. The prototype clusters result from a trade-off between the outcome of this study and the (analog) phasing constraints of the cluster on the field. They are regular hexagons

composed of N_{ant} = 19 elements derived from the distribution with N_{ant} = 17 of Fig. 6.

Acknowledgements. The authors acknowledge the support of the Observatoire de Paris, the CNRS/INSU, and the ANR (french "Agence Nationale de la Recherche") via the program NT09-635931 "Study and Prototyping of a Super Station for LOFAR in Nançay". The authors thank Frederic Boone for his inputs in the configuration of radio interferometers.

Glossary & Notations

A_{eff}	effective area
AR	Axial Ratio
CF	Cost Function
$\underline{E}$	complex electric field
"H", "E" planes	principal plane of the antenna
FF	Far Field
$\underline{f_{dip}}$	pattern of a dipole with azimuthal symmetry
$\underline{f_{iso}}$	pattern of an isotropic antenna
FOV	Field of view
FT	Fourier Transform
G	antenna or cluster gain
g	optimization control gain
HPBW	Half Power Beam Width (Power level at -3dB)
λ, λ_{opt}	wavelength and wavelength of optimization
LSS	LOFAR Super Station
N_{init}	number of initial random configuration
N_{ant}	number of antennas in the cluster
Ω_d	solid angle of a dipole
P, P_{max}	power pattern, power pattern maximum
P_n	normalized power pattern
R_ϕ	rotation of angle ϕ in the antenna plane
SA	simulated Annealing
SLL	sidelobe level

References

Balanis, C. 2005, Antenna Theory: Analysis and Design, Knovel library (John Wiley & Sons), 33
Boone, F. 2001, A&A, 377, 368
Boone, F. 2002, A&A, 386, 1160
de Vos, M., Gunst, A. W., & Nijboer, R. 2009, IEEE Proceedings, 97, 1431
Dewdney, P., Hall, P., Schilizzi, R., & Lazio, T. 2009, Proceedings of the IEEE, 97, 1482
Fletcher, R. & Powell, M. J. D. 1963, The Computer Journal, 6, 163
Fomalont, E. 1981, National Radio Astronomy Observatory Newsletter, 3, 3
Garey, M. R. & Johnson, D. S. 1979, Computers and Intractability: A Guide to the Theory of NP-Completeness (New York, NY, USA: W. H. Freeman & Co.)
Girard, J. N., Zarka, P., Tagger, M., et al. 2012, Comptes Rendus Physique, 13, 33 , the next generation radiotelescopes / Les radiotelescopes du futur
Hendricks, W. 1991, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 39, 1757
Hopperstad, J. F. & Holm, S. 1999, in Int. Workshop on Sampling Theory and Applications proceedings, 91–95
Kirkpatrick, S., Gelatt, C. D., & Vecchi, M. P. 1983, Science, 220, 671
Kogan, L. 2000, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 48, 1075
Kraus, J. 1984, Radio astronomy (Cygnus-Quasar Books)
Lo, Y. 1964, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 12, 257
Mailloux, R. 2005, Phased Array Antenna Handbook, Artech House Antennas and Propagation Library (Artech House)
Metropolis, N., Rosenbluth, A. W., Rosenbluth, M. N., Teller, A. H., & Teller, E. 1953, The Journal of Chemical Physics, 21, 1087
Murino, V. 1995, in Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1995. ICASSP-95., 1995 International Conference on, Vol. 5, 3627–3630 vol.5
Rajasekaran, S. 1990, On the Convergence Time of Simulated Annealing, MS-CIS (Department of Computer and Information Science, School of Engineering and Applied Science)
Steinberg, B. 1972, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 20, 129
Trucco, A. & Repetto, F. 1996, in OCEANS '96. MTS/IEEE. Prospects for the 21st Century. Conference Proceedings, Vol. 3, 1510 –1515 vol.3

Table .1. The table presents the coordinates for clusters with N_{ant}=5 and 22. Column 1 lists the number of antennas in the cluster, Column 2 (resp. 3) gives the x (resp. y) position of the antenna (in unit of wavelength) for solutions found with f_{iso}, Column 4 (resp. 5) gives the x (resp. y) position (in unit of wavelength) of the antenna for solutions found with f_{dip}. The other antenna coordinates for all values of N_{ant} (from 5 to 22), are available as supplementary material at the CDS.

	$\underline{f_{dip}}$		$\underline{f_{iso}}$	
N_{ant}=5	x (λ)	y (λ)	x (λ)	y (λ)
1	-0,15274	-0,34865	-0,15274	-0,34865
2	0,28658	-0,25671	0,28658	-0,25671
3	-0,38155	0,04058	-0,38155	0,04058
4	-0,08258	0,37357	-0,08258	0,37357
5	0,33028	0,19121	0,33028	0,19121
N_{ant}=22	x (λ)	y (λ)	x (λ)	y (λ)
1	-0,59240	0,44338	-0,59240	0,44338
2	-0,47231	-0,37071	-0,47231	-0,37071
3	-0,02901	0,68680	-0,02901	0,68680
4	-0,56307	0,02462	-0,56307	0,02462
5	-0,18619	0,31185	-0,18619	0,31185
6	0,32927	-0,58287	0,32927	-0,58287
7	-0,07863	-0,27447	-0,07863	-0,27447
8	-0,07472	-0,68021	-0,07472	-0,68021
9	1,28900	0,45625	1,28900	0,45625
10	-0,76771	-0,99435	-0,76771	-0,99435
11	0,31886	0,16108	0,31886	0,16108
12	0,72882	0,13386	0,72882	0,13386
13	0,72583	1,11202	0,72583	1,11202
14	-1,27312	0,25441	-1,27312	0,25441
15	1,22508	-0,46457	1,22508	-0,46457
16	0,69774	-1,10367	0,69774	-1,10367
17	-0,86862	0,96951	-0,86862	0,96951
18	-0,10110	-1,32130	-0,10110	-1,32130
19	0,38448	0,58115	0,38448	0,58115
20	0,56430	-0,24784	0,56430	-0,24784
21	-0,14132	1,30950	-0,14132	1,30950
22	-1,11521	-0,40446	-1,11521	-0,40446

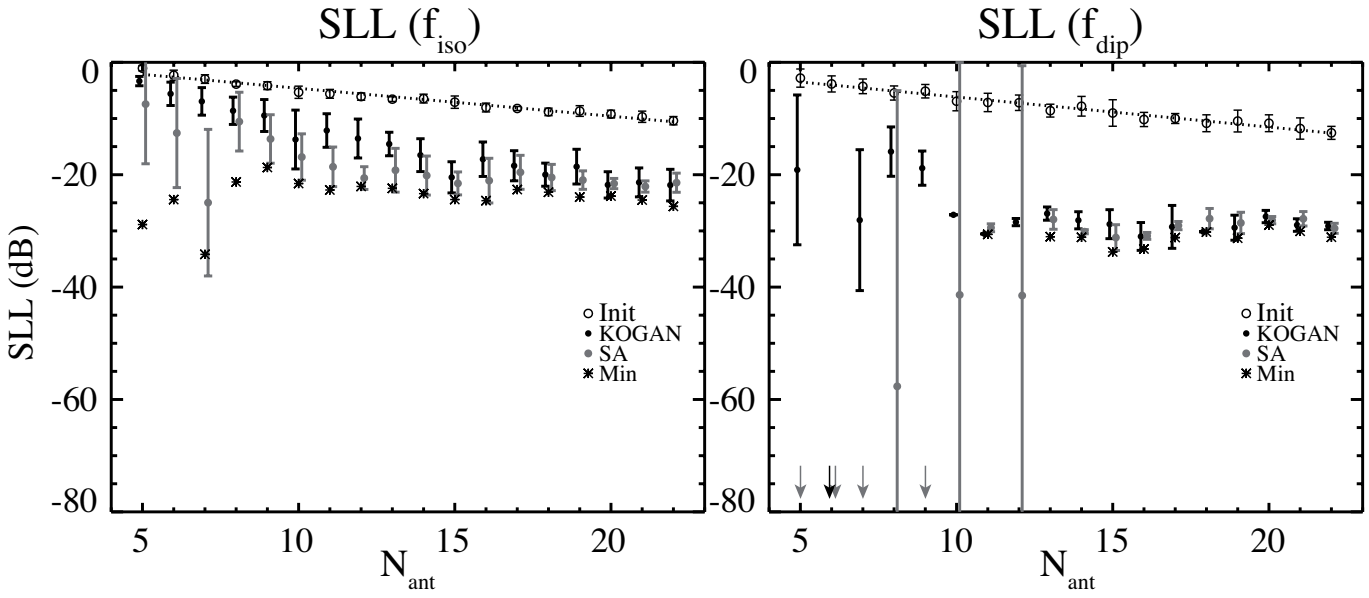


Fig. 3. Values of SLL obtained with the two algorithms (noted SA and KOGAN) using the two element beam patterns $\underline{f_{iso}}$ (left) and $\underline{f_{dip}}$ (right). Each point is the mean value over $N_{init} = 10$ runs and the error bars are the standard deviation over N_{init}. Values of the initial random distributions are plotted with the open circles. Values of the optimized distributions are in black filled circles for the Kogan algorithm and grey filled circles for the SA algorithm. The dotted line is the best fit of the initial SLL values. The stars represent the minimal SLL values obtained with both algorithms. The arrows indicate out-scaled values.

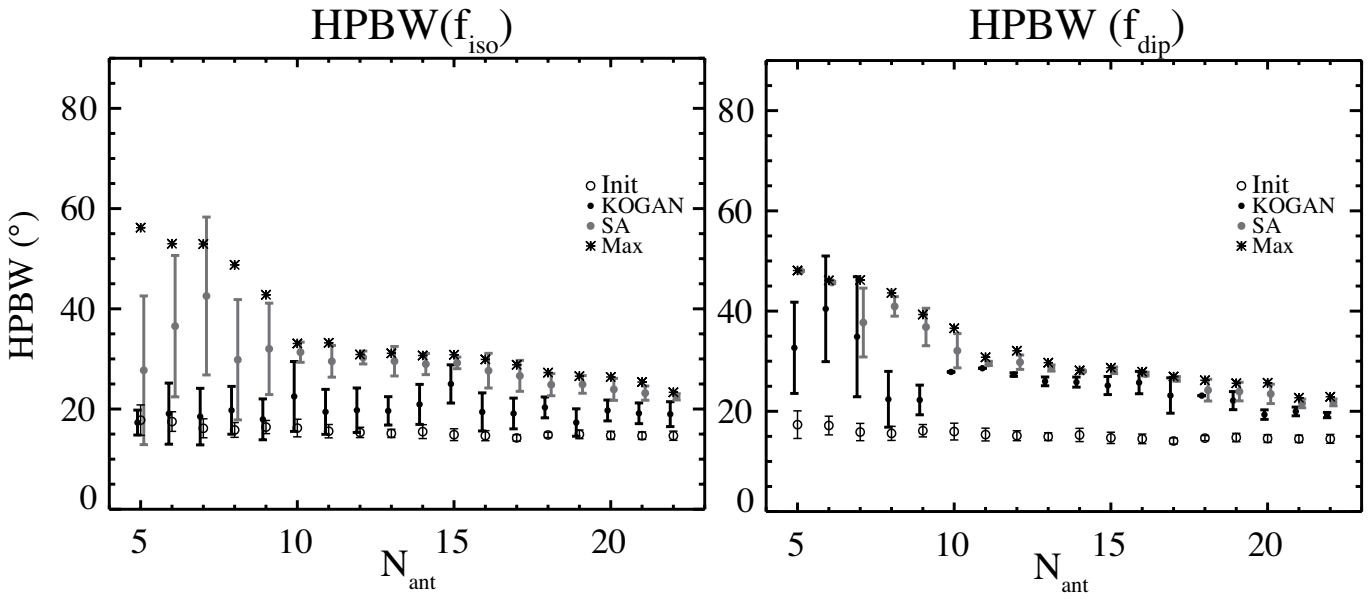


Fig. 4. Values of half power beam width (HPBW) obtained with the two algorithms (noted SA and KOGAN) using the two element beam patterns $\underline{f_{iso}}$ (left) and $\underline{f_{dip}}$ (right). The conventions are identical to that of Fig. 3 except for the star symbols which here stands for the maximal value of $\overline{\text{HPBW}}$ obtained between the two algorithms.

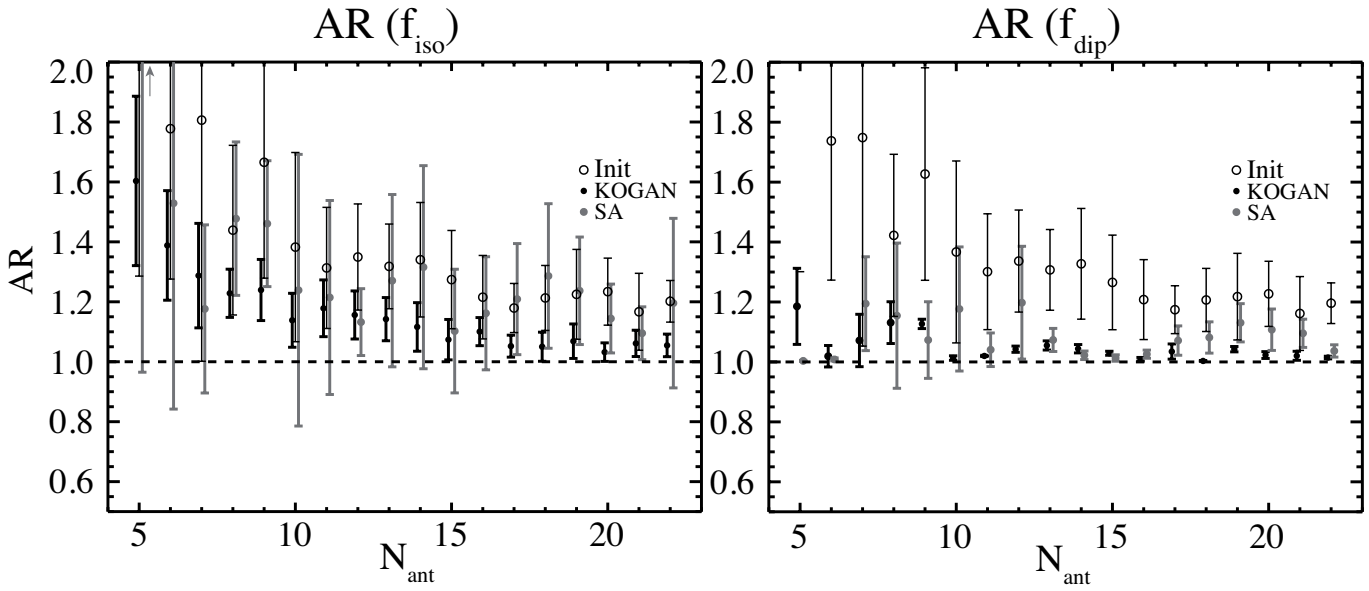


Fig. 5. Values of the axial ratio (AR) (Fig. 1) obtained with the two algorithms (noted SA and KOGAN) using the two element beam patterns $\underline{f_{iso}}$ (left) and $\underline{f_{dip}}$ (right). The conventions are identical to that of Fig. 3 and Fig. 4 except for the star symbol and for the horizontal dashed line representing a symmetric primary lobe with AR= 1.

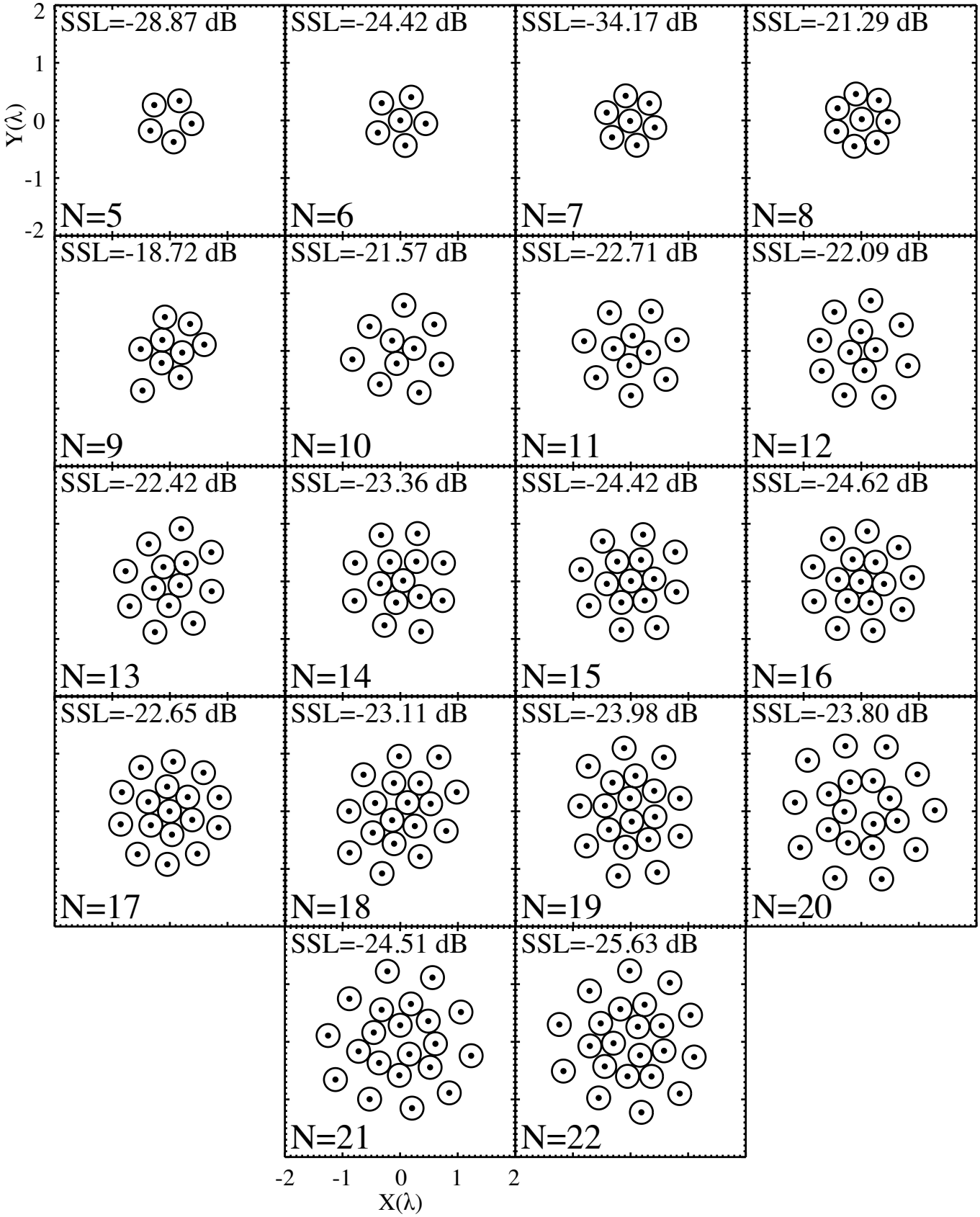


Fig. 6. Optimal cluster distributions with $\underline{f_{iso}}$ from N_{ant} = 5 to N_{ant} = 22. For each value of N_{ant}, the SLL is reported. The black dot mark the antenna position and the circle is the footprint of its effective area (Sect. 4.3). All lengths are expressed in unit of wavelength. The corresponding beam patterns profiles are available as supplementary material.

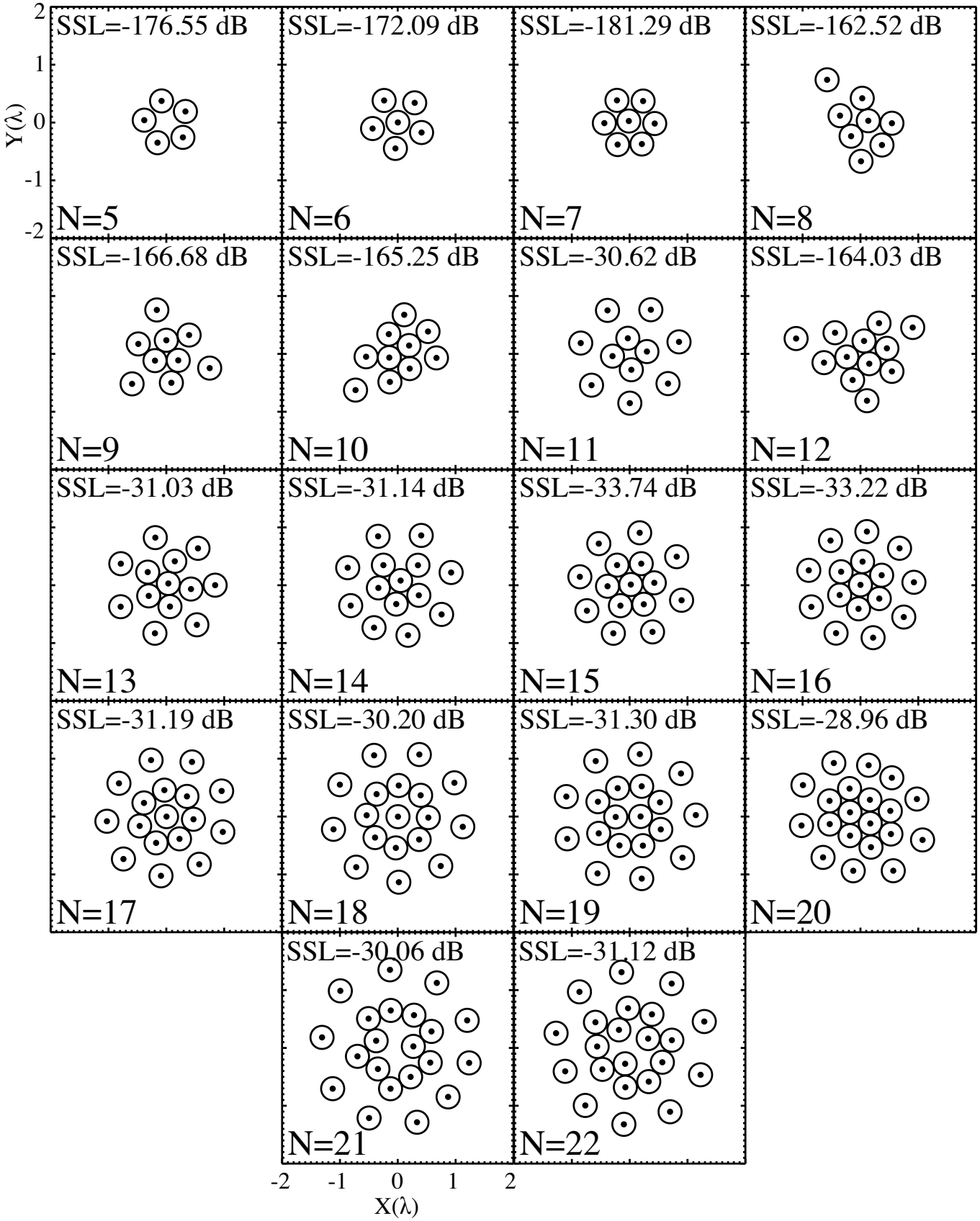


Fig. 7. Optimal cluster distributions with $\underline{f_{dip}}$ from N_{ant} = 5 to N_{ant} = 22. For each value of N_{ant}, the SLL is reported. The same convention as Fig. 6 is used. The corresponding beam patterns profiles are available as supplementary material.

[C1] Etudes Planétaires et Exoplanétaires avec le Radiotélescope LOFAR P. Zarka, J.-M. Griessmeier, **J. Girard** et al.
Cette présentation faite au Colloque Quadriennal de Bilan et de Prospective du Programme National de Planétologie (PNP), permet de mentionner les autres études auxquelles j'ai participé pendant ma thèse. D'autres observations de recette avec LOFAR ont été possibles pour observer le rayonnement décamétrique de Jupiter (en dessous de 40 MHz) ainsi que les phénomènes électriques (éclairs d'orage) dans l'atmosphère de Saturne. Ces études ne sont pas inclues dans cette thèse.

ÉTUDES PLANÉTAIRES ET EXOPLANÉTAIRES AVEC LE RADIOTÉLESCOPE GÉANT LOFAR.

P. Zarka[1], J.-M. Griessmeier[2], **J. Girard[1]**, S. Hess[3], B. Cecconi[1], L. Denis[4], et al., [1](LESIA, Observatoire de Paris, CNRS, UPMC, Université Paris Diderot, 92190 Meudon, philippe.zarka@obspm.fr), [2](LPC2E, Université d'Orléans, CNRS, France), [3](LASP, University of Colorado, Boulder, CO80309-0392, USA), [4](Station de Radioastronomie, Observatoire de Paris, CNRS, Nançay)

Méthode et Résultats: Le radiotélescope européen LOFAR est actuellement en phase de « commissionning ». LOFAR est un très grand interféromètre basses fréquences (de 30 à 240 MHz), formé d'une cinquantaine de réseaux phasés formés de 864 à 1632 antennes chacun. Une quarantaine se trouve aux Pays-Bas, avec le corrélateur central, et une dizaine dans les pays environnants. En France, l'un de ces réseaux (1632 antennes et leurs 96 récepteurs associés) a été installé à la station de radioastronomie de Nançay (Fig. 1).

Figure 1 : Les antennes bases fréquences (30-80 MHz) de la station LOFAR de Nançay.

LOFAR fonctionne en interféromètre (spectro-imagerie) et en réseau phasé cohérent global (spectrométrie dynamique temps-fréquence). Cet instrument "tout numérique" complexe requiert une phase de commissionning étendue, démarrée avec des observations interférométriques de test basses fréquences entre Nançay et la Hollande [1] (voir aussi la Fig. 2).

En planétologie, les objectifs de LOFAR incluent la cartographie rapide de la magnétosphère (aurorale) de Jupiter via ses émissions radio [2], et la détection et l'étude des éclairs d'orages sur toutes les planètes du système solaire [3]. Dans le cas des éclairs de Saturne, la large bande et la haute résolution temporelle de LOFAR (jusqu'à 5 µsec par spectre) devraient lui permettre de résoudre la question de l'énergie des éclairs de Saturne (détectés 1000 fois plus intenses que les éclairs terrestres à 10 MHz, ce qui peut être dû à une énergie intrinsèquement supérieure ou à des flashes plus brefs de spectre plus étendu vers les hautes fréquences – Fig. 3 et [4]).

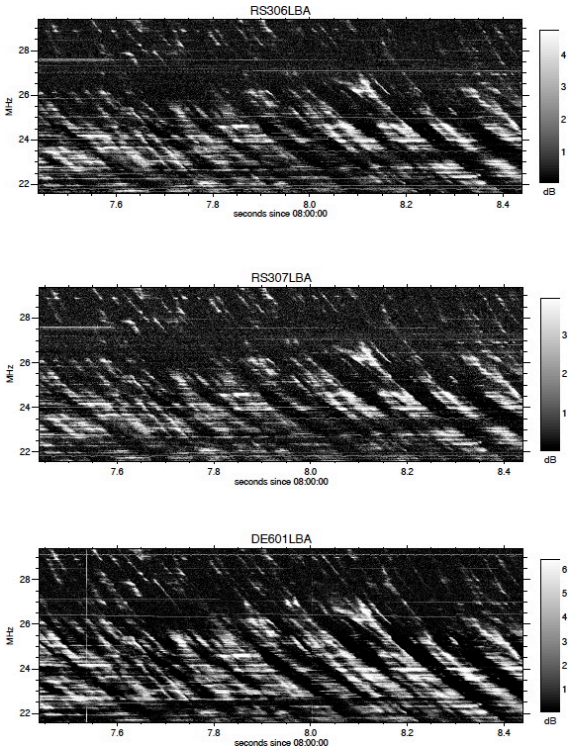


Figure 2 : Les sursauts radio de Jupiter détectés par 3 stations LOFAR. La corrélation de ces signaux, dépendant des fluctuations de densité ionosphérique, est une étape du commissionning du mode « réseau phasé cohérent » de LOFAR.

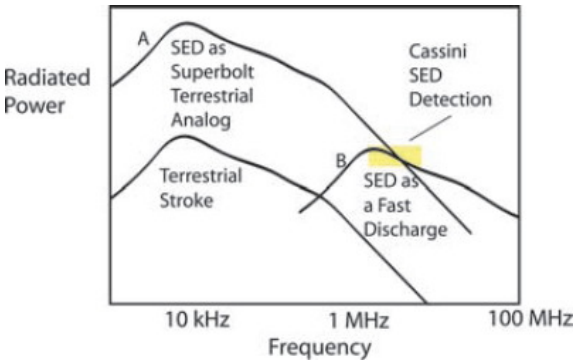


Figure 3 : Flux observé autour de 10 MHz pour les éclairs d'orages de Saturne (SED – en jaune) et les 2 explications possibles (A) et (B).

Enfin, un des objectifs planétologiques majeurs de LOFAR est la détection – et l'étude – de l'émission radio des exoplanètes, porteuse d'informations uniques sur le champ magnétique et la rotation et l'inclinaison de ces objets, les interactions plasmas étoile-planète, et plus largement sus-

ceptible d'élargir le l'espace des paramètres de la physique magnétosphérique comparative (les magnétosphères des planètes du système solaire sont toutes très différentes les unes des autres). La Figure 4 illustre les prédictions calculées dans [5,6] pour les émissions radio des exoplanètes connues à ce jour.

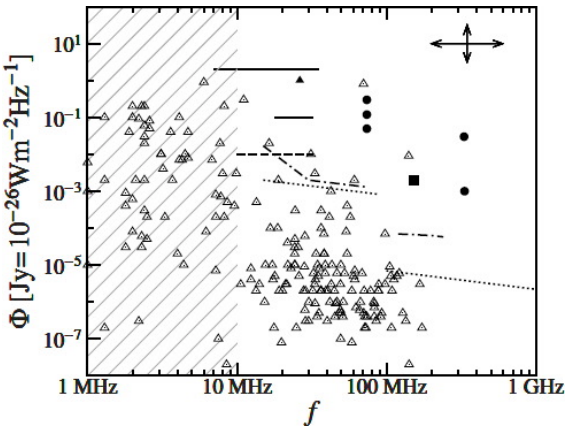


Figure 4 : Fréquence et flux prédits pour les Jupiters chauds connus en 2007.

Citations:

[1] Nigl A., Zarka P., Kuijpers J., Falcke H., Bähren L., et Denis L. (2007), *Astron. Astrophys., 471,* 1099–1104, 2007.

[2] Zarka P. (2004), Planet. Space Sci., 52, 1455-1467.

[3] Zarka P., Farrell W. M., Kaiser M. L., Blanc E., et Kurth W. S. (2004), *Planet. Space Sci., 52,* 1435-1447.

[4] Farrell W. M., Kaiser M. L., Fischer G., Zarka P., Kurth W. S., et Gurnett D. A. (2007), *GRL, 34,* L06202.

[5] Zarka P. (2007), *Planet. Space Sci., 55,* 598-617.

[6] Griessmeier J.-M., Zarka P., et Spreeuw H. (2007), *Astron. Astrophys., 475,* 359-368.

[**C4**] **LSS/NenuFAR : The LOFAR Super Station Project in Nançay** P. Zarka, J. N. Girard et al.
Cet article résume le résultat de trois ans d'études techniques et scientifiques pour la définition de la Super Station LOFAR (LSS) à Nançay. Il présente l'argumentaire scientifique de la LSS mais également les derniers développements techniques (à la date de juin 2012). Les capacités théoriques de la LSS sont comparées à celles d'autres instruments radio sol fonctionnant aux BF. L'avantage principal de la LSS en mode autonome est sa très grande sensibilité instantanée, apportant un vaste lot de domaines scientifiques à explorer (de la planétologie à la cosmologie primordiale). La LSS se pose en instrument précurseur et démonstrateur pour l'instrument SKA, aussi bien sur le plan technique que scientifique.

SF2A 2012
S. Boissier, P. de Laverny, N. Nardetto, R. Samadi, D. Valls-Gabaud and H. Wozniak (eds)

LSS/NENUFAR: THE LOFAR SUPER STATION PROJECT IN NANÇAY

P. Zarka[1], J. N. Girard[1], M. Tagger[2], L. Denis[3] and the LSS team[4]

Abstract. We summarize the outcome of the scientific and technical study conducted in the past 3 years for the definition and prototyping of a LOFAR Super Station (LSS) in Nançay. We first present the LSS concept, then the steps addressed by the design study and the conclusions reached. We give an overview of the science case for the LSS, with special emphasis on the interest of a dedicated backend for standalone use. We compare the expected LSS characteristics to those of large low-frequency radio instruments, existing or in project. The main advantage of the LSS in standalone mode will be its very high instantaneous sensitivity, enabling or significantly improving a broad range of scientific studies. It will be a SKA precursor for the French community, both scientific and technical.

Keywords: Radioastronomy, Low-Frequency, Array, LOFAR, Nançay, LOFAR Super Station, Antenna, Preamplifier, Receiver, Phasing, Exoplanets, Pulsars, ISM, Cosmology, Transients

1 Introduction

LOFAR is a new European multi-scale low-frequency (LF) radio interferometer in the range 30−250 MHz, with baselines from ∼50 m to ∼1000 km (van Haarlem et al. 2012). Its large effective area and extent will allow its users to address a variety of astrophysical topics, including cosmology (the Epoch of Reionization − EoR − of the young Universe), deep sky surveys, star formation, AGN, galaxy clusters, the distribution of cosmic magnetic fields, transient emissions at all timescales (from cosmic-ray-induced to pulsars, flare stars and other eruptive or variable souces), planetary (and hopefully exoplanetary) plasma physics, as well as Solar and space physics. The constitutive elements of LOFAR are phased arrays or "stations", distributed in The Netherlands and surrounding European countries. One of these stations – FR606 – is installed in the Nançay radio observatory (France). Each station consists of two arrays of antennas and a "backend" that preprocesses antenna signals (filtering, digitization, spectral channelization and beamforming). Preprocessed digital data are then sent at ∼ 3 Gbits/sec to the central computer (in Groningen, NL) that performs the correlations per interferometric baseline and/or final pencil beamforming. The Low-Band Antenna (LBA) array covers the range 30−80 MHz and consists of 96 elementary crossed dipoles in international stations such as FR606 (48 in Dutch stations). The High-Band Antenna (HBA) array covers the range 110−250 MHz and consist of 96 "tiles" of 16 analog-phased crossed dipoles (2×24 in Dutch stations). The radio FM band in between, saturated by man-made emissions, is carefully avoided. At any given time, the backend can be connected to either the LBA or the HBA (not both simultaneously). A third input to the backend exists, that was initially planned for an LBL (Low-Band Low, 10−50 MHz) array that never existed due to limited funding. The phasing of HBA tiles and the initial signal filtering before digitization are the only analog steps in LOFAR, which is essentially a digital radiotelescope.

[1] LESIA, Observatoire de Paris, CNRS, UPMC, Université Paris Diderot, 92190 Meudon, France
[2] LPC2E, CNRS, Université d'Orléans, 45071 Orléans, France
[3] USN, Station de Radioastronomie, Observatoire de Paris, CNRS, 18330 Nançay, France
[4] N. Aghanim, L. Alsac, M. Arnaud, S. Barth, F. Boone, S. Bosse, D. Capayrou, C. Capdessus, B. Cecconi, D. Charrier, A. Coffre, I. Cognard, F. Combes, S. Corbel, N. Cornilleau-Wehrlin, P. Cottet, H. Dole, C. Dumez-Viou, I. Falkovych, C. Ferrari, F. Floquet, S. Garnier, G. Georges, B. Gond, N. Grespier, J.-M. Griessmeier, S. Joly, A. Konovalenko, L. Lamy, M. Lehnert, M. Pommier, H. Rucker, P. Sandré, B. Semelin, C. Taffoureau, C. Tasse, E. Thétas, G. Theureau, P. Tokarsky, W. Van Driel, J.-B. Vimon, R. Weber

© Société Française d'Astronomie et d'Astrophysique (SF2A) 2012

2 The LOFAR Super Station concept

The bandpass filtering of the LBL input to the backend is 10−90 MHz (thus including the LBA range). The basic idea underlying the LOFAR Super Station (LSS) concept is to add a 3^{rd} antenna array to a LOFAR station (FR606 in our case), that will be fully compatible with LOFAR operations in the LBA band (i.e. that can be correlated with LBA arrays of other LOFAR stations, instead of the FR606 LBA array) and at the same time provide a considerably increased instantaneous sensitivity and frequency coverage. In order to meet these constraints, the LSS will consist of 96 groups of dual-polarization antennas (or LF "tiles") with a large gain from 10-15 MHz to 85-87 MHz (i.e. a ratio f_{max}/f_{min} double of that of the LBA range). Each of these LF tiles should be analog phased (as the HBA tiles) in order to provide only 2 inputs (1 per polarization) to the LOFAR antenna backend digitizers. The number of antennas within each tile should be of the order of 16 (again as in HBA tiles) in order to provide at least an order of magnitude increase of the instantaneous sensitivity. As we explain below, the "ideal" number we have reached is 19 crossed dipoles per LF tile. The 96 tiles should be arranged in a relatively dense layout (within a few hundred meters diameter), providing a smooth overall beam with a low side lobe level and compatible with the available land in an observatory such as the Nançay station, and at the same time minimize the overlap between antennas' effective areas in order to maximize the LSS sensitivity.

An instrument of a few hundred meters diameter will provide an angular resolution of the order of 1° in the 10−88 MHz range, so that the LSS by itself is not a powerful imaging instrument. But its collecting area, and thus its sensitivity, will bring several significant improvements to LOFAR:

- The long LOFAR baselines including the LSS will be $\sim \sqrt{19}$ times more sensitive than long baselines between two LBA arrays; as the available radio power corresponding to fine angular details is generally weak, this increased sensitivity will give access to an increased number of calibrators (typically ×10) in the vicinity of the studied target; this will improve LOFAR's capabilities for high resolution imaging in the LBA range.

- By adding 96×19=1824 antennas to the present ∼2700 LOFAR LBA antennas, the LSS will almost double LOFAR's sensitivity in the LBA imaging mode.

- When most of the "core" (closely-packed) LOFAR stations will be used for time-demanding projects such as observing the EoR, the LSS will provide an alternative core and, by correlation with the "remote" LBA arrays, will preserve good imaging capability in parallel with the above projects; provided that the central correlator can handle two streams of data from two LOFAR sub-arrays (namely the core, and the LSS+remote stations) the LSS will improve LOFAR-LBA imaging capabilities for a significant fraction of the time.

- Correlation of signals from the LF tiles within the LSS will provide sensitive baselines 2 to 3 times shorter than a LOFAR station diameter − the shortest baseline presently available −, permitting to image large-scale structures, larger than an instantaneous station beam ($\sim 10^\circ$ at 30 MHz); short baselines are presently available by correlation of LBA antennas within a station, but with much lower sensitivity.

- The LSS will also be a very large standalone instrument: it will have an effective area (and thus sensitivity) ∼19 times larger than the LBA array of an international station, i.e. ∼70% to 85% of all LOFAR-LBA arrays, but this area will be instantaneously and fully available during use, especially in coherent tied-array (or phased-array) beam mode (TAB); by contrast, the coherent phasing of LOFAR-LBA array signals is limited to the 24 core stations that share the same reference clock (and have the same ionosphere above them); thus, the instantaneous sensitivity of the LSS in coherent TAB mode will be ≥1.6 times better than the LOFAR-LBA one (Figure 1).

- Finally, in standalone mode, the LSS will extend the observation bandwidth to significantly lower frequencies than the LBA range.

3 LSS design and prototyping

We performed feasibility and optimization studies of all elements of the LSS design:

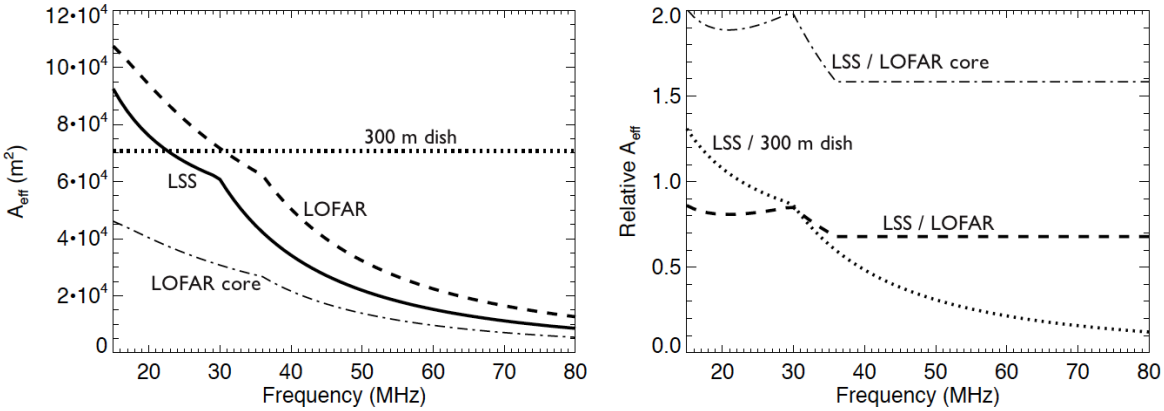


Fig. 1. LSS effective area compared to that of LOFAR, LOFAR's core, and an Arecibo-like antenna (∼300 m in diameter).

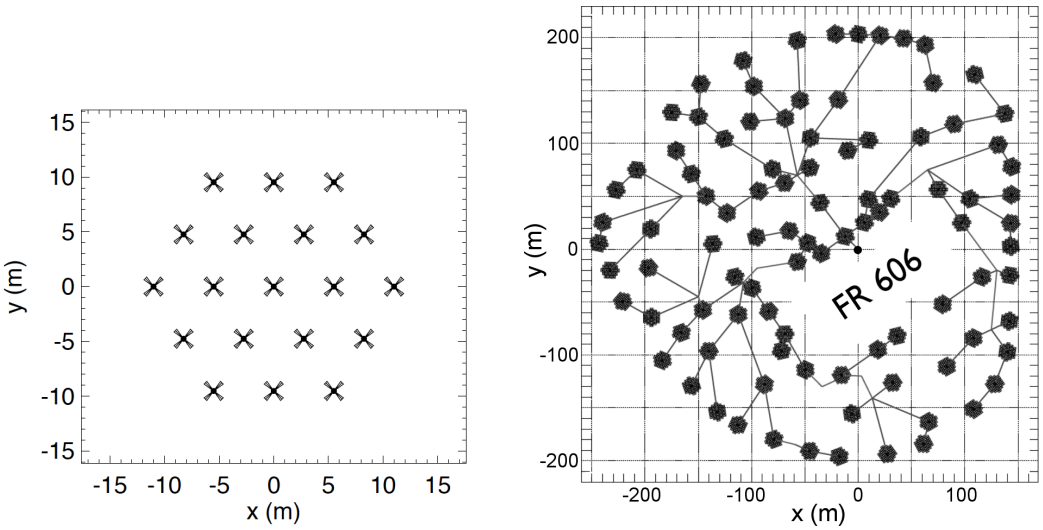


Fig. 2. Left: LF tile layout. Elementary crossed dipoles will always be at 45° from the meridian whatever the rotation of the tile. Inter-antenna distance is 5.5 m. **Right:** LSS antenna distribution optimized for a gaussian coverage of the (u,v) plane, taking into account local positioning constraints (forbidden zones). LF tiles are represented with their random rotations. The layout of the connections between LF tiles and the LOFAR backend (black dot at 0,0) follows from the optimization of the trench-cable problem applied to the LSS. The total length of trenches will be ∼4 km and that of RF cables connecting the tiles to the backend ∼21 km per polarization.

- First, we optimized the diagram of the antenna radiator via electromagnetic simulations with the NEC code and tests on the sky; optimized parameters include a broad and smooth beam (nearly isotropic, albeit with extinction below 20° elevation) and maximum efficiency (related to electrical and ground losses), over a large frequency bandwidth; this implies an antenna radiation resistance and (low) reactance as constant as possible over the band of interest and versus time; cost effectiveness and compatibility with LOFAR strongly favoured linearly polarized crossed dipoles; we found that the optimal compromise is a "thick" inverted-V dipole similar to the LWA Fork, with a metallic ground screen (Girard et al. 2011, 2012).

- Three designs have been studied and realized for the antenna preamplifier, which is a key element for the antenna gain and its susceptibility to radio-frequency interference (RFI): (1) the "GURT2" design from the Kharkov Institute of Radio Astronomy,(2) the Subatech/Nançay design, and (3) the Nançay microelectronics laboratory design. (1) is based on discrete components, whereas (2) & (3) are based on ASIC circuits. All have good characteristics, with a noise ∼10 dB below the sky noise level. The final choice will result from tests on the sky (see below).

- Then, the antenna distribution within each LF tile was optimized for a low side lobe level and a large field of view symmetrical around the zenith; Girard & Zarka (2012) found that a distribution with a central antenna surrounded by two circular rings of antennas meets these requirements, especially if the rings have different (or no) symmetry axes, i.e. if the global distribution cannot be superposed to itself by a rotation $< 2\pi$. In parallel, we have calculated that analog phasing of each LF tile using 7-bit delay lines (cable lengths) allows to perform achromatic phasing over the whole LSS band (10-87 MHz) with gain variations $\leq$10% across the beam, and provide one input per polarization to the backend. In order to be cost-effective, delay lines must be mutualized for groups of antennas, e.g. by arranging antennas with a regular spacing in two orthogonal directions. Taking into account this constraint we modified the above optimized antenna distributions to obtain an LF tile of 19 antennas (a central one surrounded by an hexagon of 6 antennas and a second one of 12 antennas, or equivalently regular lines of 3 / 4 / 5 / 4 / 3 antennas with each line shifted by 1/2 inter-antenna spacing relative to its neighbours − Figure 2 Left). The absolute value of inter-antenna spacing was set to 5.5 m in order to maximize the effective area without overlap at LF, while keeping the LSS extent compatible with its hosting at the Nançay station (see below). The instantaneous LF tile beam will have an angular size of $10°-50°$ over the LSS spectral range ($\sim 25°$ at 30 MHz).

- The optimal distribution of the 96 LF tiles was computed using the Boone (2001) algorithm, taking into account a "site mask" of the Nançay station including its limits and forbidden areas (the station FR606 itself and other antennas of the site). It provides a smooth, gaussian distribution of visibilities in the (u,v) plane, and thus a near-gaussian LSS beam pattern. The layout of trenches and cables connecting the LF tiles to the FR606 backend was optimized using a reasonable cost ratio per unit length of trench/cable in input to a specific optimization algorithm (Vasko et al. 2002). The obtained LF tiles distribution and layout is displayed in Figure 2 Right). It implies an LSS beam size of $0.5°-3°$ ($\sim 1.5°$ at 30 MHz). In order to reduce the side lobe level resulting from the regular antennas arrangement in the LF tiles, each tile will be rotated by a random amount with respect to each other, but all crossed dipoles within all tiles will be oriented along the same directions, at 45° from the meridian (Figure 2).

- The LSS pointing will be controlled by a dedicated LCU (Local Command Unit) connected to 96 electronic modules, one in each LF tile, specifying the phasing scheme to be applied at any given time (different for each LF tile due to their random rotations); these modules are designed to be completely "radio-quiet" outside pointing time; pointing will occur at intervals from 20 to 60 sec, ensuring low gain variation in the main beam direction. The LSS LCU will be connected to the LOFAR LCU of station FR606. When the LSS will be used jointly with other LOFAR LBA arrays (so-called "International" mode), pointing orders will come from the LOFAR operations center via the LOFAR LCU and be translated into LF tiles phasing commands by the LSS LCU; data recorded by the LOFAR backend will be sent to the LOFAR central correlator. In "Standalone" mode, pointing orders will come from a local command computer, and the data will be recorded locally (see below).

- Finally, a site study was conducted by ONF (Office National des Forêts) which granted the authorization to clear 10 hectares of land for constructing the LSS.

The antenna radiator and preamplifier designs are being tested on the sky. Figure 3 is an observation of Jupiter with a single LSS antenna (equipped with GURT preamplifier), allowing us to test the antenna characteristics in its LF part ($\sim$ 10 to 35 MHz). Jupiter's decameter radiation is detected at a fraction of dB above the galactic background (i.e. at a few % of the level of the galactic background integrated over the broad antenna diagram) down to 13−14 MHz, showing the correct behaviour of the antenna at LF. Comparison with a simultaneous observation by the Nançay Decameter Array allowed us to compute the directional gain of the LSS antenna over the observed range. This gain is $\sim$5 dB over the range 20−30 MHz, consistent with our NEC simulations, and the effective area of the LSS dipole appears to vary in $\sim \lambda^2/3$.

In order to fully test the LF tiles, including the antennas + preamplifiers and the phasing and command systems, 3 prototype LF tiles have been built in Nançay in 2012. The first one is displayed on Figure 4. Each prototype tile is equipped with a different set of antenna preamplifiers. Extensive tests on the sky are being performed, including point source and extended source measurements, gain / effective area / sensitivity measurements, immunity to RFI, polarization response, and comparison of the performances of the 3 preamplifiers. For these tests, a dedicated receiver has been built in Nançay that can acquire in parallel the 3 tiles $\times$ 2 polar-

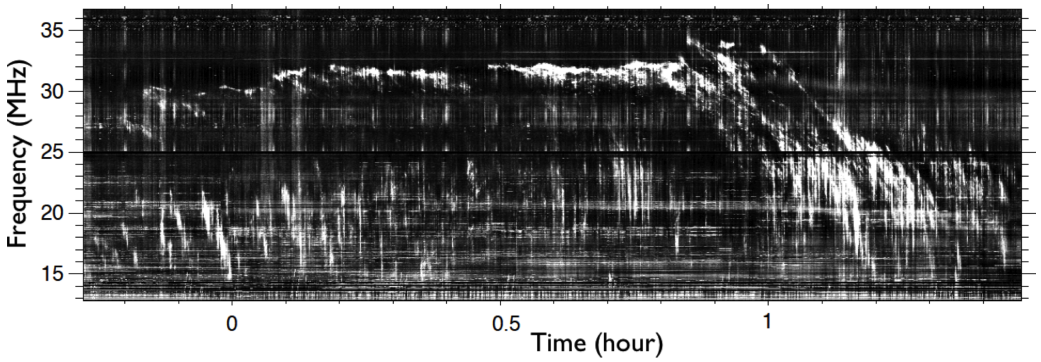


Fig. 3. Dynamic spectrum of Jupiter's decameter emission observed by a single LSS antenna with GURT preamplifier, on 9 oct. 2011. Jupiter bursts, inclined in the displayed time-frequency plane, have an intensity of a few % of the galactic background (the latter has been subtracted in the displayed dynamic spectrum). They are clearly detected down to 13−14 MHz.

Fig. 4. The first LF tile prototype of the LSS built in Nançay in 2012, consisting of 19 crossed dipoles.

izations, digitize these 6 inputs at 196 Msamples/sec, and compute their full correlation matrix over 2048 point spectra (∼47 kHz spectral resolution) with high time resolution.

4 Science objectives of the LSS

The LSS will bring new capabilities not available to LOFAR, as briefly described in the "concept" section above. These capabilities will enable new observations not possible with LOFAR, or improve on LOFAR observations in several domains. We summarize below the LSS science case sorted by broad scientific domains.

- **Exoplanets and binary/eruptive stars**: the larger instantaneous sensitivity of the LSS in standalone coherent TAB mode, and its access to lower frequencies, will bring new possibilities of detection and study of weak radio emission from stars, exoplanets (Zarka 2011), star-planet interactions, and comparative (exo-)magnetospheric physics. This is especially true *if the LSS can be used in standalone with a large duty-cycle*. Also, independent simultaneous detection of weak sources in parallel with the LSS and LOFAR will permit to confirm detections with a better immunity to local RFI or ionospheric perturbations. Correlation of the LSS with LOFAR LBA will increase the total sensitivity for imaging the environment of these sources.
- **Pulsars and Rotating RAdio Transients (RRATs)**: various figures of merit combining instantaneous sensitivity and field of view show that the LSS in standalone mode will be a more powerful transients detector than LOFAR, especially at LF (where the LSS effective area is largest − *again, a large duty-cycle will be crucial*). It will allow to address the physics of the environment of compact objects, the nature of RRATs, giant pulses, to search planets around pulsars (Mottez & Heyvaerts 2011), and study the structure of the ISM via propagation effects (Zakharenko et al. 2012).
- **Structure of the Galactic interstellar medium (ISM)**: when used jointly with LOFAR, the LSS short baselines will give access to extended radio sources (envelopes, nebulae ...), whereas the more

sensitive long baselines will enable small-scale magnetic fields imaging via rotation measure measurements (without depolarization due to spatial integration), and to study radio recombination lines (Asgekar et al. 2012). Standalone LSS measurements of the temporal broadening of transient radio pulses will put constraints on the largest scale of the ISM turbulence.

- **Cosmology and galaxy formation**: LSS in standalone mode will allow us to search the spectral signature of pre-EoR dark ages, as predicted in the LBA/LSS range by e.g. Visbal et al. (2012). *This will require a careful calibration of the bandpass and ionosphere that can be performed via instantaneous auto- and cross-correlations of the LSS tiles.* Sensitive long baselines from the LSS used in correlation with LOFAR will permit to address large structures formation (AGN at $z < 1$, clumps up to $z \sim 2$, star formation in nearby galaxies, magnetic fields).

- **The "impulsional" Universe**: as for pulsars and RRATs, the LSS in standalone mode will be a powerful transients detector, *provided that an adapted backend is available with a high duty-cycle.* In coherent or incoherent TAB mode and/or with extended Transient Buffer Boards (i.e. antennas waveform data buffers − cf. (van Haarlem et al. 2012) and `http://www.astron.nl/radio-observatory/astronomers/users/technical-information/transient-buffer-boards/transient-buffer-b`), it will permit the blind exhaustive exploration of the impulsive Universe, ideal in LF radio due to absence of photon noise. Addressed topics will include time and frequency scales of (dispersed) pulses, the nature of emitters (Gamma Ray bursts, cosmic rays, neutrinos impacting the Moon), and a broad range of potential serendipitous discoveries.

- **Transient Luminous Events (TLE) in the Earth and planetary atmospheres**: in the same modes as above, the LSS will enable the radio exploration of counterparts of sprites and other TLEs, addressing their origin, distribution and dynamics over center France, time and frequency scales, and physical mechanisms.

LSS objectives will of course address Solar system physics (ionospheric scintillations and opacity, Jupiter radio emissions, Solar bursts, space physics: interplanetary scintillation and possibly active − Radar − studies), but these studies do not crucially depend on LSS capabilities. However, the LSS may bring in a larger duty-cycle than the one available with LOFAR, permitting monitoring studies.

5 Dedicated receiver and Standalone use

The importance of a high duty-cycle of LSS standalone mode and of a dedicated receiver have been stressed in italics in the previous section. The standard LSS concept consists of the 96 additional LF tiles and their phasing and command system, that are connected to the LOFAR backend of FR606. The contract of any European station owner with the International LOFAR Telescope board includes the right to use that station in standalone mode for $\geq$10% of the time. As the standard LOFAR station backend only allows to record low frequency-time resolutions observations (typically in 200 kHz $\times$ 1 sec bins), the full scientific exploitation of standalone LSS observations requires either LOFAR's "Single Station" mode (cf. `http://www.lofar.org/operations/doku.php?id=singlestation:start`) or a dedicated post-backend (Serylak et al. 2012). The former consists of a sub-array formed by a single station, which high resolution data are sent to the central correlator for processing as TAB data. The latter is for example the ARTEMIS (Advanced Radio Transient Event Monitor and Identification System) post-backend dedicated to transients detection and study, that ingests high resolution station data and locally computes high-resolution time-frequency planes including parametric dedispersion (Armour et al. 2011).

If one wants to compute locally more than time-frequency planes with LSS standalone data (e.g. auto- and cross-correlations of tile signals), then a dedicated receiver is necessary. Such a dedicated receiver has been studied in the frame of the LSS design study. It will consist of either a post-LOFAR-backend (ARTEMIS-like), or a fully independent backend. The LOFAR backend digitizes the LBA or LSS tile signals, channelizes it in 200 kHz bands (called "subbands"), and computes beamforming within each subband. The beamformed signal of 244 subbands is sent to the LOFAR central correlator. The latter further channelizes (down to 0.76 kHz resolution) the signals of all subbands from all stations, and computes auto-/cross-correlations and/or incoherent or coherent (adequately time-shifted) summation in order to produced polarized images and/or TAB data (cf. `http://www.astron.nl/radio-observatory/astronomers/technical-information/lofar-signal-path/lofar-signal-path/`).

Table 1. Characteristics of *the LSS* compared to those of large LF radio instruments (capable of observing below 100 MHz), existing or in project. *(a) at 20 MHz. (b) at 30 MHz. (c) at 150 MHz.*

Name	Antennas	Eff. area	Freq. range	Ang. Res.	N beams	Polar.
NDA	144 circ. dipoles	4000 m^2 $^{(a)}$	10-110 MHz	11° $^{(a)}$	1 beam	4 Stokes
UTR-2	2040 dipoles	143000 m^2	8-32 MHz	0.5°	5 beams	1 lin. polar.
VLA	27 dish.× 25 m	∼2000 m^2	73-74.5 MHz	0.5'	1 beam	4 Stokes
LWA	256 X dipoles	8000 m^2 $^{(a)}$	10-88 MHz	9° $^{(a)}$	4 b.×20 MHz	4 Stokes
MWA	2048 X dipoles	∼2000 m^2 $^{(c)}$	80-300 MHz	3' $^{(c)}$	1 b.×30 MHz	4 Stokes
LOFAR-LBA	2688 X dipoles	72000 m^2 $^{(b)}$	30-80 MHz	2" $^{(b)}$	8+b.×4 MHz	4 Stokes
LSS standalone	*1824 X dipoles*	*62000 m^2* $^{(b)}$	*15-80 MHz*	*1.5°* $^{(b)}$	*4 b.×65 MHz*	*4 Stokes*
LSS+LOFAR	*4512 X dipoles*	*134000 m^2* $^{(b)}$	*30-80 MHz*	*2"* $^{(b)}$	*8+b. ×4 MHz*	*4 Stokes*
SKA	>3000 dish.+AA	1000000 m^2	0.07-10 GHz	<0.1"	many beams	4 Stokes

A post-LOFAR-backend dedicated receiver would ingest locally the station products (as does ARTEMIS) and channelize, auto-/cross-correlate, and integrate them. A fully independent backend would perform the tasks of both the LOFAR backend and the central correlator, but in an optimized integrated way. A large computing power is required, but a preliminary design study suggests that this is within the scope of new generation FPGAs. Additional "intelligent" processing like RFI mitigation or parametric dedispersion could be included. Transient Buffer Board data will also be processed in all cases.

A dedicated receiver is important not only because it allows local, flexible processing, but primarily because it will greatly increase the duty-cycle of the LSS standalone use beyond the "guaranteed" 10% fraction of the time, albeit with some pointing constraints. With a post-LOFAR-backend receiver, usable in parallel to all LSS observations (standalone or in correlation with LOFAR LBA), the standalone analysis of LSS data will be possible 100% of the time during which the LSS tiles are connected to the FR606 backend, but the target will necessarily be within the 0.5°−3° LSS beam fixed by the current LOFAR observation program. Conversely, with a fully independent backend that would process LSS data in parallel with the standard station backend, standalone mode becomes possible 100% of the time, whatever array (LBA, HBA or LSS) is connected to the LOFAR backend. The only pointing constraint of this standalone LSS mode is that the target must be located within the 10°−50° analog LF tile beam.

6 Conclusion

The LSS characteristics are compared to those of other existing international instruments in Table 1. In the european context, several instrumental projects are developed by LOFAR participants, such as ARTEMIS (from Oxford Univ. − see above) or AARTFAAC (from Univ. Amsterdam − it aims at cross-correlating the 288 LBA and HBA signals from the 6 central LOFAR stations to perform permanent all-sky monitoring (Prasad 2012)). LSS is a LOFAR extension and a standalone instrument with emphasis on very high instantaneous sensitivity. We foresee it as an "Arecibo in Nançay". It is also a SKA precursor for the French community, both scientific (see above objectives) and technical (for SKA-low).

The team involved in the LSS design and prototyping gathers about 25 researchers and 15 engineers and technicians from 8 french laboratories (Nançay (USN), LESIA, GEPI, & LERMA of the Observatoire de Paris, LPC2E & Prisme in Orléans, Subatech in Nantes, and IRAP in Toulouse), and a strong technical and scientific support from the Kharkov Institute of Radio Astronomy (Ukraine) and from the Graz Space Research Institute (Austria). Potential users of the LSS also belong to LUTh, CEA (SAp, DASE & AIM), OCA, IAS, IAP, Univ. Lyon, ENS/LRA, E. Polytechnique, APC, and IN2P3. Foreign support has been expressed from ASTRON (the main LOFAR institute), Radbout Univ. Nijmegen, Oxford Univ., and several national LOFAR consortia (UK, Germany, Sweden, Ireland, and Latvia).

The LSS design study and prototyping was performed in the frame of an ANR contract ending in Feb. 2013. The last (ongoing) phase consists of extensive tests and characterization on the sky. The project was fully costed and represents in total 4-5 times the cost of a standard LOFAR station (incl. the dedicated independent standalone backend). Funding for construction is being looked for. The calendar of the construction phase will extend over 30 months. It will involve major participation of industrial subcontractors (many of them being situated in "Région Centre"), and at the same time be a major project of the Nançay radio observatory. In

construction and exploitation phases, the project code name will change from LSS to NenuFAR[i] (New extension in Nançay upgrading LOFAR). The outcome of the LSS design study will be made freely available to all European participants in LOFAR and more generally to all interested parties. If several LSS are built in Europe, they will collectively represent a further step in LF radioastronomy, beyond LOFAR.

The authors acknowledge the support of the Observatoire de Paris, the CNRS/INSU, and the ANR (French "Agence nationale de la recherche") via the program NT09-635931 "Study and Prototyping of a Super Station for LOFAR in Nançay".

References

Armour, W., Karastergiou, A., Giles, M. et al. 2011, in proc. ADASS XXI, eds. P.Ballester and D.Egret (ASP Conf. Series)

Asgekar, A., Oonk, J. B. R., Yatawatta, S. et al. 2012, A&A, submitted

Boone, F. 2001, A&A, 377, 368

Girard, J. N., & Zarka, P. 2012, A&A, submitted

Girard, J. N., Zarka, P., Tagger, M. et al. 2011, in Planetary Radio Emissions VII, eds. H. O. Rucker et al. (Vienna: Austrian Acad. Sci. Press), p. 495

Girard, J. N., Zarka, P., Tagger, M. et al. 2012, C.R. Phys., 13, 33

Mottez, F., & Heyvaerts, J. 2012, A&A, 532, A22

Prasad, P. & Wijnholds, S. J. 2012, in proc. New Windows on Transients across the Universe (Royal Society, London, April 2012)

Serylak, M., Karastergiou, A., Williams, C. et al. 2012, in proc. Electromagnetic Radiation from Pulsars and Magnetars conference, Zielona Gora, 2012)

van Haarlem, M. P., Wise, M. W., Gunst, A. et al. 2012, A&A, submitted

Vasko, F. J., Barbieri, R. S., Rieksts, B. Q., Reitmeyer, K. L., & Stott Jr., K. L. 2002, Computers & Operations Res., 29, 441

Visbal, E., Barkana, R., Fialkov, A., Tseliakhovich, D., & Hirata C. M. 2012, Nature, 487(7405), 70

Zakharenko, V. V., Vasylievz, I. Y., Konovalenko, A. A. et al. 2012, MNRAS, submitted

Zarka, P. 2011, in Planetary Radio Emissions VII, eds. H. O. Rucker et al. (Vienna: Austrian Acad. Sci. Press), p. 287

[i]Le projet dans les temps.

[C5] Jupiter synchrotron imaging with LOFAR **Girard, J. N.**, P. Zarka, C. Tasse, S. Hess and the LOFAR Collaboration Une des observations de recette de LOFAR était l'observation du rayonnement décimétrique (d'origine synchrotron) en provenance des ceintures de radiation de Jupiter, avec le mode imagerie de LOFAR. Cette émission a depuis longtemps fait l'objet d'observations à de multiples longueurs d'ondes (de 74 MHz jusqu'à 22 GHz) cependant, aucune image résolue n'existe en dessous de 300 MHz. Grâce aux caractéristiques de LOFAR, il est possible d'observer, de manière résolue, le rayonnement des ceintures jusqu'à ∼40 MHz (à la limite de la fréquence haute du rayonnement décamétrique de Jupiter). En novembre 2011, Jupiter a été observée pendant 10 h dans la bande 127 et 172 MHz avec le réseau LOFAR-HBA. L'étude de ces données fait l'objet du Chap. §6. En plus des images résolues aux basses fréquences, révélant une morphologie des ceintures similaires à celles connues aux hautes fréquences, il a été possible de couvrir la partie BF du spectre du rayonnement synchrotron. Les valeurs de densité de flux mesurées sont inférieures aux valeurs précédemment observées à des fréquences voisines. D'autres observations de Jupiter avec LOFAR (et le WSRT) sont programmées dans le cadre de l'appel public à observation (*LOFAR Call #0*) et porteront sur l'étude de la variabilité de l'émission à court et à long terme.

SF2A 2012
S. Boissier, P. de Laverny, N. Nardetto, R. Samadi, D. Valls-Gabaud and H. Wozniak (eds)

JUPITER SYNCHROTRON IMAGING WITH LOFAR

J. N. Girard[1], P. Zarka[1], C. Tasse[2], S. Hess[3] and the LOFAR Collaboration

Abstract. Since its detection in the mid-fifties, the synchrotron radiation, emitted by the Jupiter radiation belts at decimeter wavelengths ("DIM"), has been extensively observed over a wide spectrum (from >300 MHz to 22 GHz) by various instruments (VLA, ATCA, WSRT). They provided accurate flux measurements and resolved images of the emission that reveal spatial, temporal and spectral variabilities. However, no instrument was able to image the radiations belts below 100 MHz (at meter and decametre wavelength). The LOw Frequency ARray (LOFAR) (van Haarlem et al. 2012), which is a phased-array interferometer operating in the [30-80] & [110-250] MHz bandwidth, observed for the first time the Jupiter synchrotron emission. The antenna distribution provided baselines from 70 m up to ∼20 km that resolved the emission at low frequencies (127-172 MHz) during its commissioning phase. In November 2011, a single 10-hour track enabled to cover an entire planetary rotation in a bandwidth of 24 MHz. We present here the specific methods and steps implemented to reduce and to image the planetary data at low frequencies. At this stage of the commissioning, the smoothness of the synchrotron spectrum enabled the direct comparison between the expected flux density and the measurements from VLA data obtained in 1994 and 1998 (Kloosterman et al. 2008). We measured a total flux density of $3.5 - 4 \pm [0.1 - 0.3]$ Jy, slightly lower to what was obtained from VLA observations and models ($\sim 5 - 6$ Jy). Future joint observations that cover the whole spectrum of the emission will enable the tracking of its temporal short- and long-term variability. The study of this variability brings information about the source, loss and transport processes taking place in the inner Jovian magnetosphere, improving in the same time the existing radiative code and magnetospheric models.

Keywords: Jupiter, synchrotron emission, LOFAR, low frequency radioastronomy.

1 Radio emissions at Jupiter

1.1 Various sources of radio emissions

The giant magnetized planet Jupiter is known to be a strong source of radio emissions from few kHz to few hundreds of GHz (Dessler 2002a; Zarka 2004). These radio emissions have three main components. The most powerful comes from the sporadic bursts of (non-thermal) emissions ($> 10^7$ Jy[i]) below 40 MHz in the decametre (DAM) range (Burke & L. 1955; Zarka 2004). Accelerated electrons (of energy $E \sim$ keV) emit radio waves at the local cyclotron frequency presumably by the non-linear wave-particle interactions known as the "Maser Cyclotron Instability" mechanism (Treumann 2006; Wu & Lee 1979).
The second radio emission dominates in the dm-cm range (DIM) and is associated to relativistic motion of high-energy electrons (from E≈100 keV to MeV Mayer et al. (1958)). They emit at the local synchrotron frequency in the vicinity of Jupiter radiation belts (forming Van Allen belts analog to Earth belts).
The third radio component is the thermal emission from the planet atmosphere which dominates above 5 GHz. These components are depicted on Fig. 1 (left) from (Zarka 2004).

[1] LESIA, Observatoire de Paris, CNRS, UPMC, Université Paris-Diderot, 5 place Jules Janssen, 92195 Meudon, France
[2] GEPI, Observatoire de Paris, CNRS, 92195 Meudon, France
[3] LATMOS/IPSL, OVSQ, Guyancourt, France
[i] 1 Jy= 10^{-26} W.m^{-2}.Hz^{-1}

© Société Française d'Astronomie et d'Astrophysique (SF2A) 2012

1.2 Synchrotron emission & previous observations

The relativistic electrons radiate synchrotron radio waves as they travel along a helix with a "pitch angle" α in the inner magnetic field $\vec{B}$ of the planet. This results in a collimated forward emission with a beaming angle $\theta_b \propto \frac{2}{\Gamma}$ with Γ the Lorentz factor of the electrons. From Dessler (2002b), it has the following characteristics:

- This synchrotron radiation shows a high level of linear polarization (of order 20%) and a low level of circular polarization (≈1%). The polarization direction is nearly orthogonal to that of $\vec{B}$.
- Along with source and loss processes occurring between the electrons and the ionosphere, the satellites and the dust, the sources of emission are closely confined to the planet in the plane of the magnetic equator (Roberts 1976) perpendicular to the planet magnetic moment. They form a donut-like belt around the planet that extends from 1.6 to 3 R_j (with R_j the Jupiter radius).
- The emission is optically thin and therefore the radio emission seen by a remote observer accumulates on both sides of the planet in the magnetic equator and forms two radiation peaks at low Jovian latitudes. Another component exists at higher magnetic latitudes ($\approx \pm 35^o$) in both hemisphere and originates from electrons populations having a different value of the pitch angle. The separation between low and high magnetic latitudes sources is due to the interaction of electrons with Jovian satellites(de Pater et al. 1997) .
- The synchrotron spectrum is relatively flat (see Fig. 1) over a wide range of frequencies and peaks at a maximum frequency $\nu_{max} \propto E^2 B$ with ν_{max} in MHz, B in Gauss and E the energy of electrons in MeV (Dessler 2002b). The resulting spectrum is the superimposition of all spectra received from different electron populations (at different energy E) located at different distances from the planet (i.e with different B).
- This emission is continuous and relatively stable at very short term (few min) as compared to the sporadic DAM emissions at lower frequencies. The received power, projected on the sky, is the accumulation of the emission along the observer line of sight. The planetary rotation will therefore induce the variation of the location of the "piercing" points and that of the optical path through the optically thin radiation belts. As a consequence, the extended emission projected on the sky varies notably at timescales of ~ 30 (corresponding to a planetary longitude variation of $\sim 18^o$, referred to as the Central Meridian Longitude (CML) in the system III (1965) coordinate system (Dessler 2002a)). In addition to this apparent variability, intrinsic temporal variations were observed at times scales from few days Santos-Costa et al. (2009) to years (de Pater & Klein 1989). The origins of these variations are multiple and were attributed to diffusion processes occurring inside the belts (de Pater & Goertz 1994; Tsuchiya et al. 2011), variation of the solar wind properties (de Pater & Goertz 1994), interaction with galilean satellites or caused by impact events (Brecht et al. 2001; Santos-Costa et al. 2011).

The radio emissions mapping of Jupiter radiation belts improved by using large interferometers such as the WSRT, the ATCA and the VLA. As a proxy for the distribution of electrons, it led to the development of advanced models (see de Pater (1981); de Pater & Sault (1998); Santos-Costa et al. (2001)). By confirming the observed emission, these models enabled the identification of the source and mode of transport of the electron populations in Jupiter radiation belts. Not much is known about the low ($\lesssim$200 MHz) and high ($\gtrsim$ 10 GHz) frequency components of the synchrotron radiation, nor about their variation with time. The knowledge of these properties is of great importance to refine these models (de Pater 2004) and to formulate an accurate description of inner magnetic field of Jupiter.

2 The LOFAR Observation

With LOFAR[ii] (van Haarlem et al. 2012), we were able to make the first resolved observations at frequencies below 200 MHz. Jupiter was observed continuously during ten hours from 2011/11/10:18h24 UT to 2011/11/11:4h24 UT with LOFAR in interferometer mode configured with 49 antennas. Each antenna (or "station") is an array or a sub-array composed of High Band Antennas (HBA) which signals undergo digitization and processing that result in a virtual pointing (beamforming) toward the direction of interest. Two

[ii] www.lofar.org

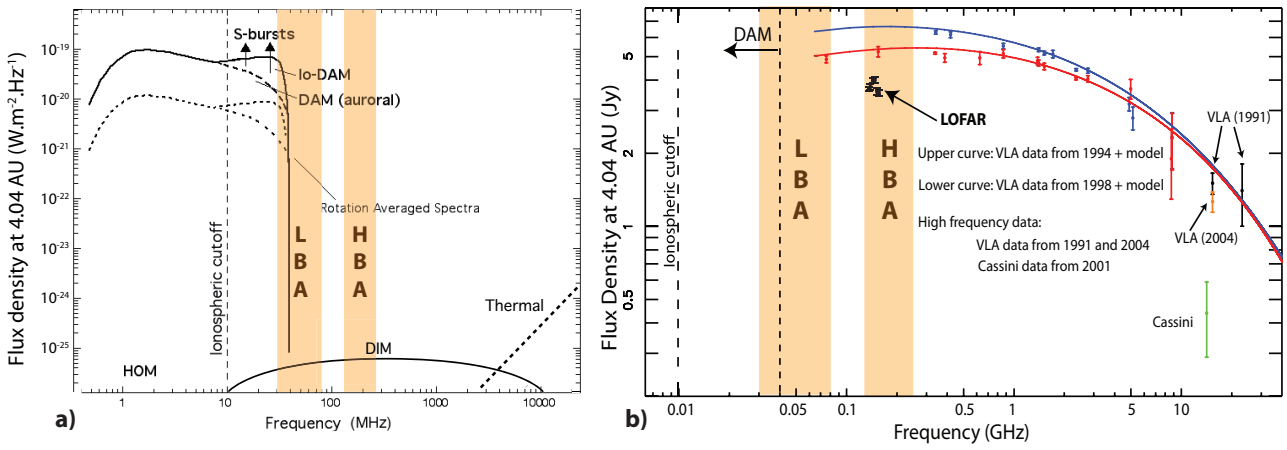


Fig. 1. The two bandwidths of the LOFAR is represented with the shaded area. The "low band antenna" (LBA) bandwidth is ≈30 to 80 MHz and the "High Band Antenna" (HBA) bandwidth is ≈120 to 240 MHz is (from `lofar.org`). **Left:** Spectrum of the existing radio emissions at Jupiter (DAM, DIM and thermal) adapted from Zarka (2004). **Right:** Measurements of the DIM emission with Cassini (2001) and the VLA measurements at three periods (1991, 1994, 1998) superimposed with models (Kloosterman et al. 2008) from 74 MHz up to 13 GHz. To account for the varying distance between Jupiter and the observer, flux densities are scaled to the standard 4.04 AU distance. LOFAR points with errors bars are the total flux density measurement on unresolved LOFAR images from 127 to 149 MHz. These error bars are computed from the RMS noise in source-free patches of the images.

numerical beams (of $\sim$ 24 MHz) were synthesized and pointed toward two directions: one was pointed toward the Jupiter mean position at the time of observation and the other toward a phase calibrator (4C15.05) situated 4^o away from Jupiter. For a total bandwidth of 47.26 MHz, 24 MHz was attributed to each beam and distributed in 121 sub-bands (SB) over [127-172] MHz. We used a high temporal and spectral resolution (dt=0.3ms x df=763Hz) to enable RFI excision before the data processing. The data are measurement sets of the visibilities between each antenna.

2.1 Data processing

Data bins polluted by RFI (representing $\approx 5-10\%$ of the data) and misbehaving stations were flagged. The data were then rebinned to dt=9.01s and df=195kHz. The first 1.5h and the last hour of the 10hrs observation were heavily polluted data. This behavior is partly due to the low elevation of the source ($\mathrm{dec}_{start} \approx 27^o$ & $\mathrm{dec}_{end} \approx 10^o$) and the local ionospheric conditions (at dusk).

The data were calibrated using the phase calibrator and the standard calibration tools provided by the LOFAR system. Since there is no specific planetary imaging mode implemented in LOFAR and no planetary tracking capability, we used the standard imaging mode (that can track source of constant RA/DEC). Indeed, in contrast to "fixed" sources that rotate with the sky (at 15^o/hr), Jupiter had an additional motion of ≈2-3' (across the beam) during a 10h observation.

Moreover, the 10^o tilt between its magnetic and rotation axes make the main radiation peaks to "wobble" of the projected image plane, as these are aligned with the magnetic equator. The magnitude of these two effects varies with the source-to-observer configuration and induces a smearing of the emission structure in resolved radio maps after long-integration. This smearing effect makes the scientific interpretation next to impossible. It is possible to know the accurate position of the planet (with ephemeris provided by JPL Horizons[iii] & IMCCE[iv]) and the geometrical configuration of the observer w.r.t. the spin & magnetic axes of the planet (Earth jovicentric latitude $D_E = 3.29^o$ in november 2011). We derived the direction and angle of projected magnetic equator containing the two radiation peaks with respect to the sky reference frame. These two major effects can be corrected by the application of rotation matrices and phase corrections coefficients directly on the visibility data at each time steps. However, the nearby sources that have constant RA/DEC coordinates will undergo an artificial smearing

[iii] `http://ssd.jpl.nasa.gov/`
[iv] `http://www.imcce.fr/fr/ephemerides/`

with these corrections. Therefore it was necessary to subtract a maximum number of background sources from the target field visibilities before applying the corrections. This stage requires a preliminary wide-field imaging (using AWimager from (Tasse et al. 2012) dealing with direction-dependent effects) around the target, the source detection, visibility simulations of these sources and their subtraction (known as "peeling"). We used a parallel source peeling algorithm on unresolved wide-field images which removed ~ 50 sources from the visibilities. The set of tools developed for these commissioning data may become the standard way to automatically process LOFAR planetary visibility data.

2.2 Preliminary results

2.2.1 Total flux measurements

We used the Cotton-Schwab (Schwab 1984) CLEAN algorithm (in a CASA environment) to image the Jupiter DIM emission. A first set of images was produced to measure the total flux in the direction of Jupiter. These images were integrated over 7hrs from 19:00 UT to 2:00 UT. On Fig. 1 (right), we added the LOFAR flux measurements (scaled to the standard 4.04 AU distance from Jupiter) to previous measurements from the VLA (adapted from Kloosterman et al. (2008)). The errors bars were computed using the RMS noise of the corresponding images in empty patches of the sky. No systematic error was evaluated here.
We measured flux densities of [3.5-4]$\pm$[$0.1-0.3$] Jy which are lower to what was obtained from tabulated values derived from models and observations (Kloosterman et al. 2008) ($\approx$5-6 Jy at these frequencies).
The variation of the spectrum shape between the two VLA datasets between 1994 and 1998 is $\sim$1-1.5 Jy and is addressed in de Pater & Dunn (2003). The LOFAR data were obtained more than 10 years after these VLA values and the flux difference observed can result from the combination of both geometrical (target-to-observer parameters, different optical paths) and the intrinsic variations of the emission at the source. Long-term (decades) variations of the DIM flux density was reported by Klein et al. (1989). Flux measurements at 13 cm taken from 1964 to 1987 were compiled and revealed flux variations of 3 Jy to 5.5 Jy ($\approx 40\%$) over the years.

2.2.2 Resolved radio maps

We have produced 12 images, each computed from 10 consecutive SB and integrated over 7hrs. We present on Fig. 2, the surface brightness obtained from the accumulation of the 12 LOFAR images over 7hr (averaged over 70% of the planet rotation). The final spatial resolutions obtained with this dataset was 17.8"-15.5" (the white ellipse represents the average CLEAN beam). We compare the obtained map to that obtained by de Pater & Dunn (2003) with VLA data at 15 GHz. We can identify the two main radiation peaks at each side of Jupiter (represented with a black circle) matching the radiation peaks from the VLA dataset. The 1-2^o misalignment is due to the different observer-to-target configurations of the two periods of observation ($D_E = 0.45^o$ in 1991 and $D_E = 3.29^o$ in 2011). The distance of the peaks from the planet center is ~ 1.3 R_j on the two datasets. No clear sign of long-term variability can be derived at this resolution between 1991 and 2011.

3 Ongoing work and perspectives

We measured for the first time, the flux density of the Jupiter DIM emission with LOFAR in the [127-149] MHz. We also produced resolved maps of the emission from [127-172] MHz by using the standard interferometer mode of LOFAR. We developed and validated a toolkit that handles the planetary imaging data with LOFAR. Advanced methods, available in the LOFAR toolkit,were used such as direction-dependent calibration, wide-field imaging at low frequencies and source peeling. With supplementary operation on the (u,v) data, we corrected for the planetary motion on the sky and the radio source wobbling.
We obtained flux levels of the same order of magnitude of that obtained with previous VLA observations with a sensitivity of $\pm$0.2 Jy. The comprehensive scientific exploitation as well as other observations with LOFAR and the VLA will be carried in the next few months. An observation proposal was submitted to answer the first Public Call for observations with LOFAR. These future observations include observations with in HBA band and in LBA band (at frequency/time where there is no dominating DAM emissions). We plan to observe several calibrators during the future observations with LOFAR (during Cycle 0). Two beams will be used, one pointing at the planet and the other pointing at a phase calibrator close to Jupiter to monitor the local conditions of the targeted area in the sky. A primary flux calibrator will also be used to bootstrap the value of flux density on a known source. In addition, a polarized calibrator will be observed from time to time during the observation to

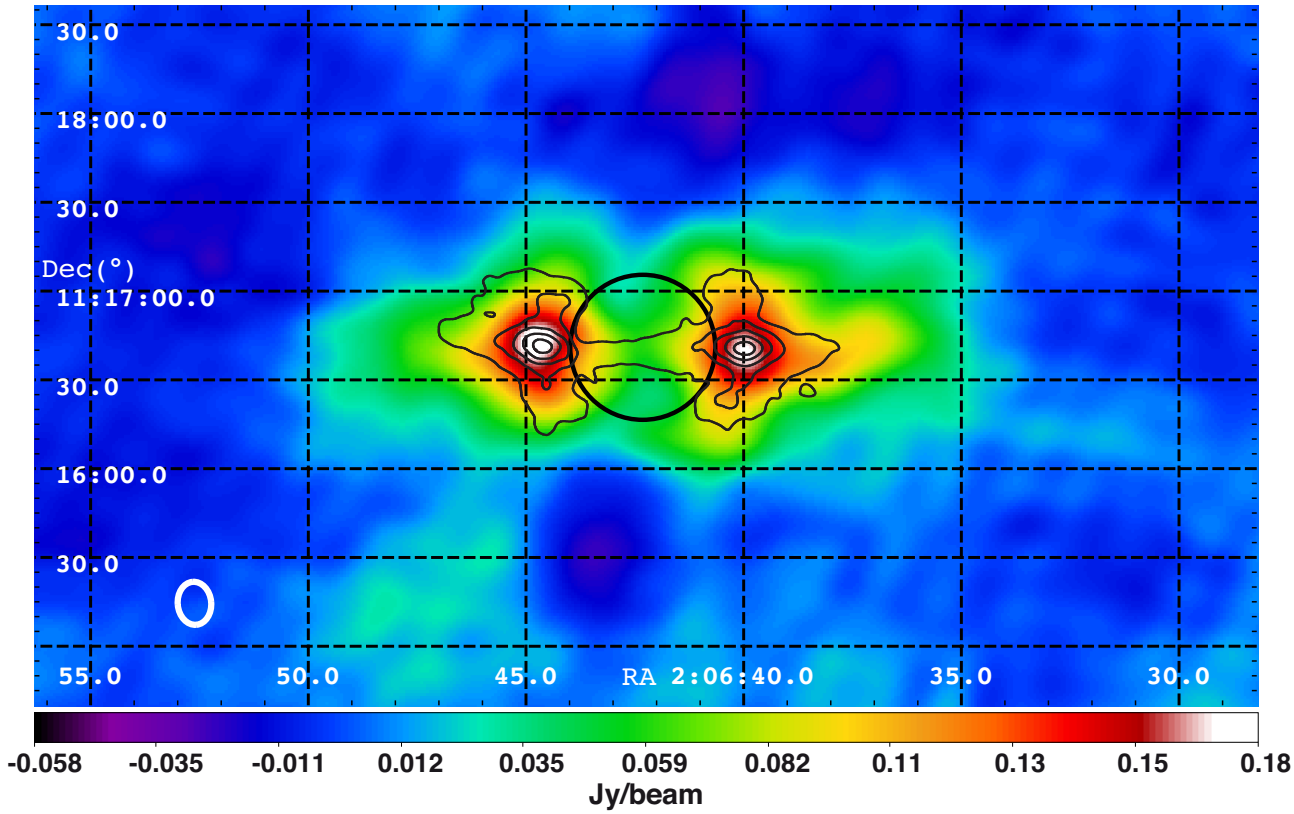


Fig. 2. The rotation-averaged image of the Jupiter radiation belts emission over 127-172 MHz is represented with the color map in celestial coordinates. The image RMS noise is 4 mJy/beam. The contours are the linearly polarized flux levels at 15 GHz from VLA data taken during March 1991 (de Pater & Dunn 2003). The black circle locates the Jupiter disk on the sky. The VLA map was scaled up to match the LOFAR data to take into account the change of Jupiter apparent size between the two dates (Jupiter was at a distance of 4.55 AU in March 1991 and 3.99 AU in november 2011). The contour interval is 3 mJy/beam and starts at 2 mJy/beam.

monitor the change of polarization due to the ionospheric & instrumental effects. The polarization information of these emissions are decisive, especially that of the circular component of the radiation. If measured, it will provide much information on the non-dipolar character of Jupiter magnetic field (de Pater 1981). Estimates indicate that the 5-10 mJy level of the circular component may just be in the scope of LOFAR detectability (1-10 mJy). This observation was carried during the LOFAR commissioning phase. Therefore the data quality was not guaranteed, but the essential reduction tools were fully functional and enabled the advanced implementation of reduction scripts to treat planetary data. An additional set of observations covering more than two Jupiter rotations will enable:

1. the search for yearly temporal variations (2011-2013) in the LOFAR data.

2. the investigation of the polarization of the emission by combining the information from different datasets from various instrument.

3. the measurement of the total spectral content over a very wide range of frequencies from 60 MHz up to $\sim$ 14 GHz.

LOFAR, the Low Frequency Array designed and constructed by ASTRON, has facilities in several countries, that are owned by various parties (each with their own funding sources), and that are collectively operated by the International LOFAR Telescope (ILT) foundation under a joint scientific policy. The authors thank Roberto Pizzo (ASTRON, Dwigeloo) for his assistance with the raw data and Jean-Mathias Grießmeier (LPC2E, Orléans) for the observation setup. We thank the members of the LOFAR Planetary & Exoplanetary Working Group (PeWG) from the LOFAR Key Science Project: Planets & Exoplanets.

References

Brecht, S. H., de Pater, I., Larson, D. J., & Pesses, M. E. 2001, Icarus, 151, 25

Burke, B. F. & L., F. K. 1955, J. Geophys. Res., 60(2), 213

de Pater, I. 1981, J. Geophys. Res., 86, 3397

de Pater, I. 2004, Planetary and Space Science, 52, 1449

de Pater, I. & Dunn, D. E. 2003, Icarus, 163, 449

de Pater, I. & Goertz, I. 1994, J. Geophys. Res., 99, 2271

de Pater, I. & Klein, M. J. 1989, NASA Special Publication, 494, 139

de Pater, I. & Sault, R. J. 1998, J. Geophys. Res., 103, 19973

de Pater, I., Schulz, M., & Brecht, S. H. 1997, J. Geophys. Res., 102, 22043

Dessler, A. 2002a, Physics of the Jovian Magnetosphere, Vol. 3 of Cambridge Planetary Science Series (Cambridge University Press), 498–504

Dessler, A. 2002b, Physics of the Jovian Magnetosphere, Vol. 3 of Cambridge Planetary Science Series (Cambridge University Press), 231–250

Klein, M. J., Thompson, T. J., & Bolton, S. 1989, NASA Special Publication, 494, 151

Kloosterman, J. L., Butler, B., & de Pater, I. 2008, Icarus, 193, 644

Mayer, C. H., McCullough, T. P., & Sloanaker, R. M. 1958, ApJ, 127, 11

Roberts, J. A. 1976, Proceedings of the Astronomical Society of Australia, 3, 53

Santos-Costa, D., Bolton, S. J., & Sault, R. J. 2009, A&A, 508, 1001

Santos-Costa, D., Bolton, S. J., Sault, R. J., Thorne, R. M., & Levin, S. M. 2011, Journal of Geophysical Research (Space Physics), 116, 12236

Santos-Costa, D., Sault, R., Bourdarie, S., et al. 2001, Advances in Space Research, 28, 915

Schwab, F. R. 1984, AJ, 89, 1076

Tasse, C., van der Tol, B., Bhatnagar, S., van Diepen, G., & van Zwieten, J. 2012, in prep

Treumann, R. 2006, Astronomy and Astrophysics Review, 13, 229

Tsuchiya, F., Misawa, H., Imai, K., & Morioka, A. 2011, Journal of Geophysical Research (Space Physics), 116, 9202

van Haarlem, M. P., Wise, M. W., Gunst, A., et al. 2012, A&A, submitted

Wu, C. S. & Lee, L. C. 1979, ApJ, 230, 621

Zarka, P. 2004, Planet. Space Sci., 52, 1455

Zarka, P. 2004, Advances in Space Research, 33, 2045

Bibliographie

[ADETS 2013] ADETS. *Association technique pour le Développement de l'Emploi du Treillis Soudé*, 2013. `http://www.adets.fr/`. (cité en page 40.)

[Ardouin *et al.* 2005] D. Ardouin, A. Bellétoile, D. Charrier, R. Dallier, L. Denis, P. Eschstruth, T. Gousset, F. Haddad, J. Lamblin, P. Lautridou, A. Lecacheux, D. Monnier-Ragaigne, A. Rahmani et O. Ravel. *Radio-detection signature of high-energy cosmic rays by the CODALEMA experiment.* Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 555, pages 148–163, 2005. (cité aux pages 27 et 31.)

[Artyukh *et al.* 1972] V. S. Artyukh, A. D. Kuz'min et A. N. Makarov. *Measurement of Jupiter's Radio Emission at 2.94 m.* Soviet Astronomy, vol. 16, page 372, Octobre 1972. (cité aux pages 177 et 180.)

[ASTRON 2013a] ASTRON. *LOFAR Technical information*, 2013. `http://www.astron.nl/radio-observatory/astronomers/technical-information/lofar-technical-information`. (cité aux pages 6, 9 et 63.)

[ASTRON 2013b] ASTRON. *Netherlands Institute for Radio Astronomy*, 2013. `http://www.astron.nl/`. (cité en page 5.)

[ASTRON 2013c] ASTRON. *Site web de LOFAR à ASTRON*, 2013. `http://www.lofar.org/`. (cité aux pages 5 et 10.)

[Bagenal *et al.* 2007] F. Bagenal, T.E. Dowling, W.B. McKinnon et W.B. McKinnon. Jupiter : The planet, satellites and magnetosphere. Cambridge Planetary Science. Cambridge University Press, 2007. (cité aux pages 152, 154, 161 et 181.)

[Bagenal 2007] F. Bagenal. *The magnetosphere of Jupiter : Coupling the equator to the poles.* Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, vol. 69, pages 387–402, Mars 2007. (cité en page 153.)

[Balanis 2005] C. A. Balanis. Antenna theory : Analysis and design. Wiley-Interscience, 2005. (cité aux pages 22, 23, 24, 25, 29, 34, 37, 42, 51 et 55.)

[Balanis 2008] C. A. Balanis. Modern antenna handbook. Wiley-Interscience, 2008. (cité en page 29.)

[Bodnar *et al.* 1993] D. G. Bodnar*et al. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.* IEEE Std 145-1993, mar 1993. (cité en page 204.)

[Boischot *et al.* 1980] A. Boischot, C. Rosolen*et al. A new high-gain, broadband, steerable array to study Jovian decametric emission.* Icarus, vol. 43, pages 399–407, Septembre 1980. (cité aux pages 25 et 26.)

[Bolton *et al.* 1989] S. J. Bolton, S. Gulkis, M. J. Klein, I. de Pater et T. J. Thompson. *Correlation studies between solar wind parameters and the decimetric radio emission from Jupiter.* Journal of Geophysical Research : Space Physics, vol. 94, no. A1, pages 121–128, 1989. (cité aux pages 160, 161 et 177.)

[Bolton *et al.* 2002] S. J. Bolton, M. Janssen, R. Thorne, S. Levin, M. Klein, S. Gulkis, T. Bastian, R. Sault, C. Elachi, M. Hofstadter, A. Bunker, G. Dulk, E. Gudim, G. Hamilton, W. T. K. Johnson, Y. Leblanc, O. Liepack, R. McLeod, J. Roller, L. Roth et R. West. *Ultra-relativistic electrons in Jupiter's radiation belts.* Nature, vol. 415, pages 987–991, feb 2002. (cité aux pages 158 et 179.)

[Boone 2001] F. Boone. *Interferometric array design : Optimizing the locations of the antenna pads.* A&A, vol. 377, no. 1, pages 368–376, 2001. (cité en page 109.)

[Boone 2002] F. Boone. *Interferometric array design : Distributions of Fourier samples for imaging.* A&A, vol. 386, no. 3, pages 1160–1171, 2002. (cité aux pages 108, 109, 293, 295 et 296.)

[Boone 2011] F. Boone. *L'interférométrie comme technique d'imagerie : principe et instrumentation.* Ecole de Goutelas, vol. 30, pages 113–150, Avril 2011. (cité en page 100.)

[Branson 1968] N. J. B. A. Branson. *High resolution observations of the planet Jupiter.* MNRAS, vol. 139, page 155, 1968. (cité en page 161.)

[Braude *et al.* 1978] S. I. Braude, A. V. Megn, B. P. Riabov, N. K. Sharykin et I. N. Zhuk. *Decametric survey of discrete sources in the Northern sky. I - The UTR-2 radio telescope : Experimental techniques and data processing.* Astrophysics and Space Science, vol. 54, pages 3–36, Mars 1978. (cité en page 34.)

[Brecht *et al.* 2001] Stephen H. Brecht, Imke de Pater, David J. Larson et Mark E. Pesses. *Modification of the Jovian Radiation Belts by Shoemaker,ÄìLevy 9 : An Explanation of the Data.* Icarus, vol. 151, no. 1, pages 25 – 38, 2001. (cité en page 185.)

[Bressler 1980] A. D. Bressler. *A new algorithm for calculating the current distributions of Dolph-Chebyshev arrays.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 28, page 951, Novembre 1980. (cité en page 52.)

[Bridle 1996] A Bridle. *The 'CLEAN' algorithm*, nov 1996. `http://www.cv.nrao.edu/~abridle/deconvol/node7.html`. (cité aux pages 102 et 166.)

[Burke & Graham-Smith 2010] B. F. Burke et F. Graham-Smith. An introduction to radio astronomy. Cambridge University Press, 2010. (cité en page 22.)

[Burke & Poggio 1981] G. J. Burke et A. J. Poggio. *Numerical electromagnetics code (NEC)-method of moments.* Rapport technique UCID-18834, Lawrence-Livermore Laboratory, jan 1981. (cité en page 29.)

[Butler 2002] B. Butler. *ALMA Configuration-related Documents*, 2002. `http://www.cv.nrao.edu/~awootten/mmaimcal/configurationdocs.html`. (cité en page 293.)

[Cane 1979] H. V. Cane. *Spectra of the non-thermal radio radiation from the galactic polar regions.* MNRAS, vol. 189, pages 465–478, Novembre 1979. (cité en page 27.)

[CASA 2013] CASA. *Common AStronomy Software (NRAO)*, 2013. `http://casa.nrao.edu/`. (cité en page 166.)

[Cendes & AARTFAAC Team 2012] Y. Cendes et AARTFAAC Team. *The AARTFAAC Project : Searching for Radio Transient Signals with LOFAR.* In American Astronomical Society Meeting Abstracts, volume 219 of *American Astronomical Society Meeting Abstracts - #422.36*, jan 2012. `http://www.aartfaac.org`. (cité aux pages 17 et 52.)

[Charrier *et al.* 2012] D. Charrier*et al. Antenna development for astroparticle and radioastronomy experiments.* Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, vol. 662, page 142, Janvier 2012. (cité aux pages 27, 31, 32 et 33.)

[Condon & Ransom 2010] J. J. Condon et S. M. Ransom. *Essential Radio Astronomy : Interferometers (Chap. 3 F)*, 2010. `http://www.cv.nrao.edu/course/astr534/Interferometers.html`. (cité aux pages 100 et 174.)

[Conway & Stannard 1972] R. G. Conway et D. Stannard. *Non-Dipole Terms in the Magnetic Fields of Jupiter and the Earth.* Nature Physical Science, vol. 239, pages 142–143, Octobre 1972. (cité aux pages 161 et 190.)

[Conway 1998] J. Conway. *Self-Similar Spiral Geometries for the LSA/MMA*, 1998. `http://legacy.nrao.edu/alma/memos/html-memos/alma216/memo216.html`. (cité aux pages 108, 117 et 295.)

[Cormen *et al.* 2009] Thomas H. Cormen, Charles E. Leiserson, Ronald L. Rivest et Clifford Stein. Introduction to algorithms, third edition. The MIT Press, 3rd édition, 2009. (cité en page 136.)

[de Pater & Butler 2003] I. de Pater et B. J. Butler. *Low-frequency VLA observations of jupiter.* Icarus, vol. 163, pages 428–433, jun 2003. (cité aux pages 158 et 177.)

[de Pater & Dunn 2003] Imke de Pater et David E Dunn. *VLA observations of Jupiter,Äôs synchrotron radiation at 15 and 22 GHz.* Icarus, vol. 163, no. 2, pages 449 – 455, 2003. (cité aux pages 177 et 180.)

[de Pater & Klein 1989] I. de Pater et M. J. Klein. *Time Variability in Jupiter's Synchrotron Radiation.* NASA Special Publication, vol. 494, pages 139–150, 1989. (cité aux pages 160, 161 et 177.)

[de Pater & Sault 1998] I. de Pater et R. J. Sault. *An intercomparison of three-dimensional reconstruction techniques using data and models of Jupiter's synchrotron radiation.* J. Geophys. Res., vol. 103, pages 19973–19984, Septembre 1998. (cité aux pages 160 et 194.)

[de Pater *et al.* 1997] Imke de Pater, Michael Schulz et Stephen H. Brecht. *Synchrotron evidence for Amalthea's influence on Jupiter's electron radiation belt.* Journal of Geophysical Research : Space Physics, vol. 102, no. A10, pages 22043–22064, 1997. (cité en page 192.)

[de Pater *et al.* 2003] I. de Pater, B. J. Butler, D. A. Green*et al. Jupiter's radio spectrum from 74 MHz up to 8 GHz.* Icarus, vol. 163, pages 434–448, Juin 2003. (cité aux pages 177 et 180.)

[de Pater 1981] Imke de Pater. *A comparison of the radio data and model calculations of Jupiter's synchrotron radiation, 1. The high energy electron distribution in Jupiter's inner magnetosphere.* Journal of Geophysical Research : Space Physics, vol. 86, no. A5, pages 3397–3422, 1981. (cité aux pages 160, 192 et 194.)

[de Pater 1983] I. de Pater. *Synchrotron radiation as a probe of the inner magnetosphere of Jupiter.* Advances in Space Research, vol. 3, pages 31–37, 1983. (cité aux pages 161 et 190.)

[de Pater 2004] Imke de Pater. *LOFAR and Jupiter's radio (synchrotron) emissions.* Planetary and Space Science, vol. 52, no. 15, pages 1449–1454, 2004. (cité aux pages 157 et 194.)

[de Vos *et al.* 2009] M. de Vos, A. W. Gunst et R. Nijboer. *The LOFAR Telescope : System Architecture and Signal Processing.* IEEE Proceedings, vol. 97, pages 1431–1437, Aoˆt 2009. (cité en page 5.)

[Dessler 2002] A. J. Dessler. Physics of the jovian magnetosphere. Cambridge University Press, aug 2002. (cité aux pages 154, 156, 157, 161, 181, 185, 186 et 188.)

[Dijkstra 1959] E. W. Dijkstra. *A note on two problems in connexion with graphs.* Numerische Mathematik, vol. 1, pages 269–271, 1959. (cité en page 136.)

[Donati *et al.* 2006] J.-F. Donati, C. Catala, J. D. Landstreet et P. Petit. *ESPaDOnS : The New Generation Stellar Spectro-Polarimeter. Performances and First Results.* In R. Casini et B. W. Lites, editeurs, Astronomical Society of the Pacific Conference Series, volume 358 of *Astronomical Society of the Pacific Conference Series*, page 362, DÈcembre 2006. (cité en page 16.)

[Dulk *et al.* 1997] G. A. Dulk, Y. Leblanc, R. J. Sault, H. P. Ladreiter et J. E. P. Connerney. *The radiation belts of Jupiter at 13 and 22cm. II. The asymmetries and the magnetic field.* Astron. Astroph., vol. 319, pages 282–289, mar 1997. (cité aux pages 159, 161, 181, 185, 190 et 192.)

[Dulk *et al.* 1999a] G. A. Dulk, Y. Leblanc, R. J. Sault et S. J. Bolton. *Jupiter's magnetic field as revealed by the synchrotron radiation belts. II. Change of the 2-D brightness distribution with D_E.* Astron. Astroph., vol. 347, pages 1039–1045, Juillet 1999. (cité aux pages 161 et 185.)

[Dulk *et al.* 1999b] G. A. Dulk, Y. Leblanc, R. J. Sault, S. J. Bolton, J. H. Waite et J. E. P. Connerney. *Jupiter's magnetic field as revealed by the synchrotron radiation belts. I. Comparison of a 3-D reconstruction with models of the field.* Astron. Astroph., vol. 347, pages 1029–1038, Juillet 1999. (cité aux pages 185, 188 et 190.)

[Ellingson 2011] S. W. Ellingson. *Sensitivity of Antenna Arrays for Long-Wavelength Radio Astronomy.* Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 6, pages 1855–1863, Juin 2011. (cité aux pages 18, 28, 30, 31, 32, 33, 36, 41 et 42.)

[Falkovich *et al.* 2011] I. S. Falkovich, A. A. Konovalenko*et al. Wide-band high linearity active dipole for low frequency radio astronomy.* Experimental Astronomy, vol. 32, pages 127–145, 2011. (cité aux pages 28, 31, 32, 33, 34 et 51.)

[Galopeau & Gérard 2001] P. H. M. Galopeau et E. Gérard. *Variations of Jupiter's synchrotron radiation : a link with solar activity ?* Planetary and Space Science, vol. 49, pages 1379–1391, Novembre 2001. (cité aux pages 160, 161 et 177.)

[Gehrels & Matthews 1976] T. Gehrels et M.S. Matthews. Jupiter : studies of the interior, atmosphere, magnetosphere, and satellites. University of Arizona Press, 1976. (cité en page 154.)

[Gower 1968] J. F. R. Gower. *The flux density of Jupiter at 81.5 Mc/s.* The Observatory, vol. 88, pages 264–267, DÈcembre 1968. (cité aux pages 177 et 180.)

[Greicius 2013] T. Greicius. *JUNO Mission*, 2013. `http://www.nasa.gov/mission_pages/juno/main/index.html`. (cité en page 194.)

[Grimwood 1994] G.R. Grimwood. *The Euclidean Steiner Tree Problem : Simulated Annealing and Other Heuristics.* Ph. d. thesis, Victoria University of Wellington, 1994. (cité en page 137.)

[Guthmann & Thidé 2005] A. W. Guthmann et B. Thidé. *The LOIS project and astrophysics.* In F. A. Aharonian, H. J. Völk et D. Horns, editeurs, High Energy Gamma-Ray Astronomy, volume 745 of *American Institute of Physics Conference Series*, pages 770–773, FÈvrier 2005. `www.lois-space.net`. (cité en page 17.)

[Hamaker *et al.* 1996] J. P. Hamaker, J. D. Bregman et Sault R. J. *Understanding radio polarimetry. I. Mathematical foundations.* Astron. Astrophys. Suppl. Ser., vol. 117, no. 1, pages 137–165, 1996. (cité aux pages 104 et 162.)

[Hansen 2009] R.C. Hansen. Phased array antennas. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2009. (cité aux pages 52 et 62.)

[Hess & Zarka 2011] S. L. G. Hess et P. Zarka. *Modeling the radio signature of the orbital parameters, rotation, and magnetic field of exoplanets.* Astron. Astroph., vol. 531, page A29, Juillet 2011. (cité en page 199.)

[Högbom 1974] J. A. Högbom. *Aperture Synthesis with a Non-Regular Distribution of Interferometer Baselines.* Astron. Astroph. Supp., vol. 15, page 417, Juin 1974. (cité aux pages 102 et 166.)

[Hohlfeld & Cohen 1999] R. G. Hohlfeld et N. Cohen. *Self-similarity and the geometric requirements for frequency independence in antennae.* Fractals, vol. 07, no. 01, pages 79–84, 1999. (cité en page 25.)

[Hood 1993] L. L. Hood. *Long-term changes in Jovian synchrotron radio emission - Intrinsic variations or effects of viewing geometry ?* J. Geophys. Res., vol. 98, pages 5769–5783, Avril 1993. (cité aux pages 177 et 181.)

[IGN 2008] IGN. *Projet "Lambert 93" et réfrences associées*, 2008. `http://lambert93.ign.fr/`. (cité en page 288.)

[IMCCE 2013] IMCCE. *Générateur d'éphémérides*, 2013. `http://www.imcce.fr/fr/ephemerides/`. (cité en page 169.)

[Jansky 1933] K. G. Jansky. *Radio Waves from Outside the Solar System.* Nature, vol. 132, page 66, Juillet 1933. (cité en page 3.)

[JPL 2013] Solar System Dynamics Group JPL. *HORIZONS System*, 2013. `http://ssd.jpl.nasa.gov/?horizons`. (cité en page 169.)

[Kahn 1977] W.K. Kahn. *Impedance-match and element-pattern constraints for finite arrays.* Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 25, no. 6, pages 747–755, Nov 1977. (cité en page 51.)

[Kant *et al.* 2011] G.W. Kant, P.D. Patel, S.J. Wijnholds*et al. EMBRACE : A Multi-Beam 20,000-Element Radio Astronomical Phased Array Antenna Demonstrator.* Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 6, pages 1990–2003, june 2011. (cité en page 51.)

[Kassim *et al.* 2004] N.E. Kassim, T.J.W. Lazio, P.S. Ray, P.C. Crane, B.C. Hicks, K.P. Stewart, A.S. Cohen et W.M. Lane. *The low-frequency array (LOFAR) : opening a new window on the universe.* Planetary and Space Science, vol. 52, no. 15, pages 1343 – 1349, 2004. (cité en page 6.)

[Kerkhoff 2007] A. Kerkhoff. *Comparison of Dipole Antenna Designs for the LWA*, aug 2007. `www.ece.vt.edu/swe/lwa/`. (cité aux pages 31, 32, 33, 34 et 38.)

[Kirkpatrick *et al.* 1983] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt et M. P. Vecchi. *Optimization by simulated annealing.* Science, vol. 220, no. 4598, pages 671–680, 1983. (cité en page 54.)

[Klein *et al.* 1989] M. J. Klein, T. J. Thompson et S. Bolton. *Systematic Observations and Correlation Studies of Variations in the Synchrotron Radio Emission from Jupiter.* NASA Special Publication, vol. 494, pages 151–155, 1989. (cité en page 177.)

[Klein *et al.* 2001] M. J. Klein, S. J. Bolton, S. Gulkis, M. A. Janssen, S. J. Levin, J. P. Roller et R. K. McLeod. *Cassini-Jupiter Microwave Observing Campaign : DSN and GAVRT Observations of Jovian Synchrotron Radio Emission.* In H. O. Rucker, M. L. Kaiser et Y. Leblanc, editeurs, Planetary Radio Emissions V, page 221, 2001. (cité en page 161.)

[Kloosterman *et al.* 2008] Jenna L. Kloosterman, Bryan Butler et Imke de Pater. *VLA observations of synchrotron radiation at 15 GHz.* Icarus, vol. 193, no. 2, pages 644 – 648, 2008. (cité aux pages 177 et 180.)

[Kogan 2000] L. Kogan. *Optimizing a large array configuration to minimize the sidelobes.* Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 7, pages 1075–1078, jul 2000. (cité aux pages 54 et 108.)

[Kraus 1950] J. D. Kraus. Antennas. McGraw-Hill, 1st ed. édition, 1950. (cité en page 29.)

[Kraus 1966] J. D. Kraus. Radio astronomy. McGraw-Hill, 1966. (cité aux pages 23, 24, 55 et 123.)

[Kumar & Awasthi 2011] J. Kumar et A. Awasthi. *Modified Trivial Rejection Criteria in Cohen-Sutherland Line Clipping Algorithm.* In Srija Unnikrishnan, Sunil Surve et Deepak Bhoir, editeurs, Advances in Computing, Communication and Control, volume 125 of *Communications in Computer and Information Science*, pages 1–10. Springer Berlin Heidelberg, 2011. (cité en page 138.)

[Kuniyoshi *et al.* 2008] M. Kuniyoshi*et al. Shape of LWA station : A study of the synthesized beam shapes and weighting scheme*, dec 2008. `www.ece.vt.edu/swe/lwa/`. (cité en page 110.)

[Lager & Lytle 1983] D. L. Lager et R. J. Lytle. Fortran subroutines for the numerical evaluation of sommerfeld integrals unter anderem. UCRL. National Technical Information Service, 1983. (cité en page 29.)

[Leblanc & Dulk 1995] Y. Leblanc et G. A. Dulk. *Changes in brightness of Jupiter's radiation belts at 13 and 22 cm during and after impacts of comet SL-9.* Geophysical Research Letters, vol. 22, no. 13, pages 1793–1796, 1995. (cité aux pages 160 et 185.)

[Leblanc *et al.* 1997] Y. Leblanc, G. A. Dulk, R. J. Sault et R. W. Hunstead. *The radiation belts of Jupiter at 13 and 22cm. I. Observations and 3-D reconstruction.* Astron. Astroph., vol. 319, pages 274–281, mar 1997. (cité aux pages 158, 161, 185, 187 et 190.)

[Lecarpentier 2011] P. Lecarpentier. *étude des temps de retard intégrés sur silicium dans la bande de fréquence (20 MHz-80 MHz).* Rapport de stage, Station de Radioastronomie de Nançay, France, 2011. (cité en page 71.)

[Lefeuvre *et al.* 2008] F. Lefeuvre, E. Blanc, J.-L. Pinçon, R. Roussel-Dupré, D. Lawrence, J.-A. Sauvaud, J.-L. Rauch, H. de Feraudy et D. Lagoutte. *TARANIS : A Satellite Project Dedicated to the Physics of TLEs and TGFs.* Space Science Review, vol. 137, pages 301–315, Juin 2008. (cité en page 15.)

[LSS 2013] LSS. *Le projet Super Station LOFAR*, 2013. `http://www.obs-nancay.fr/lofar_super_station`. (cité en page 11.)

[Mailloux 2005] Robert Mailloux. Phased array antenna handbook ; 2nd ed. Artech House, Norwood, 2005. (cité aux pages 50, 51, 62, 77 et 110.)

[Marshall 2002] T. G. Marshall. *Numerical Electromagnetics Code NEC2 unofficial home page*, 2002. `https://www.nec2.org`. (cité en page 29.)

[Mini-circuits 2005] Mini-circuits. *Understanding Power Splitters*, 2005. `www.minicircuits.com/app/AN10-006.pdf`. (cité en page 85.)

[Mitchell *et al.* 2008] D.A. Mitchell, L.J. Greenhill, R.B. Wayth, R.J. Sault, C.J. Lonsdale, R.J. Cappallo, M.F. Morales et S.M. Ord. *Real-Time Calibration of the Murchison Widefield Array.* Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, vol. 2, no. 5, pages 707–717, Oct 2008. (cité en page 18.)

[National Imagery and Mapping Agency 2000] National Imagery and Mapping Agency. *Department of Defense World Geodetic System 1984 : its definition and relationships with local geodetic systems.* Rapport technique TR8350.2, National Imagery and Mapping Agency, Janvier 2000. (cité en page 288.)

[NED 2012] NED. *NASA/IPAC Extragalactic Database*, 2012. `http://ned.ipac.caltech.edu/`. (cité en page 166.)

[Noordam & Smirnov 2010] J. E. Noordam et O. M. Smirnov. *The MeqTrees software system and its use for third-generation calibration of radio interferometers.* Astron. Astroph., vol. 524, page A61, DÈcembre 2010. (cité en page 104.)

[Noorishad *et al.* 2012] P. Noorishad, S. J. Wijnholds, A. van Ardenne et J. M. van der Hulst. *Redundancy calibration of phased-array stations.* Astron. Astroph., vol. 545, page A108, Septembre 2012. (cité en page 293.)

[Offringa 2010] A. R. Offringa. *AOFlagger RFI Software*, Octobre 2010. Astrophysics Source Code Library. (cité en page 164.)

[Pandey *et al.* 2009] V. N. Pandey, J. E. van Zwieten, A. G. de Bruyn et R. Nijboer. *Calibrating LOFAR using the Black Board Selfcal System.* In D. J. Saikia, D. A. Green, Y. Gupta et T. Venturi, editeurs, The Low-Frequency Radio Universe, volume 407 of *Astronomical Society of the Pacific Conference Series*, page 384, Septembre 2009. (cité aux pages 104 et 162.)

[Paravastu *et al.* 2007] N. Paravastu*et al. Impedance Measurements of the Big Blade and Fork Antennas on Ground Screens at the LWDA Site*, jun 2007. `www.ece.vt.edu/swe/lwa/`. (cité aux pages 30 et 38.)

[PASS 2013] PASS. *Jupiter's magnetosphere (Planetary Atmospheres and Space Sciences Group)*, 2013. `http://www.bu.edu/csp/PASS/science/aurora.html`. (cité en page 153.)

[Pizzo *et al.* 2012] R. F. Pizzo*et al. LOFAR Imaging Cookbook : Manual data reduction with the imaging pipeline*, Octobre 2012. `http://www.astron.nl/radio-observatory/lofar/lofar-imaging-cookbook`. (cité aux pages 163 et 166.)

[Prim 1957] R. C. Prim. *Shortest connection networks and some generalizations.* Bell System Technology Journal, vol. 36, pages 1389–1401, 1957. (cité en page 136.)

[Rawle 2006] W. D. Rawle. *The Method of Moments : A Numerical Technique for Wire Antennas Design.* High frequency electronics, vol. 5, no. 2, page 42, FÈvrier 2006. `http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Feb06/HFE0206_Rawle.pdf`. (cité en page 29.)

[Roberts 1976] J. A. Roberts. *The pitch angles of electrons in Jupiter's radiation belt.* Proceedings of the Astronomical Society of Australia, vol. 3, pages 53–55, sep 1976. (cité en page 159.)

[Rosolen 1977] C. Rosolen. *Réseau Décamétrique de Nançay : Lignes à retard : calcul et ré alisation.* Rapport technique, Station de Radioastronomie de Nançay, France, 1977. (cité en page 72.)

[Russell *et al.* 2001] C. T. Russell, Z. J. Yu et M. G. Kivelson. *The rotation period of Jupiter.* Geophysical Research Letters, vol. 28, no. 10, pages 1911–1912, 2001. (cité en page 152.)

[Santos-Costa & Bolton 2008] Daniel Santos-Costa et Scott J. Bolton. *Discussing the processes constraining the Jovian synchrotron radio emission's features.* Planetary and Space Science, vol. 56, no. 3 - 4, pages 326 – 345, 2008. (cité aux pages 159, 160, 192 et 194.)

[Santos-Costa & Bourdarie 2001] D. Santos-Costa et S.A. Bourdarie. *Modeling the inner Jovian electron radiation belt including non-equatorial particles.* Planetary and Space Science, vol. 49, no. 3-4, pages 303 – 312, 2001. (cité aux pages 159, 192 et 194.)

[Santos-Costa *et al.* 2009] D. Santos-Costa, S. J. Bolton et R. J. Sault. *Evidence for short-term variability of Jupiter's decimetric emission from VLA observations.* Astron. Astroph., vol. 508, pages 1001–1010, DÈcembre 2009. (cité aux pages 161, 181, 182, 185 et 188.)

[Santos-Costa 2001] D. Santos-Costa. *Modélisation des ceintures de radiation d'électrons de Jupiter internes à Io.* Ph. d. thesis, École Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, 2001. (cité aux pages 157 et 159.)

[Schoenmakers & A. 2012] A. P. Schoenmakers et Renting G. A. *MeasurementSet description for LOFAR Ver. 2.08.00*, feb 2012. `http://lus.lofar.org/wiki/doku.php?id=documents:lofar_data_products`. (cité en page 162.)

[Schwab 1984] F. R. Schwab. *Relaxing the isoplanatism assumption in self-calibration ; applications to low-frequency radio interferometry.* Astron. Journal, vol. 89, pages 1076–1081, jul 1984. (cité en page 166.)

[Serylak *et al.* 2012] M. Serylak, A. Karastergiou, C. Williams, W. Armour, M. Giles et the LOFAR Pulsar Working Group. *Observations of transients and pulsars with LOFAR international stations and the ARTEMIS backend.* Proceedings of IAUS 291 Neutron Stars and Pulsars : Challenges and Opportunities after 80 years, J. van Leeuwen (ed.), Octobre 2012. (cité aux pages 16 et 17.)

[Sicard *et al.* 2004] A. Sicard, B. Bourdarie et D. Boscher. *Modelling the Jovian proton and ion radiation belts with Salammbô-3D.* In J.-P. Paillé, editeur, 35th COSPAR Scientific Assembly, volume 35 of *COSPAR Meeting*, page 2252, 2004. (cité en page 194.)

[Slee & Dulk 1972] O. B. Slee et G. A. Dulk. *80 MHz measurements of Jupiter's synchrotron emission.* Australian Journal of Physics, vol. 25, page 103, FÈvrier 1972. (cité aux pages 177 et 180.)

[Stewart *et al.* 2004] K. P. Stewart*et al. LOFAR antenna development and initial observations of solar bursts.* Planetary and Space Science, vol. 52, no. 15, pages 1351 – 1355, 2004. (cité en page 26.)

[Supernec 2002] Supernec. *Supernec manual : 4.3 The image and reflection coefficient methods (Poynting Software Ltd.)*, 2002. `http://www.supernec.com/manuals/snmomtrm.htm`. (cité aux pages 29 et 30.)

[Tan & Rohner 2000] G. H. Tan et C. Rohner. *The Low Frequency Array active antenna system*, Juillet 2000. (cité en page 27.)

[Tasse *et al.* 2012] C. Tasse, B. van der Tol, S. Bhatnagar, G. van Diepen et J. van Zwieten. *The LOFAR imager : Full polarization A-Projection with interferometers based on phased arrays.* in prep, 2012. (cité en page 162.)

[Taylor *et al.* 2012] G. B. Taylor, S. W. Ellingson*et al. First Light for the First Station of the Long Wavelength Array.* Journal of Astronomical Instrumentation, vol. 1, DÈcembre 2012. (cité en page 51.)

[Thompson *et al.* 2008] A.R. Thompson, J.M. Moran et J. George W. Swenson. Interferometry and synthesis in radio astronomy. John Wiley & Sons, 2008. (cité aux pages 101, 102 et 295.)

[Tokarsky 2007] P.L. Tokarsky. *Matrix theory of dissipative antenna arrays*. In 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques, pages 87–92, sep 2007. (cité en page 51.)

[Treumann 2006] Rudolf Treumann. *The electron,Äìcyclotron maser for astrophysical application*. Astronomy and Astrophysics Review, vol. 13, pages 229–315, 2006. (cité en page 152.)

[Tsuchiya *et al.* 2011] F. Tsuchiya, H. Misawa, K. Imai et A. Morioka. *Short-term changes in Jupiter's synchrotron radiation at 325 MHz : Enhanced radial diffusion in Jupiter's radiation belt driven by solar UV/EUV heating*. J. Geophys. Res. (Space Physics), vol. 116, no. A15, page 9202, Septembre 2011. (cité en page 160.)

[UIT 2013] UIT. *Union internationale des télécommunications*, 2013. `http://www.itu.int/`. (cité en page 5.)

[USN 2013] USN. *Caractéristiques des antennes du RDN*, 2013. `https://www.obs-nancay.fr/index.php?option=com_content&view=article&id=52:antennes-reseaux&catid=36:caracteristiques-techniques&Itemid=143`. (cité en page 25.)

[van Cappellen *et al.* 2007a] W. A. van Cappellen*et al. Low Band Antenna Architectural Design Document*. Rapport technique LOFAR-ASTRON-ADD-009, ASTRON, mar 2007. (cité aux pages 31, 32 et 33.)

[van Cappellen *et al.* 2007b] W. A. van Cappellen, M. Ruiter et G. W. Kant. *High Band Antenna Architectural Design Document*. Rapport technique LOFAR-ASTRON-ADD-016, ASTRON, jan 2007. (cité en page 76.)

[van Haarlem *et al.* 2013] M. P. van Haarlem, M. W. STRON : Wise, A. Gunst*et al. LOFAR : The Low Frequency Array*. Astron. Astroph., vol. submitted, 2013. (cité aux pages 5, 6 et 10.)

[Vasko *et al.* 2002] Francis J. Vasko, Robert S. Barbieri, Brian Q. Rieksts*et al. The cable trench problem : combining the shortest path and minimum spanning tree problems*. Computers & OR, vol. 29, no. 5, pages 441–458, 2002. (cité aux pages 141 et 142.)

[Voors 2002] A. Voors. *4nec2 : NEC based antenna modeler and optimizer*, 2002. `http://www.qsl.net/4nec2/`. (cité en page 29.)

[Warnick & Jensen 2007] K. F. Warnick et M. A. Jensen. *Signal and Noise Analysis of Small Antennas Terminated with High-Impedance Amplifiers*. In Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on, pages 1–6, 2007. (cité en page 27.)

[Weiner 2003] M.M. Weiner. Monopole antennas. Taylor & Francis, 2003. (cité en page 25.)

[Wells *et al.* 1981] D. C. Wells, E. W. Greisen et R. H. Harten. *FITS - a Flexible Image Transport System*. Astron. Astroph Sup., vol. 44, page 363, Juin 1981. (cité en page 292.)

[Whiting 2012] M. T. Whiting. *DUCHAMP : a 3D source finder for spectral-line data*. MNRAS, vol. 421, pages 3242–3256, Avril 2012. (cité en page 172.)

[Yatawatta *et al.* 2013] S. Yatawatta, A. G. de Bruyn, M. A. Brentjens*et al. Initial deep LOFAR observations of epoch of reionization windows. I. The north celestial pole*. Astron. Astroph., vol. 550, page A136, FÈvrier 2013. (cité aux pages 18 et 163.)

[Yen 1970] J. Y Yen. *An algorithm for finding shortest routes from all source nodes to a given destination in general networks*. Quart. Appl. Math., vol. 27, pages 285–292, 1970. (cité en page 137.)

[Zarka & Prangé 2001] P. Zarka et R. Prangé. *Introduction to the Special Issue : Magnetospheres of the Outer Planets (Part I)*. Planet. Space Sci., vol. 49, no. 3-4, pages 233 – 236, 2001. (cité en page 154.)

[Zarka 2004a] P. Zarka. *Fast radio imaging of Jupiter's magnetosphere at low-frequencies with LOFAR*. Planet. Space Sci., vol. 52, pages 1455–1467, dec 2004. (cité en page 158.)

[Zarka 2004b] P. Zarka. *Radio and plasma waves at the outer planets*. Advances in Space Research, vol. 33, pages 2045–2060, jan 2004. (cité en page 154.)

[Zarka 2007] P. Zarka. *Plasma interactions of exoplanets with their parent star and associated radio emissions*. Planetary and Space Science, vol. 55, no. 5, pages 598 – 617, 2007. (cité en page 16.)

[Zarka 2011] P. Zarka. *The Search for Exoplanetary Radio Emissions*. Planetary, Solar and Heliospheric Radio Emissions (PRE VII), pages 287–301, 2011. (cité en page 16.)

Liste des acronymes

AARTFAAC *Amsterdam-ASTRON Radio Transients Facility and Analysis Centre*

AL *Arm length*

ANR Agence Nationale de la Recherche

APA Antenne Papillon Active

APO *Antenna Positions Optimization*

ARTEMIS *Advanced Radio Transients Event Monitor and Identification System*

AR *Axial Ratio*

ASKAP *Australian Square Kilometre Array Pathfinder*

ATA *Allen Telescope Array*

ATCA *Australia Telescope Compact Array*

AW *Arm Width*

BBS *BlackBoard Self-Cal*

BF basse fréquence

CLFST *Cambridge Low-Frequency Synthesis Telescope*

CML longitude du méridien central ; *Central Meridian Longitude*

CNES Centre National d'Études Spatiales

CODALEMA *COsmic ray Detection Array with Logarithmic ElectroMagnetic Antennas*

CTP Problème câble-tranchée ; *Cable-trench problem*

DA *Droop Angle*

DDE effets dépendants de la direction ; *Direction Dependent effects*

DDM Différence de marche

E-LOFAR *Extended LOFAR*

EM Électromagnétique

ESA Agence Spatiale Européenne ; *European Space Agency*

ESPaDOnS *Echelle SpectroPolarimetric Device for the Observation of Stars*

EoR *Epoch of Reionization*

FA *Flare Angle*

FEP Fonction d'étalement de point ; *Point Spread Function (PSF)*

FITS *Flexible Image Transport System*

FJL *Feed Junction Length*

FLOW *French Long Wavelength*

FWHM *Full Width at Half Maximum*

GMRT *Giant Metrewave Radio Telescope*

GM *Grid Meshing*

GPS *Global Positioning System*

GS *Grid size*

GT *Ground Type*

GURT *Giant Ukrainian Radio Telescope*

GWR *Grid Wire Radius*

HBA *High-Band Antenna*
HF haute fréquence
HPBW *Half-Power Beam Width*
IGN Institut Géographique National
ILT *International LOFAR Telescope*
KSP projets clefs scientifiques ; *Key Science Projects*
LBA *Low-Band Antenna*
LBH *Low-Band High*
LBL *Low-Band Low*
LNA Amplificateur à Bas Bruit ; *Low Noise Amplifier*
LOFAR *LOw Frequency Array*
LSS *Super Station LOFAR*
LWABB *LWA Big Blade*
LWAF *LWA Fork*
LWA *Long Wavelength Array*
MFS synthèse d'ouverture multi-fréquences ; *multi-frequency synthesis*
MR Mini-réseau
MST Arbre couvrant minimum ; *Minimum Spanning Tree*
MS *Measurements Sets*
MWA *Murchison Widefield Array*
NEC *Numerical Electromagnetics Code*
NED *NASA Extragalactic Database*
NenuFAR *New Extension in Nançay Upgrading LOFAR*
PEC *Perfectly Conductive Ground*
RCU *Receiver Units*
RDN Réseau Décamétrique de Nançay
RFI *Radio Frequency Interference*
RHN Radiohéliographe de Nançay
RMS *Root Mean Square*
SED *Saturn Electrostatic Discharges*
SKA *Square Kilometer Array*
SLL Niveau des lobes secondaires ; *Side lobe level*
SPT Arbre de plus court chemin ; *Shortest Path Tree*
TOS Taux d'Onde Stationnaire
UAI Union Astronomique Internationale
UA unité astronomique
UIT Union Internationale des Télécommunications
USN Unité Scientifique de Nançay
UTR-2 *Ukrainian T-shape Radiotelescope Mark II*
VLA *Very Large Array*
VLBI *Very Long Baseline Interferometry*
WGS84 *World Geodetic System 1984*
WR *Wire radius*
WSRT *Westerbork Synthesis Radio Telescope*

Résumé

Les développements techniques récents en radioastronomie au sol ont permis l'émergence de nombreux nouveaux projets. LOFAR (le "LOw Frequency ARray") est un interféromètre de réseaux phasés comptant parmi ces nouveaux radiotélescopes géants. Son architecture distribuée à travers l'Europe comprend plusieurs milliers d'éléments regroupés en "stations". Il permet d'étudier l'Univers dans la fenêtre radio ∼20–250 MHz, inexplorée avec une très haute sensibilité et de très hautes résolutions angulaire, temporelle et spectrale.
La station LOFAR de Nançay a permis à la communauté française de participer aux projets scientifiques "clefs" de LOFAR. Elle a également suscité un développement instrumental original visant à augmenter significativement les performances de LOFAR aux basses fréquences ($\leq$ 80 MHz) en formant un nouveau réseau géant d'antennes sensibles : la "Super Station LOFAR" (LSS).
Le premier volet de cette thèse présente les études de conception et de réalisation d'un démonstrateur pour la LSS à trois échelles : l'antenne élémentaire, le "mini-réseau" d'une vingtaine d'antennes et la distribution globale de 96 mini-réseaux à Nançay. Ce projet est conçu pour être totalement compatible avec le réseau LOFAR et étendre ses performances (en particulier pour ses objectifs (exo)planétaires), et pour constituer un nouvel instrument sensible et autonome à Nançay.
Le second volet porte sur le développement d'un mode d'imagerie planétaire avec l'interféromètre LOFAR et son application à l'étude du rayonnement synchrotron des ceintures de radiation de Jupiter. Ce mode a rendu possible la formation des toutes premières images planétaires résolues dans la bande 127—172 MHz.

Mots-clefs : Radio astronomie basses fréquences, instrumentation, réseaux phasés, interférométrie, optimisation, Jupiter, Ceintures de radiation

Abstract

The recent progress of ground-based radioastronomy techniques have enabled the emergence of several new projects, supported by a growing scientific community. LOFAR (the LOw Frequency ARray) is an interferometer of phased-arrays representative of this new generation of giant radiotelescopes. Its distributed architecture across Europe consist of thousands of elements grouped in "stations". It enabled to study the Universe in the ∼20–250 MHz window, unexplored with a high sensitivity and high angular, temporal and spectral resolutions.
The LOFAR station in Nançay has enabled the french community to participate to the LOFAR "Key Scientific Projects". It has also motivated an original instrumental development aimed at increasing significantly the capabilities of LOFAR at low frequencies ($\leq$ 80 MHz). This project consists of a new giant array of sensitive antennas : the LOFAR Super Station (LSS).
The first part of this thesis presents design studies of the LSS as well as the realization of a demonstrator at three characteristic scales : the elementary antenna, the "mini-array" of about twenty antennas and the global distribution of 96 such mini-arrays in Nançay. This project is designed to be both fully compatible with LOFAR and to extend its performances (especially for (exo)planetary studies), and to be a new sensitive standalone radiotelescope in Nançay.
The second part of the thesis is focused on the development of a planetary imaging mode for LOFAR (as an interferometer) and its application to the study of the synchrotron emission arising from Jupiter's radiation belts. This mode enabled us to obtain the very first resolved planetary images in the band 127—172 MHz.

Keywords : Low-frequency radioastronomy, instrumentation, phased arrays, interferometer, optimization, Jupiter, radiation belts