



HAL
open science

Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par onde hyperfréquence.

Laurent Chane Kuang Sang

► To cite this version:

Laurent Chane Kuang Sang. Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par onde hyperfréquence.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de la Réunion, 2002. Français. NNT: . tel-00464105

HAL Id: tel-00464105

<https://theses.hal.science/tel-00464105>

Submitted on 16 Mar 2010

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.

UNIVERSITÉ DE LA RÉUNION
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

Année : 2002/2003

N° attribué par la bibliothèque

□□□□□□□□□□

Thèse présentée par
Laurent Chane Kuang Sang

pour l'obtention du titre de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LA RÉUNION

Discipline : Électronique

**Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par
injection pour un Transport d'Énergie Sans Fil par onde
hyperfréquence.**

Directeur de thèse

Pr. Jean Daniel LAN SUN LUK

Composition du jury

Mr, Professeur
Mr, Professeur
Mr, Maître de Conférences
Mr, Professeur
Mme, Maître de Conférences
Mr, Professeur

G. Alquié
T. Monédière
A. Céleste
J.P. Chabriat
B. Grondin-Pérez
J.D. Lan Sun Luk

Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Directeur de Thèse

NOMENCLATURE

Le séparateur décimal est le point.

\vec{B}	Champ d'induction magnétique	(T)
\vec{E}	Champ électrique	(V.m ⁻¹)
q	Charge de l'électron	(C)
m	Masse de l'électron	(g)
\vec{v}	Vitesse de l'électron	(m.s ⁻¹)
r_a	Rayon de l'anode	(m)
r_c	Rayon de la cathode	(m)
I_{bob}	Courant à l'électro-aimant	(A)
I_a	Courant anodique	(A)
V_a	Tension anodique	(V)
F_0	Fréquence d'oscillation libre	(Hz)
F_{inj}	Fréquence du signal d'injection	(Hz)
P_0	Puissance en sortie de l'oscillateur libre	(W)
P_{inj}	Puissance en sortie de la source d'injection	(W)
φ_0	Phase en sortie de magnétron libre	(rad)
φ_{inj}	Phase en sortie de la source d'injection	(rad)
$\Delta\varphi$	Déphasage entre l'oscillateur libre et la source d'injection	(rad)
ρ	Coefficient de réflexion	
P_i	Puissance incidente	(W)
P_r	Puissance réfléchie	(W)
Q_E	Facteur de qualité externe	
ω_0	Pulsation de l'oscillateur libre	(rad.s ⁻¹)
ω_{inj}	Pulsation de la source d'injection	(rad.s ⁻¹)
$Sigcom$	Signal de commande de l'alimentation Richardson	(V)
λ	Longueur d'onde	(m)
r	Distance de transmission	(m)
D	Diamètre de l'ouverture rayonnante	(m)
A_e	Surface d'ouverture de l'antenne d'émission	(m ²)
A_r	Surface d'ouverture de l'antenne de réception	(m ²)
\bar{Z}	Impédance complexe	(Ω)
Tre	Température de fonctionnement du magnétron	(°C)
T_{abs}	Température absolue	(°K)
$V_{lim}VCO$	Tension d'alimentation du VCO (injection)	(V)
$V_{com}VCO$	Tension de commande du VCO (injection)	(V)
V_{det}	Tension fournie par le détecteur HF	(V)
V_{I_a}	Tension image du courant anodique	(V)
V_{det}	Tension détecteur HF	(V)
RBW	Resolution BandWidth	(Hz)
SSBPN	Single SideBand Phase Noise	(dBc.Hz ⁻¹)
U	Variables d'entrée du système	
Y	Sorties du système	
(\hat{U}, \hat{X})	Entrées / Sorties estimées	
NNC	Nombre de Neurons Cachés	
η	Rendement	

ANNOTATIONS

CSO	Centrale Solaire Orbitale
TESF	Transport d'Énergie Sans Fil
HF	Hyperfréquences
CDI	Contrôle Direct Inverse
PID	Proportionnel Intégrale Dérivée
ISM	Industriel Scientifique et Médical
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CME	Conseil Mondial de l'Énergie
TEP	Tonnes Equivalent Pétrole
SER	Sources d'Énergie Renouvelable
NASA	National Aeronautics and Space Administration
TSF	Télégraphie Sans Fil
AC/DC	Régime alternatif / continu
OTA	Office of Technology Assessment
NASDA	NAtional Space Development Agency of Japan
GEO/LEO/MEO	Geostationary/Low/Medium Earth Orbit
CNES	Centre National d'Études Spatiales
SPS	Solar Power Satellite
THT	Très Haute Tension
LO	Local Oscillator
CW	Continuous Wave
TOS	Taux d'Ondes Stationnaires
MDA	Magnetron Directional Amplifier
CNA	Conversion Numérique Analogique
GPIB	General Purpose Interface Bus
SCXI	Signal Conditioning eXtended Interface
PCI	Peripheral Component Interconnect
NL / L	Non Linéaire / Linéaire
RN	Réseaux de Neurones
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
RBS	Réseaux de neurones bouclés à non linéarité sigmoïdale

Table des matières

Introduction	1
Chapitre 1 : Le Transport d'Energie Sans Fil par propagation d'ondes hyperfréquences.....	4
1.1 Les enjeux du TESH.....	4
1.2 Présentation du concept de TESH.....	7
1.2.1 Historique.....	7
1.2.2 Principe de fonctionnement.....	12
1.2.3 Propriétés caractéristiques d'un système de TESH.....	15
1.2.4 Applications du TESH.....	18
1.3 Positionnement du laboratoire.....	19
1.4 Problématique.....	22
Chapitre 2 : Etude bibliographique du magnétron verrouillé par injection et de son contrôle.....	26
2.1 Caractéristiques du générateur HF pour le TESH.....	26
2.2 Choix de la source d'émission HF : le magnétron.....	27
2.2.1 Présentation du magnétron.....	27
2.2.1.1 Historique.....	28
2.2.1.2 Description du magnétron.....	29
2.2.1.3 Applications.....	33
2.2.2 Justification du choix du magnétron.....	33
2.2.2.1 Brève description du klystron.....	33
2.2.2.2 Confrontation des caractéristiques du magnétron et du klystron.....	35
2.3 Démarche scientifique : magnétron verrouillé par injection.....	36
2.3.1 Dispositifs de contrôle du magnétron.....	37
2.3.1.1 Diagrammes de performance d'un magnétron.....	37
2.3.1.2 Dispositifs de réglage mécanique de la fréquence d'oscillation libre.....	39
2.3.1.3 Dispositifs de réglage électrique de la fréquence d'oscillation libre.....	39
2.3.2 Verrouillage du magnétron par injection.....	40
2.3.2.1 Théorie de l'injection.....	40
2.3.2.1.1 Principe du verrouillage par injection d'un magnétron.....	41
2.3.2.1.2 Conditions de verrouillage par injection.....	43
2.3.2.1.3 Développements théoriques à propos du verrouillage par injection.....	44
2.3.2.1.4 Compléments théoriques.....	47
2.3.2.1.4.1 Etude du verrouillage par un signal d'injection de forte amplitude.....	47
2.3.2.1.4.2 Influence du verrouillage par injection sur le niveau de bruit d'un oscillateur.....	49
2.3.2.2 Verrouillage de la fréquence.....	50
2.3.2.3 Verrouillage de la phase.....	51
2.3.3 Approche systémique de l'analyse du magnétron verrouillé par injection – Hypothèse de base de l'étude.....	52
Chapitre 3 : Développement du dispositif expérimental.....	56
3.1 Mise en œuvre expérimentale d'une voie HF.....	56
3.1.1 Définition des paramètres caractéristiques d'un magnétron verrouillé par injection.....	57
3.1.2 Maîtrise des grandeurs d'influence du magnétron.....	58
3.1.2.1 Ajout d'un électro-aimant sur le magnétron.....	58
3.1.2.2 Environnement confiné du magnétron en fonctionnement.....	59

3.1.3	Parcours de l'onde HF dans le dispositif expérimental.....	60
3.1.4	Source d'injection.....	65
3.2	Instrumentation.....	68
3.3	Détermination expérimentale des paramètres du magnétron en situation d'injection.....	70
3.3.1	Correspondance mesures et paramètres physiques.....	70
3.3.2	Acquisition de base de données expérimentales.....	73
3.3.2.1	Domaine de variation de chaque paramètre.....	76
3.3.2.2	Détection expérimentale du verrouillage du magnétron.....	77
3.4	Validation du dispositif expérimental.....	78
3.4.1	Source d'injection.....	78
3.4.2	Magnétron à vide.....	80
 Chapitre 4 : Méthodologie de contrôle hybride du magnétron.....		82
4.1	Caractérisation expérimentale du magnétron verrouillé par injection.....	83
4.1.1	Magnétron libre.....	83
4.1.2	Magnétron injecté.....	92
4.2	Verrouillage par injection du magnétron : résonances non linéaires et phénomène de synchronisation....	94
4.2.1	Notions générales sur les systèmes non linéaires.....	95
4.2.2	Le magnétron : oscillateur libre.....	96
4.2.3	Le magnétron injecté : oscillateur libre en régime d'oscillations forcées.....	97
4.3	Contrôle de la fréquence et de l'amplitude du magnétron.....	99
4.3.1	Limitation des méthodes de modélisation actuelles du magnétron.....	99
4.3.2	Intérêts des Réseaux de Neurones.....	100
4.3.3	Utilisation des RN pour la modélisation du magnétron verrouillé par injection.....	101
4.3.3.1	Modélisation à base de réseaux de neurones du magnétron verrouillé par injection.....	106
4.3.3.1.1	Modèle neuronal du magnétron libre.....	106
4.3.3.1.2	Modèle comportemental du Magnétron injecté.....	110
4.3.3.2	Contrôle Direct Inverse (CDI).....	113
4.3.3.2.1	Principe du Contrôle Direct Inverse.....	114
4.3.3.2.2	Identification et validation du correcteur neuronal.....	115
4.3.3.2.3	Implémentation du CDI sur une voie HF – Résultats.....	122
4.3.3.3	Contrôleur hybride : DIC & PID.....	126
4.3.3.3.1	Contrôleur hybride de type série.....	127
4.3.3.3.2	Contrôleur hybride de type « dual mode ».....	130
4.4	Vérification expérimentale de la phase.....	138
4.4.1	Mesure de la Phase.....	139
4.4.2	Principe de la mesure.....	139
4.4.3	Résultats.....	140
 Conclusions et Perspectives.....		146
 Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN.....		152

Introduction

Avec une croissance de la demande énergétique mondiale de 60 % d'ici à 2020, estimée par l'OCDE¹, la recherche de solutions d'approvisionnement énergétique durables, écologiques et capables de répondre à cette demande constitue un défi majeur pour le futur de l'Humanité.

L'augmentation des besoins énergétiques intéresse non seulement les pays développés, soucieux de maintenir leur croissance économique, mais aussi et surtout les pays en voie de développement dans leur volonté politique légitime d'accéder au Droit à l'Énergie. En effet, avec une répartition actuelle inégale où 20 % de la population mondiale, soit 1.2 Milliards d'habitants dans les pays les plus développés, consomment 60 % des ressources énergétiques totales, les 2/3 de la croissance de la consommation énergétique à venir concerneront les pays en voie de développement (les prévisions annoncent que 70 % des investissements seraient faits en Asie, en Afrique et en Amérique Latine).

La réponse apportée à ce défi énergétique d'envergure mondiale doit être certes quantitative mais aussi qualitative en terme de protection de la planète. Symbolisée par les accords récents de Kyoto, la prise de conscience collective de l'importance majeure du critère environnemental se traduit par la nécessité de mettre en œuvre une volonté politique de gestion rigoureuse et planifiée de l'énergie menée selon deux actions complémentaires :

- action pédagogique prônant le bien-fondé d'une maîtrise de l'énergie ;
- promotion de l'émergence de sources d'énergie alternatives, renouvelables et propres.

Sur ce deuxième point, de nombreuses solutions, mettant en œuvre des sources d'origines diverses (géothermique, hydraulique, biomasse, éolienne et solaire) sont à l'étude pour une implémentation à court terme.

Adoptant une démarche de nature prospective, le Laboratoire de Génie Industriel s'intéresse au concept de Centrales Solaires Orbitales (CSO), présenté initialement en 1968 par le chercheur américain Peter Glaser comme une ressource possible d'énergie alternative, propre et renouvelable. Le principe d'une CSO consiste à collecter l'énergie solaire disponible durablement en orbite terrestre avant de la transférer vers une station de réception par une liaison de type Transport d'Énergie Sans Fil (TESF).

¹ Organisation de Coopération et Développement Economique

Ainsi, ayant fait son apparition au sein du Laboratoire de Génie Industriel en 1994 sous l'impulsion du Dr Guy Pignolet², le thème du Transport d'Énergie Sans Fil (TESF) constitue l'un des axes de recherche de l'Équipe ACTES³. Dans le but de répondre aux besoins exprimés par la communauté scientifique internationale en matière d'expérimentations terrestres, une première étude de cas d'électrification du site isolé de Grand-Bassin par une liaison de type TESF a été menée au sein du Laboratoire. Celle-ci a mis en exergue la nécessité de développer dans un premier temps les choix technologiques actuels les plus adaptés pour une liaison point à point terrestre de type TESF. Compte tenu de l'essor récent des tubes à vide de puissance, en particulier du magnétron, cette étude a abouti à des propositions technologiques concernant le fonctionnement de la source hyperfréquence mise en œuvre dans le système d'émission. Plus précisément, la configuration offrant le meilleur compromis, selon des critères de coût et de fiabilité, consiste en l'utilisation d'un réseau phasé de plusieurs magnétrons dont la gamme de puissance correspond à celle des magnétrons de fours domestiques.

En raison de la place prioritaire accordée à la sécurité de fonctionnement dans le respect des normes en vigueur pour tout dispositif rayonnant dans le domaine public, il s'avère nécessaire de pouvoir maîtriser le diagramme de rayonnement en densité de puissance, direction et ouverture. Cette contrainte forte impose de pouvoir contrôler la distribution en amplitude et phase des sources alimentant les différents éléments rayonnants de l'antenne d'émission. Ceci justifie notre action en vue *d'élaborer une stratégie de contrôle des paramètres de sortie du magnétron* (fréquence, phase et amplitude).

La démarche que nous avons adoptée pour atteindre l'objectif d'un contrôle du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau alimentée par des magnétrons consiste à étudier, dans un premier temps le contrôle d'un magnétron unique, puis dans un deuxième temps, de réaliser la synchronisation de deux voies HF. Ceci autorise ensuite la généralisation à un réseau plus étendu de magnétrons. Les travaux menés dans le cadre de ce travail de recherche, concernent la mise en œuvre d'une stratégie de contrôle d'un magnétron unique. La mise en place d'algorithmes de commande vise à asservir la sortie du magnétron à une valeur de consigne, et à compenser les perturbations qui pourraient intervenir sur le système. De par sa nature d'*oscillateur libre*, le magnétron met en jeu des phénomènes complexes dont le caractère *non linéaire* ne peut être pris en compte par les techniques de contrôle linéaire classique. Pour faire face à ce problème, nous proposons une méthode originale de contrôle de la puissance et de la fréquence d'un magnétron, placé en situation de *verrouillage par injection*, mettant en jeu des *régulateurs numériques* fondés sur un modèle de représentation de type entrée-sortie à base de *réseaux de neurones*.

² Ingénieur CNES

³ Analyse et Contrôle des Transferts Énergétiques et des Systèmes

Le premier chapitre de ce mémoire décrit le concept du Transport d'Énergie Sans Fil par propagation d'ondes hyperfréquences. Après avoir rappelé les enjeux liés au développement du TESF, nous effectuerons un bref historique des faits marquants dans le domaine avant d'évoquer en détail le principe de fonctionnement du TESF. Ceci nous permettra d'une part de positionner l'action du Laboratoire dans le contexte de recherche internationale et d'autre part d'expliciter les contraintes expérimentales inhérentes aux applications de TESF pour une liaison point à point terrestre.

Le deuxième chapitre concerne l'étude bibliographique des dispositifs de contrôle susceptibles d'être implémentés pour le contrôle d'un magnétron opérant en situation de verrouillage par injection. Après avoir justifié le choix du magnétron en tant que générateur HF du système d'émission et rappelé les dispositifs existants de contrôle d'un magnétron libre, nous présenterons la démarche scientifique que nous avons adoptée. Elle s'appuie d'une part sur l'hypothèse du verrouillage par injection du magnétron et d'autre part sur la validation d'une approche systémique de type neuronale du système étudié.

Cette approche systémique mettant à profit la propriété d'approximateur universel des réseaux de neurones requiert l'acquisition de bases de données expérimentales représentatives du comportement du système. Ainsi, nous présenterons dans le troisième chapitre le dispositif pilote que nous avons mis en œuvre au sein du Laboratoire pour caractériser expérimentalement le magnétron en situation de verrouillage par injection. Cette étude expérimentale nous permettra de définir également les paramètres caractéristiques du système : les variables de commande ou les grandeurs de sortie.

Nous proposons dans le quatrième chapitre une méthodologie de contrôle hybride du magnétron verrouillé par injection qui s'appuie sur la connaissance expérimentale issue du chapitre précédent. Après avoir rappelé la complexité d'identification d'un modèle de connaissance, capable de décrire les phénomènes physiques non linéaires mis en jeu par un magnétron injecté, nous montrerons l'intérêt d'une architecture neuronale comme modèle de représentation dans un algorithme de Commande Direct Inverse (CDI). A la suite de l'implémentation de cet algorithme, pour le contrôle de la fréquence et de la puissance du magnétron, sur le dispositif expérimental du chapitre précédent, il sera montré que le régulateur neuronal est confronté à un problème de précision engendrant un écart continu par rapport aux valeurs de consigne. Pour remédier à ce problème, nous proposons une boucle de contrôle du magnétron de type hybride. Son principe consiste à coupler un régulateur neuronal non linéaire avec un correcteur linéaire classique de type PID suivant un mode de fonctionnement disjoint et complémentaire. Pour clore ce chapitre, nous vérifierons l'hypothèse de stabilité de la phase de sortie d'un magnétron dont le fonctionnement vérifie les conditions de verrouillage par injection.

Chapitre 1 : Le Transport d'Énergie Sans Fil par propagation d'ondes hyperfréquences

Le Transport d'Énergie Sans Fil (TESF) est défini comme un moyen de transmission d'une quantité d'énergie d'un point à un autre par le biais d'une onde électromagnétique. De par l'aspect libre de la liaison émetteur-récepteur, le TESH constitue une solution technologique émergente pour la mise en œuvre de dispositifs d'approvisionnement électrique de sites pour lesquels un raccordement classique au réseau électrique est inadapté.

L'objectif de ce chapitre est de définir le positionnement du Laboratoire de Génie Industriel dans la démarche de développement du TESH instaurée par la communauté scientifique internationale constituée des Américains, des Russes, des Canadiens et des Japonais [1].

Dans un premier temps, nous présenterons les enjeux liés à l'essor du TESH, justifiant de ce fait l'intérêt de notre équipe pour ce thème de recherche. Ensuite, en guise de présentation du concept de TESH, un bref rappel historique des actions menées dans le domaine nous permettra de positionner l'action du Laboratoire dans le contexte international. Nous terminerons ce chapitre par la présentation de la problématique posée dans le cadre de ce travail, concernant l'élaboration d'une stratégie de contrôle des grandeurs caractéristiques du magnétron en vue d'un fonctionnement en réseau.

1.1 Les enjeux du TESH

Les systèmes actuels de transmission d'énergie sans contact sont basés sur deux principes physiques impliquant un champ électromagnétique. Comme le montre la [Figure 1](#), le critère de choix entre ces deux principes est la distance de transmission :

- *Induction magnétique* pour les systèmes de transmission à faible portée (inférieure à 10 m) : les systèmes utilisant ce principe opèrent à des fréquences basses (de l'ordre du kHz) et sur une gamme de puissance pouvant atteindre quelques dizaines de kW. Les applications sont diverses et destinées notamment à l'alimentation électrique de systèmes mobiles ou encore à des systèmes de chauffage.
- *Propagation de l'énergie par champs électromagnétiques* pour les systèmes de transmission à portée supérieure (à partir de 10 m) : la gamme de fréquences choisie correspond au domaine des ondes hyperfréquences (bande ISM¹), plus favorable à une bonne focalisation du faisceau d'énergie émise.

¹ Industries Scientifique et Médical

Le TESH fait partie intégrante des systèmes basés sur ce deuxième principe mais les applications, en terme de transmission dans une chaîne de distribution électrique, restent actuellement au stade de prototype en vue d'études complémentaires en laboratoire.

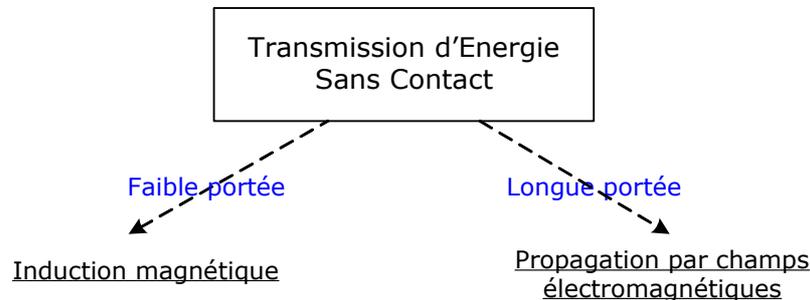


Figure 1 : Principes de transmission d'énergie sans contact

Selon le niveau de puissance mis en jeu, les enjeux du TESH sont variés :

- *Faible puissance* : Avec l'avancée constante de la technologie microélectronique, la capacité d'intégration des composants est telle que les systèmes électroniques tendent de plus en plus vers une miniaturisation des circuits dotés d'une consommation énergétique réduite. Ainsi, la possibilité d'un transfert d'énergie de faible puissance en l'absence de contact galvanique, procurée par le TESH, suffit à alimenter des systèmes éloignés ou ne pouvant intégrer un bloc d'alimentation pour des raisons de sécurité (appareils implantés dans le corps humain par exemple).

Dans le domaine des faibles puissances, il est à noter que l'utilisation des ondes hyperfréquences connaît un essor important dans le cadre de la transmission d'informations à haut débit et à moyenne portée. Deux bandes de fréquences faisant partie de la bande ISM sont privilégiées actuellement : la bande [2.400-2.4835 GHz] avec les normes Bluetooth, IEEE 802.11 et IEEE 802.11b (WiFi), et la bande [5.725-5.850 GHz] pour la norme IEEE 802.11a [2, 3]. En s'appuyant sur l'architecture de ce réseau sans fil existant, un enjeu technologique pour le TESH apparaît avec la notion de couplage de transmission d'informations et d'énergie [4, 5].

- *Moyenne à forte puissance* : Selon le Conseil Mondial de l'Énergie² (CME), la consommation énergétique mondiale passera de 9 Milliards de TEP³ au début des années 90 à 15 Milliards de TEP en 2020, avec une répartition favorisant nettement les ressources fossiles conformément à la Figure 2, au détriment des autres types d'énergies (nucléaire, renouvelables et nouvelles) [6].

² organisation politique constituée de représentants et d'organisations professionnelles d'une centaine de pays

³ Tonnes Equivalent Pétrole

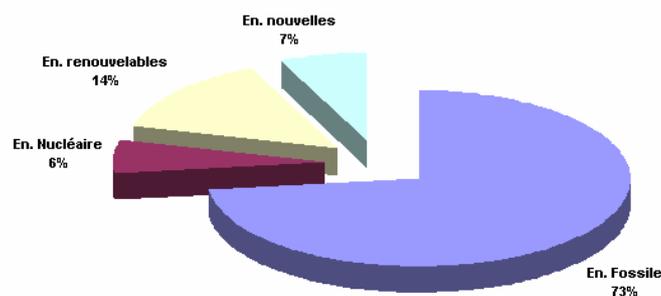


Figure 2 : Prédiction de la répartition en ressources de la consommation énergétique en 2020

De surcroît, l'inégalité dans la répartition selon le type de ressources énergétiques se retrouve dans la répartition démographique. En effet, seulement 1/5^{ème} de la population mondiale, située principalement dans les pays les plus développés, consomment un peu moins de 2/3 de la production énergétique actuelle. Il apparaît donc urgent de prévoir une réponse à la demande croissante future des pays en voie de développement en Asie, en Afrique et en Amérique Latine. Compte tenu de l'importance des gisements de ces pays en ressources fossiles (charbon et gaz naturel notamment) en quantité suffisante pour couvrir leurs besoins énergétiques, l'enjeu politique risque de prédominer devant le risque de réchauffement climatique de la planète engendrée par une augmentation perceptible des émissions de gaz à effet de serre.

Pour sortir de cette impasse en matière de développement durable, une nouvelle culture énergétique, fondée sur la maîtrise de l'énergie et le développement des énergies renouvelables, doit s'instaurer dans la continuité des accords de Kyoto signés par la communauté internationale le 10 décembre 1997. Compte tenu de leur relative facilité de mise en œuvre et de leur faible taux de pollution, les sources d'énergie renouvelable (SER) doivent être considérées comme une solution alternative crédible, à privilégier pour la production énergétique future. Un autre argument de poids en faveur de cette volonté politique réside dans le fait qu'une augmentation significative de la part de l'électricité provenant des SER dans la consommation totale d'électricité permet de réduire le taux de dépendance énergétique : c'est un critère de stabilité économique pour un pays (immunité vis-à-vis des fluctuations du marché énergétique imposées par les pays producteurs).

C'est dans cette optique que la NASA⁴ s'intéresse au concept de Centrale Solaire Orbitale (CSO) [7]. L'intérêt de ce projet consiste à intercepter l'énergie solaire directement dans l'espace afin de s'affranchir de la limitation due au cycle diurne de la disponibilité de l'énergie solaire captée au niveau terrestre. L'énergie collectée est ensuite transférée à une station de réception terrestre par une liaison de type TESF. Cette stratégie constitue un enjeu important du TESF pour l'émergence d'une source d'énergie alternative, renouvelable et

⁴ National Aeronautics and Space Administration

propre. Cependant, en raison d'un coût de transport spatial prohibitif, ce concept s'inscrit dans une vision à long terme de prospective énergétique d'envergure internationale [8]. Plus précisément, une démarche de développement progressif (par paliers) des CSO, proposée par Peter Glaser en 1993, a été adoptée par la communauté scientifique internationale [9].

Nous verrons ci-après la mise en œuvre de la première étape de cette démarche, dont la vocation est de démontrer la faisabilité technologique ainsi que la viabilité économique du concept de CSO au moyen d'applications initiales de transmission point à point terrestre, dans le cadre d'une description chronologique des réalisations marquantes du développement du TESH.

1.2 Présentation du concept de TESH

1.2.1 Historique

Le concept du Transport d'Énergie Sans Fil trouve son origine dans les travaux théoriques du physicien anglais James Clerk Maxwell. Dans le but de décrire l'influence dans l'espace environnant de la présence de charges électriques fixes ou en mouvement, ce dernier définit l'état électromagnétique d'un point quelconque de l'espace à partir de champs électrique et magnétique. S'appuyant sur le formalisme mathématique permettant de décrire la propagation d'effets de proche en proche (à partir des équations aux dérivées partielles utilisées au début du XIX^e siècle par le français Joseph Fourier pour décrire la propagation de la chaleur), il proposa en 1864 une description théorique des phénomènes ondulatoires sous la forme d'un ensemble d'équations fondamentales, laissant augurer la possibilité de transmettre de l'énergie d'un point à un autre par la propagation d'une onde électromagnétique.

Mais ce n'est qu'en 1888 qu'un jeune Allemand, Heinrich Hertz, élève de l'un des grands physiciens de l'époque, Hermann von Helmholtz, parvint à valider de manière expérimentale la théorie de Maxwell. La [Figure 3](#) montre le dispositif d'émission de Hertz, constitué d'un réflecteur parabolique illuminé par un dipôle (de demi longueur d'onde) résonnant à la fréquence de 500 MHz. La puissance (de forte intensité) transmise était de type impulsionnelle.

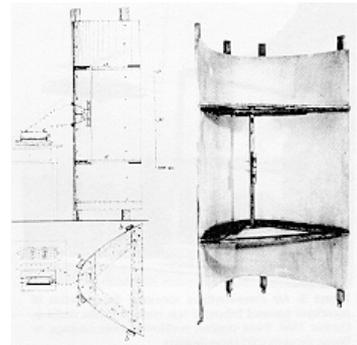


Figure 3 : Dispositif d'émission de Hertz

Dés lors cette théorie a ouvert la voie à un champ d'applications fécond dans le domaine des télécommunications hertziennes. Ce domaine se développa rapidement, à la fin du XIX^e siècle, grâce à la mise au point d'émetteurs et de récepteurs de plus en plus perfectionnés. En 1895, le Russe Aleksandr Popov réalisa en laboratoire la première transmission de signaux Morse par voie hertzienne, donnant ainsi naissance à la télégraphie sans fil (T.S.F.).

Six ans plus tard (1901), l'Italien Guglielmo Marconi réalisa une transmission de signal par voie hertzienne de part et d'autre de l'Océan Atlantique, reliant ainsi le continent européen au continent américain.

La première application sur le transport d'énergie sans fil est à mettre à l'actif d'un physicien américain d'origine croate, Nikola Tesla, qui suggéra d'utiliser les ondes électromagnétiques pour transporter l'électricité n'importe où dans le monde, sans ligne. Pendant la période 1899-1910, il fit construire une tour de transmission à Long Island, New York (Figure 4), mais ce projet fut abandonné faute de technologie appropriée (au niveau des sources de puissance notamment).



Figure 4 : Tour de TESH de Nicolas Tesla

Grâce aux progrès technologiques de la première moitié du XX^e siècle, en particulier à l'apparition et au développement des tubes électroniques à vide (klystron, magnétron, ...) [10], le concept de TESH connut un nouvel essor sous l'impulsion principale des chercheurs américains [11] durant la période 1963-1975, marquée par des démonstrations successives de prototypes de TESH de plus en plus performants.

- Chronologie de la contribution américaine au développement du TESH

1963: Réalisée dans le cadre d'un contrat à vocation militaire, la première démonstration d'un système complet de TESH a été présentée le 22 Mai 1963 au Spencer Laboratory de la Raytheon Co. (Figure 5). Opérant dans la bande ISM, à 2.45 GHz, la distance de transmission était de 7.4m pour une puissance émise de 400 W. Limité par la technologie disponible à cette époque, ce premier système de TESH obtint néanmoins un rendement global⁵ de 13 %.

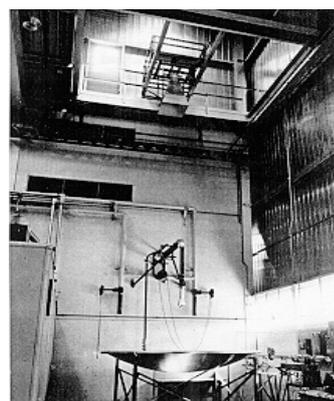


Figure 5 : Premier système de TESH

⁵ Rendement de type DC-DC

1964 : En vue d'élargir le champ d'application du concept de TESH, une démonstration publique d'un hélicoptère alimenté par un faisceau hyperfréquence à 2.45 GHz a été menée par l'équipe de recherche impliquée dans la démonstration précédente (Figure 6). Outre un allongement de la distance de transmission (18 m), l'avancée technologique résidait dans l'utilisation pour le système d'émission d'un générateur HF de puissance et à bon rendement : le magnétron.

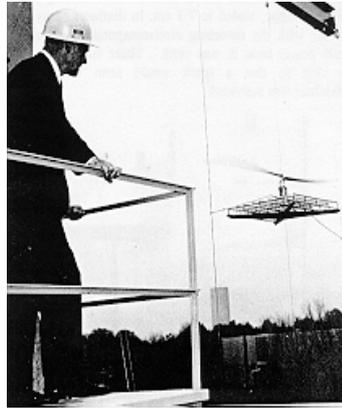


Figure 6 : Hélicoptère alimenté par TESH

De cette démonstration émergea la possibilité d'appliquer le TESH comme source d'alimentation de dispositifs aériens (aéronef) de communication ou de surveillance [12]. Ces travaux marquent l'apparition du terme « Rectenna », contraction de « Rectifying Antenna », et désignant le regroupement de la fonction de redressement (AC/DC) dans le dispositif d'antenne de réception.

1968 : L'avancée technologique suivante concerne la présentation, par Werner von Braun, d'une structure innovante de rectenna (Figure 7) dont le rapport $P_{sortie}/Masse$ atteignait 1 kW/kg (soit un gain de 3). Cette étape fut à l'origine de l'implication de la NASA dans une démarche d'amélioration des performances globales des systèmes de TESH.

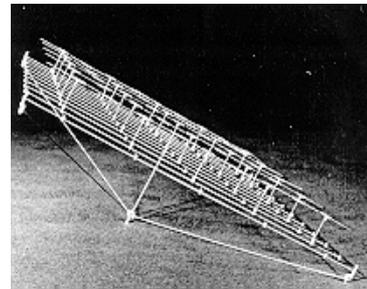


Figure 7 : Rectenna de W. von Braun

L'intérêt de la NASA réside dans l'objectif de mettre à profit la possibilité d'une liaison TESH pour l'implémentation à long terme du concept de Centrale Solaire Orbitale (CSO) proposé par Peter Glaser [13]. Evoluant sur une orbite géostationnaire, à l'instar des satellites de communication, le CSO est fondé sur le principe suivant : l'énergie solaire captée par un collecteur est transformée en courant continu (cellule photovoltaïque), avant d'être convertie sous forme d'énergie micro-ondes rayonnée vers la Terre sous la forme d'un faisceau d'ondes électromagnétiques (Figure 8).

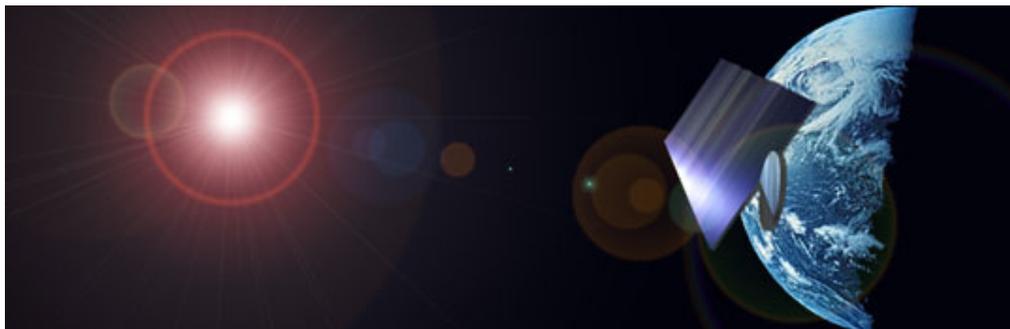


Figure 8 : Représentation d'une Centrale Solaire Orbitale

De par la disponibilité et l'immensité du gisement de l'énergie solaire spatiale, le CSO est présenté comme une source d'énergie alternative renouvelable potentielle, capable de subvenir aux besoins mondiaux futurs [14].

Se basant sur le système de référence de CSO, précisé par P.Glaser en 1979, une étude détaillée et globale, menée par l'OTA⁶ en 1981 pour le compte du Département américain de l'Énergie, mit en exergue une incompatibilité entre la faisabilité technique du projet et le coût prohibitif du budget requis [15]. Cet obstacle financier entraîna une suspension du financement de l'État américain pour le projet de CSO.

1970 : Dans la continuité de l'effort porté par l'agence spatiale américaine sur l'amélioration du rendement global de la chaîne de TESH, le dispositif représenté à la Figure 9, a été réalisé au sein de la Raytheon Co avec un rendement global doublé par rapport à celui de 1963 (26 %).

Cette avancée technologique s'explique par l'augmentation du rendement de l'opération de conversion AC/DC obtenue par l'utilisation d'une structure de rectenna dont chaque élément opère un redressement de type double alternance par pont de diodes.

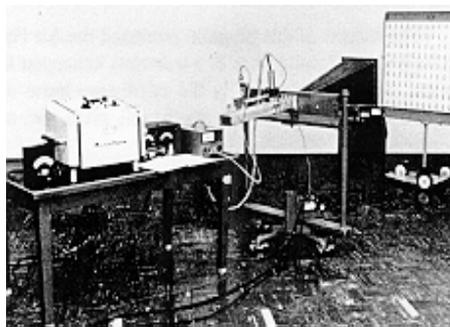


Figure 9 : Système de TESH supporté par la NASA

1975 L'année 1975 est une année charnière, marquée par l'aboutissement des recherches menées par la Raytheon Co avec la démonstration :

- d'un système pilote de TESH dont le fonctionnement en laboratoire caractérisé par un rendement global de 54 % (sans contrainte de limitation sur la densité de puissance) a été certifié par le service de qualité de la JPL⁷ (Figure 10).

⁶ Office of Technology Assessment (organisme gouvernemental créé par le Congrès américain en 1972)

⁷ Jet Propulsion Laboratory (NASA)

- et d'un prototype dont le dimensionnement représente le franchissement d'un palier important de la technologie du TESH en terme de distance et de puissance de transmission : 10 kW de puissance DC en sortie du rectenna sur une distance de transmission de 1.54 km. La [Figure 11](#) montre l'implémentation du prototype dans le désert de Goldstone.

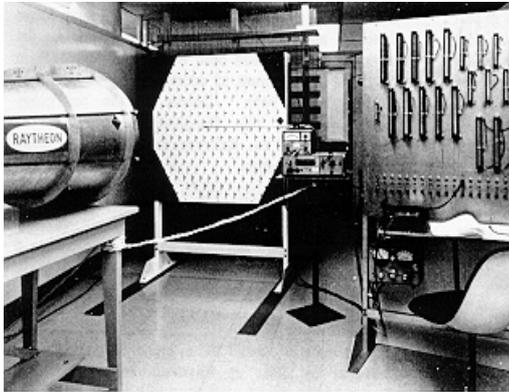


Figure 10 : Pilote TESH certifié par le JPL



Figure 11 : Installation TESH de Goldstone

Les travaux menés jusqu'à cette année 1975, dans le but d'accroître le rendement global d'un système de TESH, ont abouti à des avancées technologiques majeures portant à la fois sur le système de réception (rectenna) [16, 17] et sur celui d'émission (source HF de puissance à rendement élevé et pointage du faisceau) [18, 19].

Couronnées de succès, ces deux dernières démonstrations ont contribué pleinement à la validation de solutions techniques susceptibles d'être mises en œuvre pour des applications de TESH.

Après une période suspensive, décidée par le gouvernement américain en raison de l'importance des obstacles économique (coût du transport spatial) et sociologique (acceptation sociale du « risque » des micro-ondes sur l'environnement), la contribution américaine au développement du projet de CSO connaît un nouvel essor depuis 1997 avec une réactualisation par la NASA du système de référence de P.Glaser. Outre l'évolution technique générée par l'intégration des technologies les plus récentes, cette nouvelle étude met l'accent sur la nécessité d'une vision internationale allant dans le sens d'une politique énergétique mondiale dans laquelle l'implémentation des CSO serait économiquement viable [20].

De par l'importance de leur contribution à l'amélioration des performances des systèmes de TESH, l'ensemble des actions décrites précédemment confère aux Américains le statut de pionnier et surtout de leader dans le domaine.

Ainsi, dans la mouvance de la démarche américaine, s'est instaurée une prise de conscience de la communauté scientifique internationale en faveur du développement du TESH impliquant :

- La Réunion avec l'étude de cas de Grand-Bassin (1996) [21] ;
- le Japon avec les projets MILAX⁸ (1992), ISY-METS⁹ (1993), ETHER¹⁰ (1995) et SPS2000 [22] ;
- le Canada avec le projet SHARP¹¹ (1987) [23] ;
- la Russie [24-26].

L'ensemble des projets réalisés ou en cours de réalisation sera évoqué plus loin de manière détaillée dans un tableau récapitulatif des applications liées au domaine du TESH.

A l'heure actuelle, il s'avère que le Japon a repris le flambeau dans la volonté de mise en œuvre d'un système de CSO opérationnel (mais d'envergure moindre que celle du système de référence américain). En effet, confronté à une situation politique énergétique basée essentiellement sur l'exploitation de ressources fossiles importées ou nucléaires, l'Agence Nationale de Développement Spatial Japonais (NASDA) a proposé la réalisation d'un satellite expérimental équipé de piles à énergie solaire capable de délivrer sur Terre une énergie de puissance comprise entre 1 kW et 1 MW. Pour mener à bien ce projet, les Japonais adoptent une stratégie différente de celle utilisée par les Américains, consistant à faire appel à des partenaires privés dans la phase de conception du satellite.

Ainsi, deux consortiums sont impliqués dans ce projet :

- Mitsubishi Heavy Industries et NEC Toshiba Space Systems ;
- Mitsubishi Electric, Ishikawajima-Harima Industries, IHI Aerospace Engineering, Kawasaki Heavy Industries et Shimizu.

Le lancement de ce satellite par l'agence spatiale japonaise est prévu entre 2005 et 2007 [27].

1.2.2 Principe de fonctionnement

Le principe du Transport d'Énergie Sans Fil entre un système d'émission et un système de réception est basé sur le transport par voie hertzienne de l'énergie sous la forme d'une onde hyperfréquence.

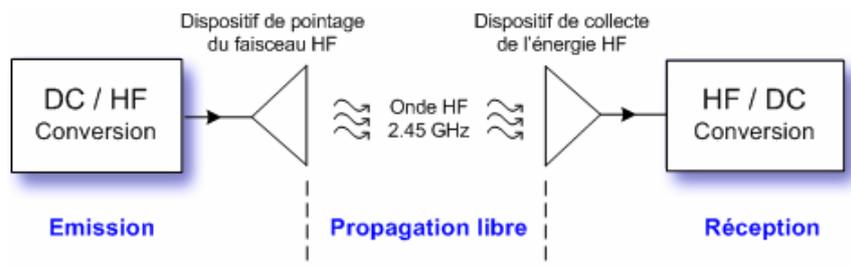


Figure 12 : Schéma de principe du TESH

⁸ Microwave Lifted Airplane Experiment

⁹ International Space Year-Microwave Energy Transmission in Space

¹⁰ Energy Transmission to a High altitude long endurance airship Experiment

¹¹ Stationary High Altitude Relay Platform

Comme le montre la [Figure 12](#), la structure d'une chaîne de TESH peut être décomposée en trois systèmes distincts :

- Système d'émission

Le rôle de ce système est de convertir une puissance de type continu en énergie micro-ondes. Compte tenu du niveau de puissance requis par les systèmes de TESH, le choix des sources dans la zone spectrale des micro-ondes se limite à la famille des tubes à vide.

Doté d'une gamme de puissance large et d'un rendement, $\eta_{DC/RF}$, atteignant 80 %, le magnétron, produit en grande série pour les applications domestiques, offre de surcroît un intérêt économique important par rapport aux autres tubes à vide susceptibles d'être implantés dans le système d'émission (le klystron notamment). Faisant partie de la catégorie des tubes oscillateur, le principe de fonctionnement du magnétron sera décrit de manière détaillée dans le chapitre 2 traitant du verrouillage par injection du magnétron.

Ces éléments s'inscrivant dans la continuité des travaux de recherche antérieurs, menés principalement par les Américains, plaident en faveur de l'adoption du magnétron en tant que source micro-ondes d'un système d'émission TESH. En particulier, une étude approfondie a été conduite par W.C. Brown afin d'adapter les capacités d'un simple magnétron de four micro-ondes domestique aux conditions de fonctionnement spécifiques d'une CSO [19].

- Système de liaison par voie hertzienne

Ce dispositif joue le rôle d'interface entre le milieu correspondant à la propagation guidée des micro-ondes, issues de la source HF du système d'émission, et le milieu où s'opère la propagation en espace libre de ces ondes.

Dans le cadre d'une propagation en espace libre, trois zones distinctes peuvent être définies selon l'écart entre les antennes d'émission et de réception. Plus précisément, la [Figure 13](#) représente le comportement de la densité de puissance rayonnée en fonction de la distance de transmission, notée r .

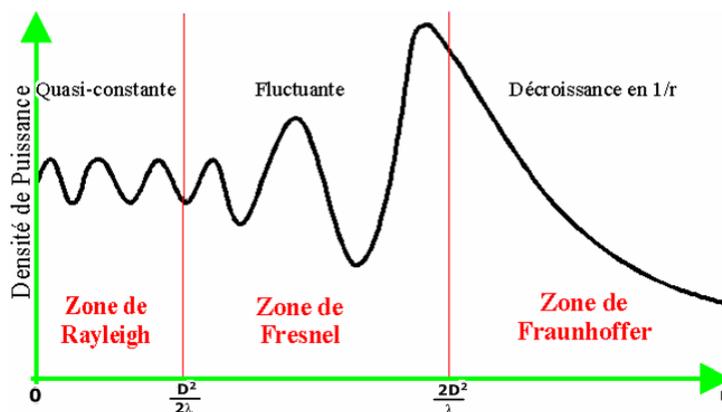


Figure 13 : Zones de propagation en espace libre

Dans une zone de champ propre, définie par $r < \frac{D^2}{2\lambda}$ (où D est le diamètre de l'ouverture rayonnante et λ la longueur d'onde), la densité de puissance est quasi constante. Dans cette première zone, appelée zone de Rayleigh, 90 % de l'énergie rayonnée reste concentré à l'intérieur d'un faisceau étroit de forme tubulaire.

La seconde zone, appelée zone de Fresnel et définie par $\frac{D^2}{2\lambda} \leq r \leq \frac{2D^2}{\lambda}$, est caractérisée par une densité de puissance rayonnée fluctuante. Par rapport à la zone précédente, le faisceau d'énergie commence à diverger.

Enfin, la dernière zone, appelée zone de Fraunhofer, concerne la zone dite de champ lointain où la distance de transmission est grande devant la longueur d'onde ($r > \frac{2D^2}{\lambda}$). Dans cette zone, les champs sont rayonnés sous la forme d'onde quasiment plane (suivant un faisceau omnidirectionnel) et la densité de puissance décroît en $1/r^2$.

Dans l'optique d'un transfert optimal d'énergie via une propagation en espace libre, la zone de Fraunhofer est la configuration la plus pénalisante en terme de bilan de liaison.

De manière analogue aux calculs d'antennes dans le domaine des télécommunications, la qualité de transmission d'un système TESH est quantifiée par la notion de rendement, η_L .

En considérant un faisceau de longueur d'onde λ émis par une antenne à forte directivité, comme une antenne parabolique de surface d'ouverture A_e par exemple, et atteignant une antenne de réception, éloignée de la distance r (située dans la zone de Fresnel) et de surface équivalente A_r , la [Figure 14](#) montre l'évolution du rendement de transmission¹² η_L en fonction du paramètre normalisé :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_e \cdot A_r}}{\lambda \cdot r} \quad [28]$$

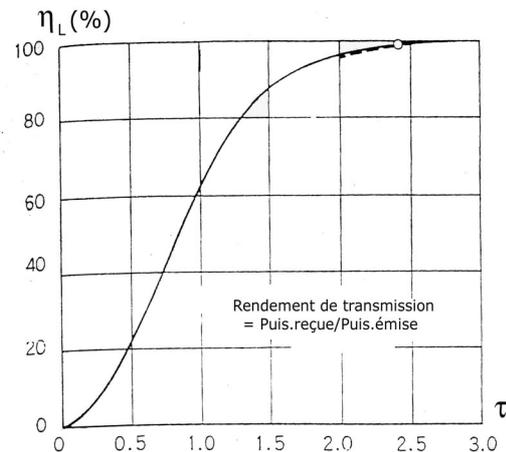


Figure 14 : Rendement de transmission

En se référant aux prototypes américains de TESH cités précédemment, la longueur d'onde et la distance de transmission étant fixées, un rendement de transmission maximum de 60 % a pu être atteint pour des dimensions d'antennes acceptables.

- Système de réception

Le rôle du système de réception est de collecter l'énergie micro-onde se propageant dans l'espace libre et de la convertir en une énergie de type DC (courant continu). Pour ce faire,

¹² $\eta_L = \text{Puissance reçue} / \text{Puissance émise}$

ce système comprend une antenne associée à un filtre HF, un circuit redresseur et un filtre DC (Figure 15).

D'un point de vue technique, la stratégie adoptée initialement par les Américains est d'intégrer l'ensemble de ces fonctions dans un dispositif de réception global appelé « rectenna ».

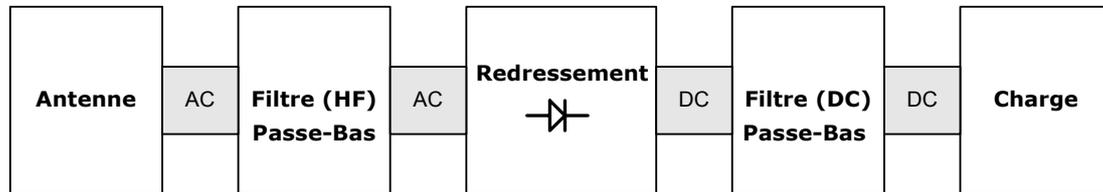


Figure 15 : Décomposition en blocs fonctionnels d'un rectenna

L'unité de redressement est un montage généralement à base de diodes Schottky caractérisées par un temps de commutation rapide. Selon le niveau de puissance en entrée de cette unité, une configuration de redressement de type mono-alternance (une diode) ou de type double alternance (pont de diodes) sera préférée.

Concernant l'unité de filtrage, il faut signaler la présence d'un filtre en amont et en aval de l'unité de redressement. Le filtre HF, situé entre l'antenne de réception et le module de redressement a pour but d'une part d'adapter l'impédance de l'antenne pour les différents modes de fonctionnement de la diode, et d'autre part de bloquer tout retour d'harmoniques générées par le module de redressement et susceptibles d'être rayonnées par l'antenne dans l'espace libre. Une solution à ce problème consisterait à utiliser une antenne boucle ne pouvant résonner sur les harmoniques autres que la fondamentale [29].

Le filtre DC, filtre passe-bas classique de type LC, est placé en sortie du redresseur pour assurer un signal de type continu au niveau de la charge. Le rendement de la rectenna, $\eta_{RF/DC}$, étant lié à la charge, une opération d'adaptation est nécessaire entre la sortie du filtre DC et la charge en sortie.

Dans le but d'obtenir le meilleur rendement global pour le système de réception, les principaux travaux ont porté essentiellement sur la mise au point de ces deux unités [16, 30, 31]. Ainsi, avec une rectenna dimensionnée pour une fréquence de 2.45 GHz, un rendement de 85 % a pu être obtenu pour une puissance restituée de 10 % lors de la démonstration de Goldstone en 1975.

1.2.3 Propriétés caractéristiques d'un système de TESF

Le principe du TESF étant basé sur la propagation de l'énergie sous la forme d'une onde, la première caractéristique à définir concerne le *choix de la fréquence* de l'onde.

Dès les premières études réalisées dans le domaine, la bande ISM (2.4 à 2.5 GHz) a été adoptée pour les raisons suivantes :

- Etant déjà bien implantée dans divers domaines d'application (télécommunication ou télédétection par exemple), la technologie des composants opérant dans cette gamme de fréquence est déjà disponible avec un bon rapport qualité/prix.
- Conformément aux critères d'attribution des fréquences imposés par l'Agence Nationale des Fréquences, la bande ISM est destinée aux applications à vocation Industrielle, Scientifique et Médicale. Afin d'en favoriser le développement, elle bénéficie d'une réglementation libre de toute obligation de droit de licence d'utilisation d'une fréquence dans cette bande. Les seules contraintes concernent les applications extérieures publiques avec le respect de la norme de sécurité internationale de densité de puissance rayonnée¹³ et du seuil maximal de niveau de bruit de phase au-delà duquel apparaissent les problèmes d'interférence.
- Enfin, il s'avère que cette bande de fréquence est très peu sensible au phénomène d'atténuation atmosphérique terrestre. La Figure 15 représente la courbe d'atténuation issue du phénomène d'absorption par les gaz constituant de l'atmosphère (oxygène, vapeur d'eau ...) pour différentes longueurs d'onde, dans le cas idéal, soit en l'absence de l'atténuation par diffusion due à un temps pluvieux. Il apparaît que ce phénomène d'absorption est à prendre en compte essentiellement pour des applications opérant à des fréquences supérieures à 10 GHz.

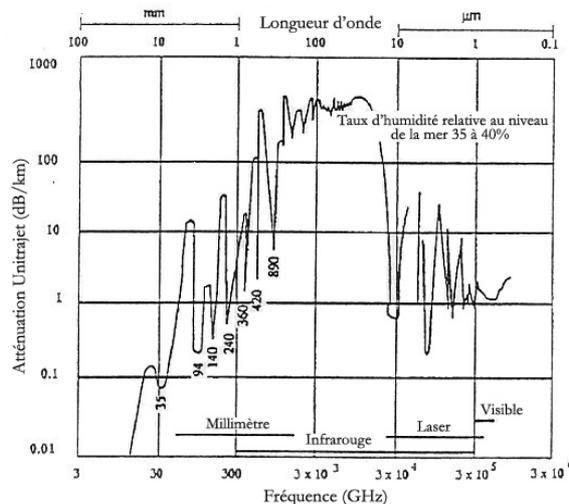


Figure 16 : Courbe d'atténuation atmosphérique

Concernant la *source d'émission*, parmi les générateurs opérant dans la bande ISM avec une gamme de puissance large, deux candidats répondent favorablement aux exigences techniques : le klystron et le magnétron [32]. Nous précisons dans le chapitre suivant, les caractéristiques souhaitées pour le générateur HF choisi dans le cadre d'une application de TESF.

¹³ 1 mW/cm² à 10 mW/cm²

Caractéristiques du signal « TESF »

Le niveau de puissance du signal « TESF » étant équivalent voire supérieur à ceux utilisés par les autres applications évoluant dans la bande ISM, une extrême attention doit être portée à la définition précise de ses caractéristiques :

- Signal rayonné monochromatique stable dont la fréquence est positionnée en milieu de bande afin de limiter le risque d'interférence avec les fréquences voisines de la bande choisie. Le choix d'un signal à fréquence unique offre de plus un intérêt pratique pour le dimensionnement et l'optimisation des circuits d'émission et de réception.
- Bonne pureté spectrale du signal émis, caractérisée par un faible niveau de bruit de phase. A ce propos, parmi les deux sources potentielles citées plus haut, des travaux ont montré une bonne aptitude du magnétron verrouillé par injection à satisfaire aux exigences de seuil de bruit de phase.
- Faible niveau d'émission des harmoniques générées au sein du système d'émission par la présence du taux d'ondulation de l'alimentation de la source HF ou de composants non linéaires à l'origine de phénomènes d'intermodulation (amplificateurs ou mélangeurs HF par exemple).

Caractéristiques du rectenna

Parce qu'elle constitue l'interface entre l'énergie rayonnée par le système d'émission et la charge constituée par le réseau final de distribution électrique, les travaux d'optimisation de ce dispositif se doivent de respecter certaines propriétés spécifiques aux applications TESF :

- Rendement élevé de l'ordre de 80 à 85 %, défini par :

$$\eta_{RF/DC} = \text{Puissance HF collectée} / \text{Puissance DC disponible à la charge}$$
- Faible directivité du rectenna avec une réduction maximale du rendement de 5 % pour un écart du faisceau incident de 30° par rapport à une incidence normale.
- Souci d'adaptation des grandeurs électriques en sortie d'un rectenna élémentaire avec la charge :

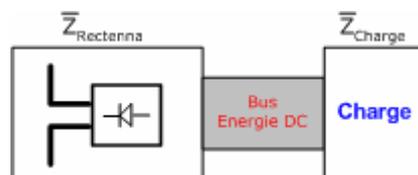


Figure 17 : Adaptation d'impédance d'un rectenna élémentaire

Pour une puissance donnée en sortie du rectenna élémentaire, représenté à la [Figure 17](#), le maximum de puissance circulant de manière unilatérale de la sortie du rectenna vers la charge, sur le bus d'énergie DC, est obtenu en dimensionnant le rectenna ou la charge de sorte à respecter la condition d'adaptation suivante sur les impédances complexes du rectenna et de la charge :

$$\bar{Z}_{\text{Rectenna}} = \bar{Z}_{\text{Charge}}^*$$

- Stratégie de mise en réseau de rectenna élémentaire afin de limiter l'impact de la fragilité des diodes de redressement.
- Respect de la norme de sécurité internationale sur le rayonnement électromagnétique.
- Bonne intégration environnementale associée à une propriété de transparence du rectenna vis à vis du rayonnement solaire afin de rendre utile la surface de réception.
- Conception ergonomique d'une architecture de rectenna manufacturable (indispensable pour le montage de structures de rectenna de grande dimension).

Dans le cas d'une utilisation spatiale (CSO par exemple), d'autres caractéristiques spécifiques viennent s'ajouter à celles évoquées précédemment : dispositif de contrôle de la température de fonctionnement du rectenna (évacuation de l'énergie thermique issue du rayonnement solaire), structure flexible déployable, utilisation de matériaux à longue durée de vie dans l'espace, etc.

Définition du rendement d'un système de TESH

Selon la notation utilisée plus haut pour le rendement de chacun des blocs constitutifs d'une chaîne de TESH, la notion de rendement global est définie conventionnellement par :

$$\eta_{\text{global}} = \eta_{\text{émission}} \cdot \eta_{\text{propagation en espace libre}} \cdot \eta_{\text{réception}}$$

soit

$$\boxed{\eta_{DC/DC} = \eta_{DC/RF} \cdot \eta_L \cdot \eta_{RF/DC}}$$

1.2.4 Applications du TESH

En se référant au programme de développement par palier prôné par P.Glaser [9], il apparaît une grande diversité des applications liées au TESH. L'ensemble de ces applications peut être décomposé en cinq grandes familles selon le critère de la distance de transmission. Les caractéristiques techniques correspondant à chacune de ces familles sont regroupées dans le tableau ci après.

Selon la famille d'applications, les contraintes environnementales étant plus ou moins fortes, il est possible, d'une part d'utiliser des niveaux de densité de puissance supérieurs à ceux des normes de sécurité préconisées sur Terre¹⁴ (augmentation de l'énergie collectée pour une même surface de réception) et d'autre part d'émettre dans une bande de fréquences supérieures à 2.45 GHz (réduction de la taille des antennes).

¹⁴ 10mW/cm² selon la norme International Radiation Protection Association

Distance de transmission décroissante ↓	Type de Transmission	Directivité du faisceau	Spectre	Polarisation
	Espace ⇒ Espace	Faisceau large entre S/C* et S/C	Monochromatique λ (mm)	Dual-linéaire ou circulaire (changement d'orientation du faisceau)
	Espace ⇒ Terre	Fixe (orbite GEO)	Monochromatique (bandes S & C) λ (cm ou mm)	Linéaire
	Terre ⇒ Espace	Fixe (GEO) Variable (MEO & LEO)	Monochromatique λ (mm)	Linéaire (GEO) & dual-linéaire ou circulaire (MEO & LEO)
	Terre ⇒ Atmosphère	Variable (avion) Quasi-fixe (dirigeable)	Monochromatique (bandes S & C) λ (cm ou mm)	Système à poursuite linéaire ou circulaire
	Terre ⇒ Terre	Fixe	Monochromatique (bandes UHF, S, C, X) λ (cm ou mm)	linéaire ou circulaire (orientation variable)

Pour chacune des cinq familles définies dans le tableau précédent, la densité de puissance peut varier de 80 à 3000 W.m⁻². Un travail de synthèse des applications possibles et de leurs caractéristiques associées a été mené par R. Dickinson [33].

1.3 Positionnement du laboratoire

Sous l'impulsion du Dr. Guy Pignolet, ingénieur au CNES¹⁵, le Transport d'Énergie Sans Fil a été introduit en tant que thème de recherche de l'équipe ACTES¹⁶ du Laboratoire de Génie Industriel en 1994. S'inscrivant dans le cadre de la première phase de développement du TESF, les travaux menés par notre équipe concernent l'étude de liaison point à point terrestre et de puissance moyenne (quelques dizaines de kilowatts). Le type d'applications visé est principalement l'alimentation de sites isolés de montagne, en périphérie du réseau de distribution électrique conventionnel (Figure 18).

¹⁵ Centre National d'Études Spatiales

¹⁶ Analyse et Contrôle des Transferts Énergétiques et des Systèmes

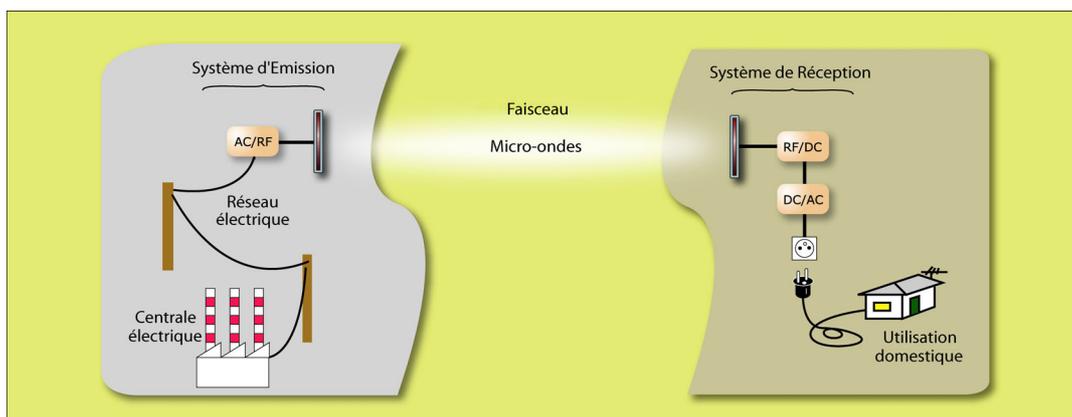


Figure 18 : Principe d'une liaison TESH point à point terrestre

En parallèle à une approche scientifique, notre premier souci a été d'adopter une démarche préliminaire en faveur de l'acceptation psychologique du projet par la société civile : population et instances de décision publique. Il est clair que sans le soutien de ces deux entités, toute initiative de développement du TESH au sein du laboratoire (et *a fortiori* dans le domaine public) serait fortement compromise. Ces deux aspects de notre approche jalonnent le cheminement des premières actions menées dans le cadre du laboratoire.

Le premier volet de notre démarche concerne l'objectif de sensibilisation du public. Pour ce faire, des actions de diffusion de l'information ont été menées dans le cadre de diverses manifestations de vulgarisation scientifique en vue d'une meilleure connaissance du concept de TESH :

- Maquette SPS2000 (Museum Stella Matutina) [34]
- Ecomusée du village de Grand Bassin [35]
- Valise de démonstration portable [36]
- Accueil de l'association « Jeunes Reporters pour l'Environnement »¹⁷
- Manifestations publiques : Sciences en Fête à La Réunion (1997), Exposciences à Saint-Pierre (2000), Colloque sur la Recherche à Maurice (2001), Electralis à Liège (2001) et Semaine franco-allemande à La Réunion (2001).
- Démonstration d'un prototype de TESH à la conférence internationale WPT'01¹⁸ au campus du Tampon. Les caractéristiques du prototype étaient définies pour le transport d'une puissance d'émission continue de 800 W (fournie par un magnétron de 2 kW) sur une distance de propagation de 40 m (Cf Figure 19). Au niveau de la réception, le dispositif était constitué d'un panneau de rectenna contenant 2376 antennes dipôles de type H en circuits imprimés et couvrant une surface de collecte de 11.76m². La Figure 20 montre l'utilisation de la puissance reçue pour l'alimentation de 3 lampes de 9 W chacune.

¹⁷ <http://www.ac-grenoble.fr/yre/agency/library/missions/missrep1997/online/rap-nuc.htm>

¹⁸ Wireless Power Transportation

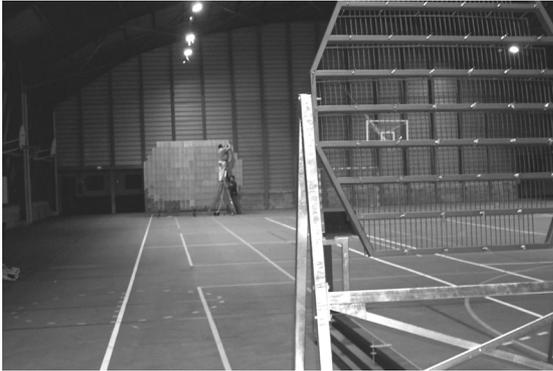


Figure 19 : Vue d'ensemble du prototype de TESF

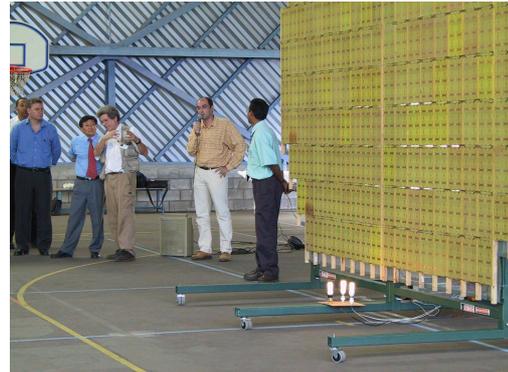


Figure 20 : Panneau de rectenna alimentant les lampes

Cette démarche nous a permis de bénéficier du soutien logistique et financier des collectivités locales (Mairie du Tampon et Conseil Régional) soucieuses de l'impact pédagogique sur la population.

Le deuxième volet de notre approche concerne la définition du cadre scientifique choisi par l'équipe vis à vis des choix stratégiques adoptés par les autres équipes de recherche. Dans la continuité des premières journées d'étude organisées sur le TESF par la SOFIOM¹⁹-Réunion en 1994 [37], l'équipe a présenté en 1996 une étude de cas concernant l'alimentation d'un site isolé : le village de Grand-Bassin.

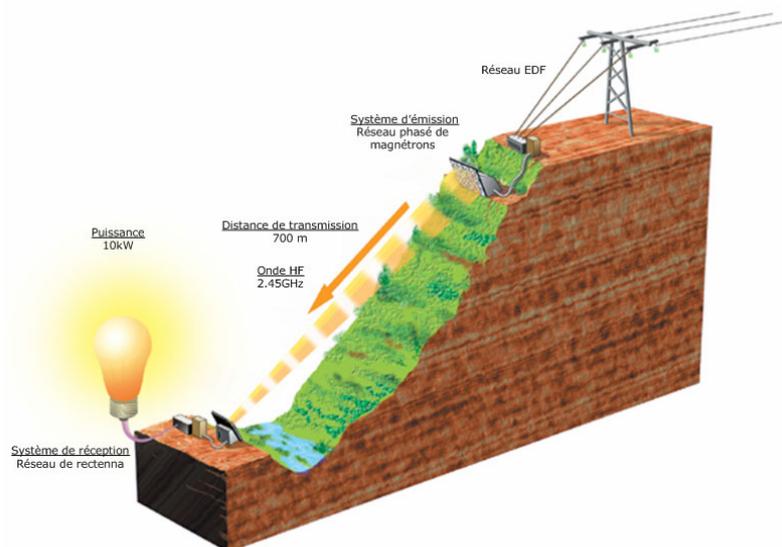


Figure 21 : Alimentation par TESF du village de Grand-Bassin

Outre le fait de positionner l'action de l'équipe sur l'échiquier international, l'enjeu de cette première étude était double :

- montrer la faisabilité technique d'un tel projet ;
- mettre en exergue les choix technologiques les plus appropriés pour un système de TESF [38].

¹⁹ Société Française des Ingénieurs d'Outre-Mer

Comme le montre la [Figure 21](#), la liaison TESH est caractérisée par la propagation d'une onde monochromatique hyperfréquence (2.45 GHz) sur une distance de transmission de 700 m. La puissance utile souhaitée en sortie du système de réception étant de 10 kW, il est nécessaire de disposer d'une surface de collecte de 150 m² avec un rendement de réception de 70 %. Afin de respecter la contrainte environnementale préconisée pour un système de TESH, la [Figure 22](#) montre un plan de la structure en pergolas retenue pour cette étude et autorisant l'exploitation de la surface de réception placée en dessous du réseau d'antennes dipôles filaires. Le même effort d'intégration a été fait sur les structures des réflecteurs paraboliques projetant le faisceau d'émission ([Figure 23](#)).

Concernant le système d'émission, compte tenu du niveau de puissance requis, la solution technologique retenue est la mise en œuvre d'un réseau phasé de générateurs HF de moyenne puissance (inférieure à 1 kW). Le magnétron, offrant le meilleur compromis en terme de rendement et de coût financier, a été adopté au dépend du klystron.

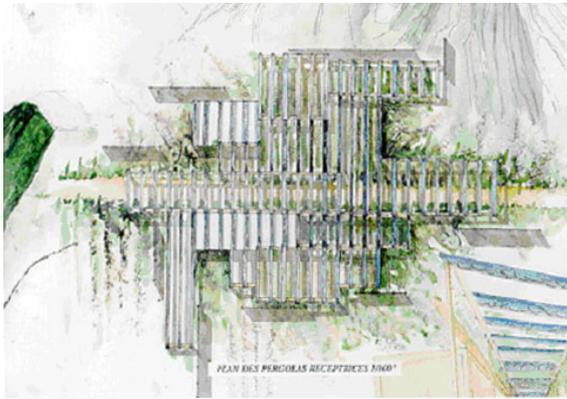


Figure 22 : Plan des pergolas réceptrices

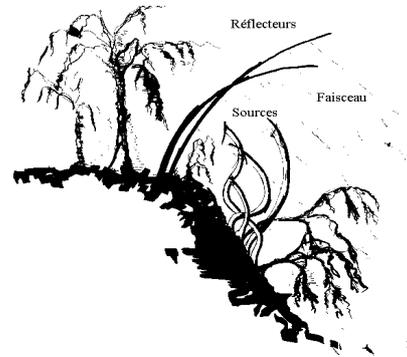


Figure 23 : Réflecteurs du système d'émission

1.4 Problématique

Le magnétron libre est par nature un tube à vide de type oscillateur bruyant. Son utilisation dans le cadre d'un fonctionnement en réseau phasé d'émission, comme préconisée par l'étude de cas de Grand-Bassin, nécessite la mise en œuvre d'un générateur contrôlable en fréquence, en amplitude et en phase. L'enjeu du contrôle des paramètres caractéristiques du magnétron concerne la maîtrise du pointage du faisceau émis dans une direction donnée, fixe ou variable, sans avoir à recourir à un dispositif complexe d'orientation mécanique des antennes d'émission.

Afin d'optimiser le rendement des rectennas, tout en respectant les limites de sécurité de rayonnement, nous souhaitons obtenir une répartition de la densité de puissance au niveau de la surface de collecte selon le profil représenté à la [Figure 24](#).

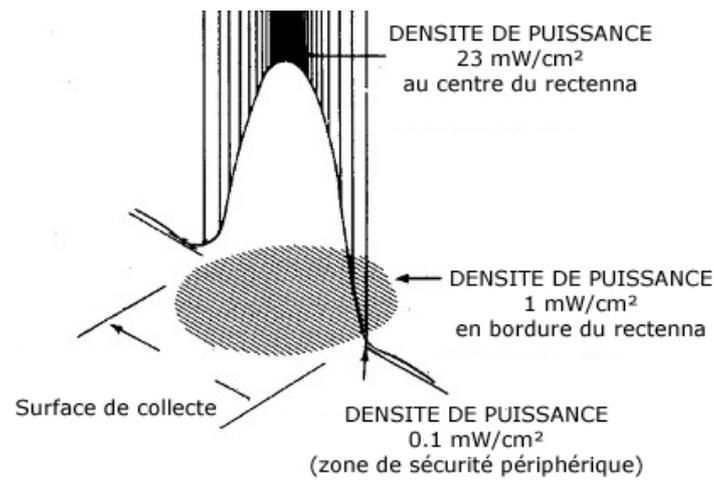


Figure 24 : Profil de densité de puissance au niveau des rectenna

La densité de puissance, maximum au centre de l'antenne de réception, décroît jusqu'à atteindre un seuil fixé à $1 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$ en bordure du rectenna, et à $0.1 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$ dans une zone de sécurité périphérique. Le respect de cette contrainte forte de directivité du faisceau exprime clairement le besoin d'élaborer une stratégie de contrôle performante des grandeurs de sortie du magnétron.

Dans cette perspective, nous aborderons au travers des chapitres suivants la validation d'une démarche d'identification comportementale du magnétron verrouillé par injection, ceci afin de proposer une méthodologie de contrôle hybride de ses caractéristiques de sortie (fréquence et puissance). Concernant le comportement en phase, une caractérisation expérimentale de ce paramètre, effectuée à partir d'un dispositif pilote développé au sein du laboratoire, nous permettra de mieux appréhender l'évolution de la phase du magnétron en situation de verrouillage par injection, et d'être en mesure de proposer des pistes de stratégie de synchronisation d'un réseau de magnétrons.

REFERENCES

1. Maryniak, G.E., *Status of international experimentation in wireless power transmission*. Solar Energy, 1996. Vol.56, N°1: p. 87-91.
2. Rangasayee, K. and M. Nelson, *Bluetooth Wireless Technology and Personal Area Networking – In Your Home and on the Road*. Xcell Journal, 2001. Technology Focus - Home Networking.
3. Lough, D.L., T.K. Blankenship, and K.J. Krizman, *A Short Tutorial on Wireless LANs and IEEE 802.11*.
4. Juffer, M. and M. Perrotet. *Contactless energy and information transmission for electric drive*. in *IMCSD95*. San Josela.
5. Kawamura, A., K. Ishioka, and J. Hirai, *Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications*. IEEE transaction on industry applications, 1996. Vol N°32: p. 503-508.
6. Barthélémy, P., *Energie : les scénarios du futur*, in *Le Monde - Dossiers et Documents*. Décembre 2001.
7. Glaser, P.E., *The Solar Power Satellite - Past, Present and Future*.
8. Erb, B.R., *International cooperation for the acquisition of space-based energy*. Solar Energy, 1996. Vol.56, N°1: p. 79-85.
9. Woodell, M.I. and B.W. Schupp, *The role of pilot projects and public acceptance in developping wireless power transmission as an enabling technology for space solar power systems*. Solar Energy, 1996. Vol.56, No.1: p. 41-51.
10. Hull, J.F., *A young engineer enters the Microwave Tube Field during World War II*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1984. ED-31, No. 11.
11. Brown, W.C., *The History of Wireless Power Transportation*. Solar Energy, 1996. Vol. 56, No 1: p. pp. 3-21.
12. Brown, W.C. *A microwave powered, long duration, high altitude platform*. in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*. 1986. Baltimore Maryland.
13. Glaser, P.E., *Power from the Sun : Its Future*, in *Science*. 1968. p. 857-861.
14. Glaser, P.E., *Space Technology : The key to sustainable development for mankind or the window of opportunity for wireless power transmission*, in *Earth Space Review Magazine*. 1994.
15. *Solar Power Satellites*. 1981, OTA. p. 298.
16. Brown, W.C., *Electronic and Mechanical Improvement of the Receiving Terminal of a Free-Space Microwave Power Transmission System*. 1977, Raytheon Company, Equipment Division and Microwave and Power Tube Division: Massachussets.
17. Dickinson, R.M., *Evaluation of a Microwave High-Power Reception-Conversion Array for Wireless Power Transmission*. 1975, Jet Propulsion Laboratory: Pasadena California.
18. Dickinson, R.M., *Microwave Power Transmitting phased array antenna research*. 1978, Jet Propulsion Laboratory - NASA.
19. Brown, W.C., *The SPS Transmitter Designed Around the Magnetron Directional Amplifier*. Space Power, 1988. Vol. 7, No. 1: p. 37-49.
20. Mankins, J.C., *Space Solar Power - A Fresh Look at the Feasibility of Generating Solar Power in Space for Use on Earth*. 1997, SAIC - NASA. p. 255.
21. Pignolet, G., *SPS-IdR case studies in Reunion Island*. Solar Energy, 1996. Vol.56 , No 1: p. 93-96.
22. Kaya, N., *Ground Demonstrations and Space Experiments For Microwave Power Transmission*. Space Energy and Transportation, 1999. Vol.4, N° 3,4: p. 117-123.

23. Schlesak, J.J., A. Alden, and T. Ohno. *A microwave powered high altitude platform*. in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.* 1988. New-York.
24. Burgasov, M. and G.E. Maryniak. *Status of Russian and former Soviet space power and wireless power transmission activities*. in *Wireless Power Transmission Conf.* 1993. Center for Space Power, College Station, Texas.
25. Prisiakov, V.F., et al., *On the way to creating a system of distant power supply for space vehicles*. Solar Energy, 1996. Vol.56, N°1: p. 97-109.
26. Vanke, V.A., A.A. Zaporozhets, and A.V. Rachnikov, *Antenna Synthesis for the SPS Microwave Power Transmission System*. Space Power, 1992. Vol.11, N°1: p. 67-80.
27. *Japan To Test Space-Based Solar Power System in 2005-07*, in *Nihon Keizai Shimbun*. 2001: Tokyo.
28. Goubau, G. and F. Schwing, *On the guided propagation of electromagnetic wave beams*. IRE Trans. Antennas Propagation, 1961. vol. AP-9: p. 248-256.
29. Ito, T. and F.M. Fujita. *Fundamental experiment of a rectenna array for microwave power reception*. in *ISAP92*. 1992. Sapporo, Japon.
30. Brown, W.C. *An Experimental Low Power Density Rectenna*. in *IEEE MTT-S International Symposium*. 1991. Boston MA.
31. Yoshiyuki Fujino, M.F., Nobuyuki Kaya, Masahiko Onda, Shinji Kunimi, Miki Ishii, Norio Ogihara, Norio Kusaka, *Wireless Power Receiving System For Microwave Propelled Airship Experiment*. Space Technologies, 1997. 17, No 2(Microwave Power Transmission (MPT) Project): p. 89-93.
32. Firmain, M. *Microwaves sources for power transmission in space*. in *SPS91*. 1991.
33. Dickinson, R.M. and N. Marzwell, *Information on applications and characteristics of wireless power transmission*. 2000, Union Internationale des Télécommunications: Geneva - Switzerland.
34. Tanaka, M., G. Pignolet, and Y. Naruo, *Réalisation d'une maquette fonctionnelle du SPS-2000 et éducation des futurs ingénieurs*. 1994, Nagatomo Laboratory - Space Power Systems - ISAS.
35. Celeste, A., et al. *The Grand-Bassin Permanent WPT Public Demonstrator*. in *IAF-98-P.4.05*. 1998. Melbourne - Australie.
36. Pignolet, G., K. Kimata, and T. Nakagawa, *SPS-2000 Attache Case Functional Demonstrator*. 2000, ISAS Research Note RN 697.
37. SOFIOM-Réunion, *Actes des Journées d'Etudes de Cas à Moyen Terme - Transport d'Energie Sans Fil*. 1994: La Montagne (Saint-Denis). p. 20.
38. Celeste, A., J.D. Lan Sun Luk, and J.P. Chabriat. *L'étude de cas de Grand-Bassin : aspects techniques*. in *SPS97*. 1997. Montréal.

Chapitre 2 : Etude bibliographique du magnétron verrouillé par injection et de son contrôle

Suite aux travaux initiaux menés par W.C. Brown dans le cadre des SPS¹, plusieurs solutions technologiques de générateur HF ont été présentées pour répondre aux diverses applications, terrestres ou spatiales, de TESF [1]. L'étude de cas de Grand-Bassin réalisée au sein du Laboratoire [2] nous a permis de porter notre choix de source HF sur le magnétron.

Au travers de ce chapitre, nous justifierons notre choix parmi les deux sources HF les plus citées: klystron et magnétron, en nous basant sur leur aptitude à répondre aux caractéristiques techniques requises pour une utilisation dans un système de TESF. Une fois le choix de la source HF arrêté, nous expliciterons notre démarche pour parvenir au contrôle des caractéristiques du magnétron : fréquence, puissance et phase.

2.1 Caractéristiques du générateur HF pour le TESF

En réaction à la présentation initiale du concept de SPS par P. Glaser [3] en 1968, la communauté scientifique américaine a entrepris de nombreux travaux [4-6] afin de démontrer la faisabilité technique du concept. Cette démarche de trente ans a abouti à l'adoption récente de ce projet par le département des études prospectives de la NASA [7]. Cette longue période a vu l'émergence et le développement de nouvelles technologies au profit des applications de TESF. Parmi les constituants d'un système global de TESF, le générateur HF, de par sa position dans la chaîne de transmission, requiert une attention particulière. Ainsi, en collaboration avec le SAIC², W.C. Brown, fort de son expérience de pionnier des tubes à vide à champs croisés conçus durant la Seconde Guerre Mondiale, a été le premier à préconiser un ensemble de caractéristiques techniques du générateur HF pour les applications spatiales de TESF [8]. A ce propos, il est important de préciser l'ensemble de ces recommandations car la plupart d'entre elles sont aussi valables pour les applications terrestres de TESF :

- Rendement énergétique élevé sur toute la gamme de puissance de fonctionnement ;
- Structure géométrique symétrique pour une fixation efficace du radiateur ;

¹ Solar Power Satellite

² Science Applications International Corporation

- Fonctionnement équivalent à un amplificateur à gain élevé et dont la sortie est en phase avec le signal d'entrée ;
- Très faible niveau de bruit sur une large bande ;
- Très faible niveau de radiation des harmoniques ;
- Durée de vie de l'ordre de la décade ;
- Utilisation de Haute Tension pour réduire les pertes dans les lignes de transmission (effet Joule) ;
- Coût financier réduit ;
- Compatibilité de connexion avec des panneaux solaires ;
- Fonctionnement à température élevée pour augmenter le flux de chaleur évacuée par rayonnement ($\propto T_{\text{abs}}^4$) ;
- Taux d'émission de rayons X très faible ;
- Résistance au rayonnement cosmique ;
- Faible Rapport Masse/Puissance de sortie.

Mis à part les contraintes inhérentes à une utilisation spatiale (quatre dernières recommandations), la source HF devra répondre à l'ensemble des exigences citées précédemment. Nous expliciterons ci-après le choix du magnétron en tant que meilleur candidat comme générateur HF.

2.2 Choix de la source d'émission HF : le magnétron

En tant que générateur HF de la source d'émission de TESH, deux candidats ont retenu l'attention de la communauté scientifique internationale : le klystron et le magnétron. En effet, les caractéristiques techniques de ces deux sources permettent d'envisager leur utilisation dans le cadre d'une application de TESH. Mais en raison d'une mise en œuvre plus aisée, le magnétron est plus fréquemment cité dans les projets d'applications de TESH [9].

A l'issue d'une présentation détaillée du magnétron, notamment son mode de fonctionnement, nous mettrons en exergue la capacité technologique de ce tube à vide à remplir le cahier des charges évoqué précédemment, justifiant ainsi notre choix.

A partir de ce constat, nous expliciterons la démarche entamée au sein du laboratoire pour réaliser la synchronisation de deux voies HF, incorporant chacune un magnétron.

2.2.1 Présentation du magnétron

Par définition, le magnétron est un tube à vide oscillant dans la gamme d'ondes centimétriques ou millimétriques et susceptible de produire des puissances importantes en régime de fonctionnement continu ou pulsé (jusqu'au MW).

2.2.1.1 Historique

Inventé en 1921 par Albert Wallace Hull (General Electric Research Laboratory, Shenectady NY), le magnétron (contraction de "magnetostatic oscillator") est un oscillateur micro-onde de la catégorie des tubes électroniques à vide (Figure 1).

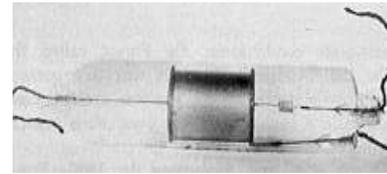


Figure 1 : Magnétron de A.W. Hull

Plus précisément, comme l'indique l'organigramme de classification des familles des tubes à vide (Figure 2), le magnétron est défini dans la catégorie des tubes à champs croisés ($\vec{E} \perp \vec{B}$) et à émission distribuée, par opposition aux tubes à injection de faisceau.

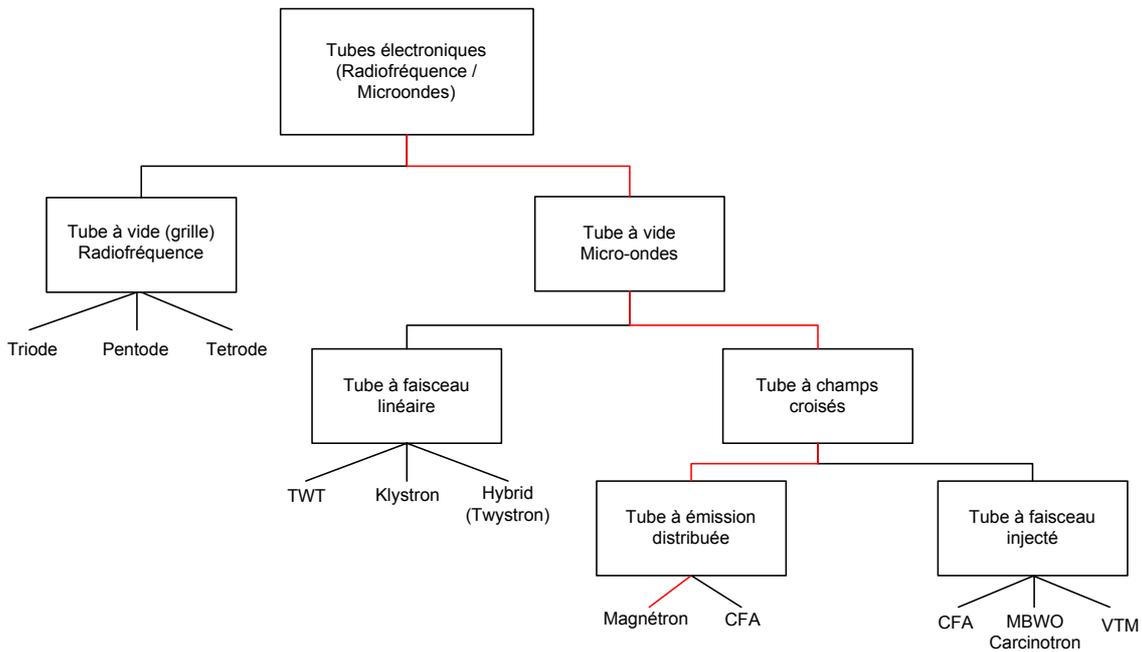


Figure 2 : Classification des tubes à vide (source : Microwave Tube Transmitters de L. Sivan, 1994)

Jusqu'aux années 1930-40, les développements du magnétron se sont limités aux applications de communication et de détection radio à faible distance, caractérisées par un régime de fonctionnement continu et à faible puissance (1 W avec $\lambda = 9$ cm) [10].

C'est à partir de la Seconde Guerre Mondiale que le magnétron a connu ses développements les plus importants, résultat d'une coalition des physiciens des forces alliées, dans le but de rendre opérationnelle la détection radar comme outil de surveillance à longue distance des forces ennemies durant le conflit [11].

Ainsi c'est en 1939 qu'est apparu le premier bloc anodique élaboré à l'Université de Birmingham [12]. Cette structure cylindrique, représentée à la Figure 3, servira de base architecturale pour les diverses évolutions de familles de magnétrons.

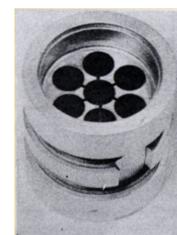


Figure 3 : Bloc anodique original

Pour répondre aux besoins de sources cohérentes HF de puissance, nécessaires aux applications radar utilisées durant le conflit international qui suivit, l'essor technologique a concerné principalement la gamme des magnétrons de forte puissance (100 kW) et fonctionnant en régime pulsé.

A l'issue de cette première phase de développement du magnétron, les champs d'applications de ce tube hyperfréquence se diversifient. Son intégration dans les applications du secteur civil a permis d'étendre son domaine de performances en le dotant d'un large éventail de puissances pour un régime de fonctionnement continu ou pulsé.

2.2.1.2 Description du magnétron

Le magnétron est un tube à structure coaxiale et à symétrie circulaire (Cf [Figure 4](#)). Il est constitué d'une anode cylindrique creuse, dans l'axe de laquelle se trouve une cathode à chauffage direct ou indirect³. La distance séparant anode et cathode détermine l'espace d'interaction qui se trouve sous un vide très poussé. Le bloc anodique, creusé de cavités résonnantes, peut avoir des formes diverses suivant le type de magnétron.

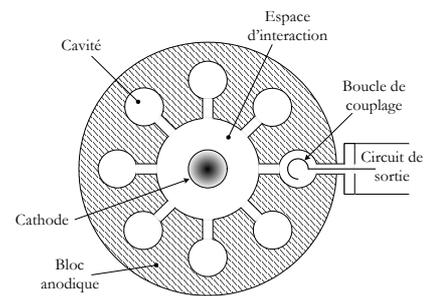


Figure 4 : Description d'un magnétron

Une sortie de type coaxial permet de coupler le magnétron au circuit de sortie, et le bloc anodique est muni d'un système de refroidissement par ailettes (ou par circulation d'eau pour les fortes puissances).

Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du magnétron, basé sur l'excitation de cavités résonnantes par un courant d'électrons issus de la cathode, peut être schématisé sous la forme d'une structure stratifiée à trois rayons d'action ([Figure 5](#)).

- *Fonctionnement en diode à vide*

Une THT⁴, de l'ordre de plusieurs kilovolts, est appliquée entre l'anode et la cathode.

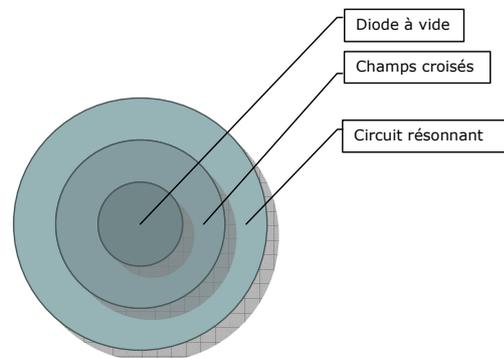


Figure 5 : Représentation simplifiée du fonctionnement du magnétron

Cette dernière étant chauffée par un filament libère des électrons sur toute sa surface. Sous l'effet du champ électrique radial \vec{E} engendré par la différence de potentiel inter-électrodes V , les électrons de charge q sont accélérés vers l'anode chargée positivement suivant une trajectoire radiale (Cf [Figure 6](#)). Ce déplacement de charges entraîne l'apparition d'un courant circulant entre l'anode et la cathode. C'est le fonctionnement en diode à vide.

³ Dans le cas du chauffage indirect, un filament hélicoïdal, généralement en tungstène au thorium, s'enroule autour de la cathode.

⁴ Très Haute Tension

L'énergie cinétique, $-q.V$, accumulée par les électrons atteignant l'anode, y est ensuite dissipée sous forme de chaleur.

- *Action des champs croisés*

Des aimants permanents⁵ sont fixés, transversalement par rapport à l'axe du tube, en haut et en bas du bloc anodique. Ils créent ainsi un champ d'induction magnétique, \vec{B} , parallèle à l'axe et perpendiculaire au champ électrique radial \vec{E} .

En présence du champ d'induction magnétique seul, chaque électron, animé d'une vitesse de déplacement radial \vec{v} , est soumis à la force de Lorentz :

$$\vec{F}_m = q\vec{v} \wedge \vec{B} \text{ où } q \text{ est la charge de l'électron.}$$

Sous l'effet de cette force, les électrons ont tendance à incurver leur trajectoire et à revenir sur la cathode (Cf Figure 7). Les champs croisés $\vec{E} \perp \vec{B}$ engendrent la force appliquée aux électrons, \vec{F} , résultante de la conjugaison de la force de Lorentz, \vec{F}_m , et de la force électromotrice \vec{F}_e :

$$\vec{F} = \vec{F}_m + \vec{F}_e = q(\vec{v} \wedge \vec{B} + \vec{E})$$

Les électrons décrivent alors une trajectoire ayant l'allure de cycloïdes (Cf Figure 8).

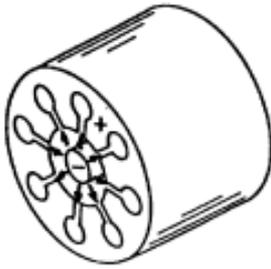


Figure 6 : Action du champ électrique

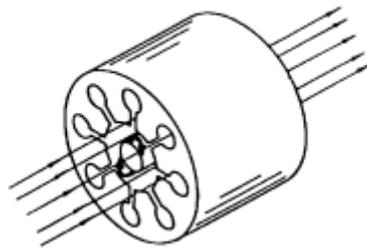


Figure 7 : Action du champ magnétique

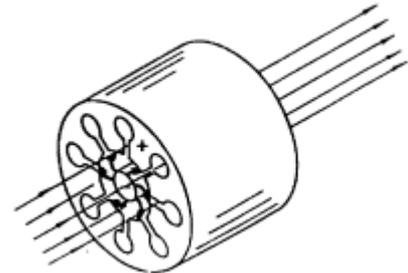


Figure 8 : Action des champs croisés

Soumis à la conjugaison des forces \vec{F}_e et \vec{F}_m , les électrons sont susceptibles de suivre différentes trajectoires définies selon la valeur des champs \vec{E} et \vec{B} (Cf Figure 9). On définit une valeur critique de l'induction magnétique, B_C , liée à la tension appliquée V_C par l'équation de coupure de Hull définie par :

$$V_C = \frac{q}{8m} \cdot B_C^2 \cdot r_a^2 \cdot \left(1 - r_c^2/r_a^2\right) \quad [13]$$

où r_a et r_c sont les rayons respectifs de la cathode et de l'anode ;
 m est la masse de l'électron.

⁵ Les aimants permanents sont parfois remplacés par un électro-aimant.

Par rapport à cette condition de coupure, trois cas sont envisageables:

1^{er} cas : $B < B_C$, les électrons suivent la trajectoire 1 et entraînent l'apparition d'un courant au niveau de l'anode. Dans ce cas, le magnétron fonctionne en diode thermoïonique.

2^e cas : $B = B_C$, les électrons aboutissent tangentiellement à l'anode.

3^e cas : $B > B_C$, les électrons sont dans l'incapacité d'atteindre l'anode et forment un nuage de charges d'espace tournant dans l'espace d'interaction, et ce d'autant plus près de la cathode que le champ \vec{B} est élevé. Certains électrons peuvent même être redirigés vers la cathode (trajectoires 2 et 3 de la Figure 9).

C'est dans cette dernière configuration que le magnétron est susceptible de fonctionner en tant que générateur HF. En effet, bien que la vitesse des électrons soit orientée de manière à les écarter progressivement de l'anode, il s'avère qu'en pratique des électrons arrivent tout de même sur l'anode.

Ainsi, il existe une zone de valeurs (V, B) dans laquelle peut apparaître un courant anodique entraînant la création spontanée d'un régime de bruit d'oscillation RF, dont la fréquence augmente avec la tension d'anode. Cette zone est limitée par la droite de Hartree :

$$V_H = (r_a^2 - r_c^2) \cdot \frac{B_H \cdot \omega}{2} - r_a^2 \cdot \omega^2 \cdot \left(\frac{m}{2q} \right)$$

Le démarrage des oscillations du magnétron est alors obtenu lorsque la tension anodique atteint la valeur pour laquelle la fréquence du bruit est égale à celle du circuit résonnant constituant l'anode.

- *Circuit résonnant*

Quelle que soit la structure de l'anode⁶, le circuit résonnant anodique est constitué de l'association de plusieurs cavités résonnantes. En considérant un seul mode de résonance⁷, chaque cavité peut être représentée sous la forme d'un circuit oscillant L-C. Ainsi, comme le montre la Figure 10, le comportement d'un circuit anodique à huit cavités est généralement simplifié à l'étude de huit oscillateurs L-C couplés entre eux. En raison de ce couplage, plusieurs modes de résonance coexistent dans un magnétron.

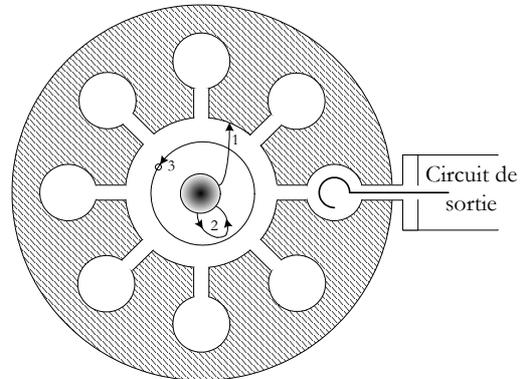


Figure 9 : Trajectoires d'électrons dans la zone d'interaction

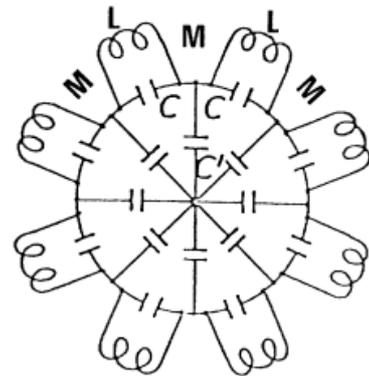


Figure 10 : Schéma électrique simplifié d'un circuit résonnant anodique

⁶ Structures de bloc anodique de type fentes-trous ou trapézoïdal ou de soleil levant

⁷ correspondant à la réponse maximale en régime entretenu

Une trop grande proximité entre ces modes est nuisible à la stabilité fréquentielle du magnétron (sauts à un mode voisin). Afin d'atténuer la contribution importante de cet effet, dit de « moding », au bruit de phase du magnétron, un dispositif de séparation⁸ des fréquences de résonance est ajouté au circuit anodique du magnétron.

De plus, l'espacement entre les cavités est calculé de sorte que s'établisse un régime stationnaire. L'amplification et l'entretien des oscillations créées dans les cavités sont obtenus par un couplage de type capacitif de celles-ci avec le faisceau d'électrons circulant dans l'espace d'interaction.

L'étude des phénomènes physiques mis en jeu dans cet espace d'interaction est relativement complexe. Une vision globale peut se traduire par un échange d'énergie entre les électrons en mouvement et l'onde HF entretenue par la structure périodique des cavités.

Plus précisément, les électrons passant au large d'une cavité subissent une accélération ou un ralentissement suivant le sens du champ HF local au moment de leur passage. Les électrons accélérés empruntent de l'énergie au champ HF et l'utilisent pour remonter vers la cathode, qu'ils percutent, contribuant ainsi à l'émission secondaire d'électrons par chauffage. Les électrons ralentis cèdent de l'énergie au champ HF, et poursuivent leur course vers l'anode.

Pour des valeurs convenables des champs \vec{E} et \vec{B} , il s'établit un régime permanent, dans lequel les électrons se regroupent en nuages. Ces nuages ressemblent des aubes d'une roue, qui tournent dans l'espace d'interaction en passant devant une cavité résonante dans le temps d'une alternance HF (Cf Figure 11). On appelle mode π ce régime de fonctionnement pour lequel le rendement est optimal (champs HF de cavités résonnantes adjacentes en opposition de phase).

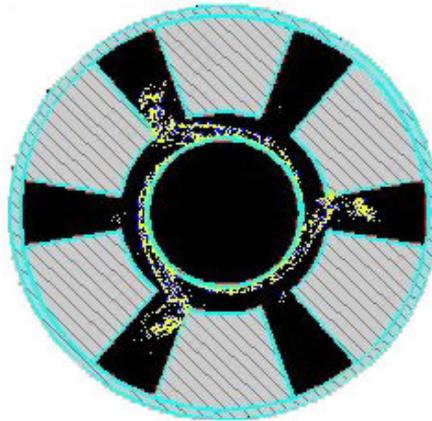


Figure 11 : Nuage d'électrons dans un magnétron

En terme de bilan énergétique, il s'avère que le champ HF dépense moins d'énergie pour renvoyer un électron vers la cathode qu'il n'en récupère d'un autre électron cédant son énergie et tombant sur l'anode. Le processus est donc globalement stable et les oscillations HF s'auto-entretiennent dans les cavités résonnantes.

⁸ strapping alterné des cavités ou structure en soleil levant

Il apparaît de tout ce qui précède que le processus de génération d'une onde HF peut être décomposé en quatre phases principales :

<i>Description</i>	<i>Phénomènes physiques</i>
Libération d'électrons de la cathode	↔ Effet thermoïonique
Déplacement des électrons dans l'espace anode-cathode (espace d'interaction) suivant un mouvement de rotation autour de la cathode	↔ Effet électromagnétique
Génération d'une onde HF à l'intérieur d'une cavité résonnante	↔ Effet de résonance d'un circuit oscillant
Propagation externe de l'onde HF	↔ Effet de couplage de la cavité avec une ligne coaxiale

2.2.1.3 Applications

Le magnétron est un oscillateur HF pouvant fonctionner en régime continu ou pulsé sur une large gamme de puissances :

- de centaines de kW à plusieurs MW en puissance impulsionnelle ;
- de dizaines à plusieurs centaines de kW en puissance continue.

De plus, pour les magnétrons les plus performants, le rendement global⁹ peut atteindre 90 % [14]. La conjugaison de ses bonnes performances techniques et d'un prix de revient modéré (production en grande série), les champs d'application du magnétron se sont diversifiés :

- Chauffage forte puissance (plasma par résonance) ou moyenne puissance (four) ;
- Radar et systèmes de communication ;
- Source d'énergie forte puissance à but militaire (arme de destruction) ou civil (prospective géologique) ;
- Transport d'Energie Sans Fil [15].

2.2.2 Justification du choix du magnétron

Avant d'explicitier la démarche scientifique que nous avons retenue, la confrontation des propriétés des deux principales sources HF évoquées précédemment permet de justifier notre choix en faveur du magnétron.

2.2.2.1 Brève description du klystron

Apparu avant le magnétron en 1930, le klystron est un tube électronique, oscillateur ou amplificateur, conçu pour fonctionner dans la gamme d'ondes centimétriques ou millimétriques en régime pulsé ou continu. Classé dans la catégorie des tubes à faisceau

⁹ défini par le quotient de la puissance de sortie sur la puissance fournie par l'alimentation

linéaire (Cf Figure 2), il était initialement dédié aux applications nécessitant une source cohérente de faible puissance. Dès lors qu'il fit son entrée dans la catégorie des tubes à vide de forte puissance (jusqu'à 150 MW en mode pulsé), son utilisation se développa pour diverses applications : radar, chauffage plasma, accélérateur de particules [16].

Principe de fonctionnement

Présentons brièvement le principe de fonctionnement du klystron dans une configuration proche de celle prévue pour le domaine d'applications du TESF : klystron fonctionnant en mode amplificateur.

Par effet thermoïonique, un jet d'électrons de surface libérés par le chauffage de la cathode par un filament est émis de la cathode vers l'anode en traversant des grilles de focalisation du faisceau d'électrons (Cf Figure 12).

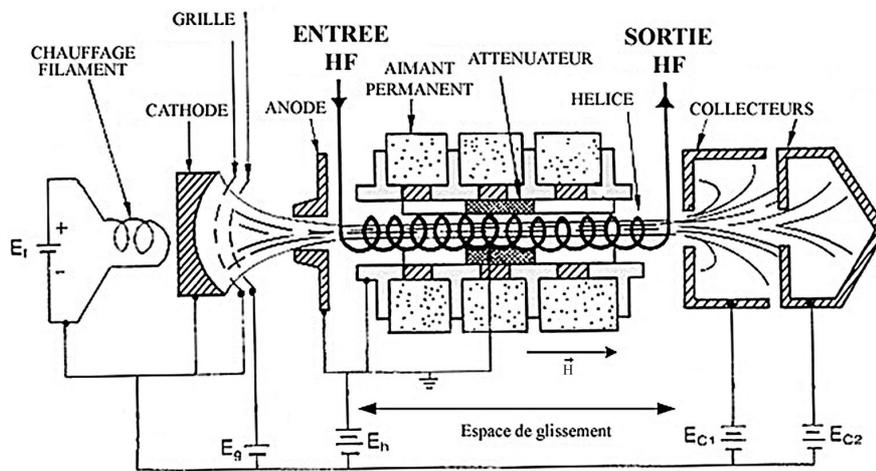


Figure 12 : Représentation d'un klystron amplificateur à 3 cavités

Après avoir été accélérées dans l'espace inter-électrodes, les particules pénètrent dans l'espace de glissement où s'opère l'amplification d'une onde HF injectée dans le klystron (Entrée HF). Cette amplification est le résultat de l'interaction, sous vide, entre un faisceau d'électrons et une onde HF parcourant une structure à retard. Le signal à amplifier est appliqué à l'entrée d'un circuit à retard en forme d'hélice, traversé par le faisceau d'électrons. Ce signal reçoit une partie de l'énergie cinétique du faisceau et se retrouve fortement amplifié au niveau de la deuxième cavité. Les électrons sont alors ralentis puis collectés par un système d'électrodes appelé collecteur. Au niveau de ce collecteur, une partie de l'énergie est récupérée par l'alimentation et l'énergie cinétique résiduelle des électrons y est dissipée sous forme de chaleur.

L'accroissement du gain en puissance et en largeur de bande de fréquences d'oscillation peut être obtenu d'une part en augmentant le nombre de cavités résonantes (au minimum deux) et d'autre part en élevant de manière importante la tension inter-électrodes (jusqu'à 125 kV pour une puissance de 5 MW dans la bande L).

En terme de rendement, défini par le rapport $\frac{\text{Puissance de sortie HF}}{\text{Puissance d'alimentation DC}}$, les performances de ce tube font du klystron un candidat potentiel pour le système d'émission. En effet, le rendement théorique avec deux cavités peut atteindre 58 % (voire 70 % avec trois cavités), avec un gain d'amplification de l'ordre de 40 à 50 dB.

2.2.2.2 Confrontation des caractéristiques du magnétron et du klystron

Bien que le niveau technologique actuel des deux générateurs HF : klystron et magnétron, permette d'envisager leur adaptation aux exigences requises pour les applications de TESF, les propositions connues de système d'émission (dédiées notamment aux applications spatiales) privilégient le magnétron au détriment du klystron.

Caractéristiques	Klystron	Magnétron
CW ¹⁰	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Très forte puissance	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Moyenne à forte puissance	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Rendement global ≥ 60 %	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Bonne pureté spectrale	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Durée de vie (≥ 10 ans)	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Contrôle aisé	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Faible coût	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Masse/Puissance HF faible	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

En comparant les caractéristiques du klystron à celles du magnétron, il s'avère que les critères d'encombrement et de coût le rendent incompatible pour une exploitation spatiale ou terrestre. A ceci s'ajoute le problème de refroidissement du générateur HF et de la ligne de transmission de la puissance à la charge, inhérent à l'utilisation de très forte puissance générée par le klystron.

En revanche, le magnétron est un oscillateur hyperfréquences susceptible de fournir des puissances moyennes à fortes en régime continu (ou pulsé) avec un rendement élevé. En terme de durée de vie, l'apport du carbure de tungstène au thorium a permis d'accroître sa longévité tout en améliorant l'effet thermoïonique des cathodes [17]. En outre, le rapport masse/puissance de sortie HF est nettement en faveur du magnétron : 0.32 kg.kW^{-1} avec un rendement de 85 % contre un rapport largement supérieur à 1 kg.kW^{-1} pour le klystron.

De plus, le magnétron a bénéficié des avancées technologiques liées à son intégration massive dans les applications de chauffage civil (succès des fours domestiques à micro-ondes) entraînant la réduction de ses dimensions et surtout de son coût de fabrication.

¹⁰ Continuous Wave

Enfin, pour des raisons de fiabilité et de facilité de maintenance, nous avons opté pour un système d'émission basé sur une structure de type multi-générateurs de moyenne puissance fonctionnant en réseau. Dans cette optique, il est clair que le critère économique impose le choix du magnétron aux dépens du klystron.

Cependant, contrairement au klystron possédant une bonne qualité spectrale, le spectre du signal fourni par un magnétron n'est pas d'une grande pureté et, de par sa nature d'oscillateur libre, sa fréquence d'oscillation peut présenter des instabilités entraînant ainsi un bruit de phase important. Mais sous certaines conditions restrictives d'utilisation permettant de stabiliser la phase du magnétron, ce dernier peut délivrer un signal cohérent équivalent à celui d'un tube à faisceau linéaire comme le klystron. Ainsi, dans le domaine des radars, où la cohérence de la source HF est primordiale, il est possible de trouver des magnétrons fonctionnant en mode pulsé avec un bruit de phase atteignant -103 dBc.Hz^{-1} à 1 kHz de la porteuse [18]. De même, pour un magnétron de puissance continue 1 kW à la fréquence de 2.45 GHz et fonctionnant en situation de verrouillage par injection (filament éteint), un bruit de phase de -195 dBc.Hz^{-1} a été mesuré aux extrémités de la bande ISM (à un offset de $\pm 75 \text{ MHz}$), contre -160 dBc.Hz^{-1} à un offset de $\pm 100 \text{ MHz}$ pour un klystron de forte puissance [1, 18, 19].

L'ensemble de ces avantages techniques justifie ainsi notre choix du magnétron en tant que source HF de puissance pour le TESF. En contrepartie, il est à noter que contrairement au klystron, les magnétrons sont par nature difficilement contrôlables et souffrent d'une plus grande rusticité technique.

2.3 Démarche scientifique : magnétron verrouillé par injection

L'objectif des travaux de recherche de l'équipe étant de synchroniser deux voies HF distinctes en utilisant le magnétron comme générateur HF, l'enjeu scientifique principal réside dans la mise en œuvre effective d'une stratégie de contrôle des caractéristiques d'un magnétron domestique, dépourvu à l'origine de tout dispositif de réglage.

Après un rappel de l'état de la technologie actuelle concernant les moyens d'ajustement des paramètres de fonctionnement du magnétron, nous expliciterons la démarche que nous avons adoptée pour le *contrôle en fréquence, en puissance et en phase d'un magnétron*. Cette démarche est fondée sur deux opérations principales :

- Synchronisation du magnétron par la technique de verrouillage par injection ;
- Représentation systémique de la source d'émission HF globale.

Dès lors qu'une voie HF est maîtrisée, la généralisation de cette méthode à une deuxième voie HF permet d'envisager leur synchronisation.

2.3.1 Dispositifs de contrôle du magnétron

Afin de mieux définir l'architecture des dispositifs de contrôle du magnétron, il est important de rappeler les grandeurs d'influence du magnétron. Par la suite, deux principaux types de réglage de la fréquence d'oscillation du magnétron seront présentés, l'un mécanique et l'autre électrique.

2.3.1.1 Diagrammes de performance d'un magnétron

Un magnétron est caractérisé, entre autres, par son diagramme de fonctionnement, qui porte en abscisse le courant d'anode et en ordonnée la tension d'anode, la puissance de sortie, le rendement et le champ d'induction magnétique si le magnétron possède un électro-aimant. Par exemple pour le magnétron YJ1600, la [Figure 13](#) montre que la puissance en sortie vaut 4 kW si la tension et le courant d'anode sont respectivement de 7,9 kV et 700 mA (avec un rendement de 72% annoncé par le constructeur). La mesure est faite avec une charge possédant un TOS¹¹ inférieur à 2.5 et un champ d'induction magnétique nul (fixé par l'électro-aimant). De ce premier diagramme, il ressort que la puissance et le rendement sont fortement liés à la tension et au courant anodique imposés par l'alimentation du magnétron¹².

Ainsi, les conditions d'alimentation, notamment le courant d'anode, représentent un levier d'action important sur les performances du tube HF. Il est à signaler aussi que pour les magnétrons dotés d'un électro-aimant, une variation du champ d'induction magnétique modifie également les performances du magnétron. Ainsi la [Figure 13](#) représente le diagramme de performances d'un magnétron de puissance 5 kW¹³ paramétré par le courant I_{bob} circulant dans l'électroaimant. Il apparaît clairement, d'une part que le courant I_{bob} peut faire varier la puissance P en sortie du magnétron pour un courant I_a et une tension V_a anodiques donnés, et d'autre part que selon le type d'alimentation du magnétron une variation de I_{bob} entraîne une modification des paramètres (V_a ; I_a) pour une puissance P constante.

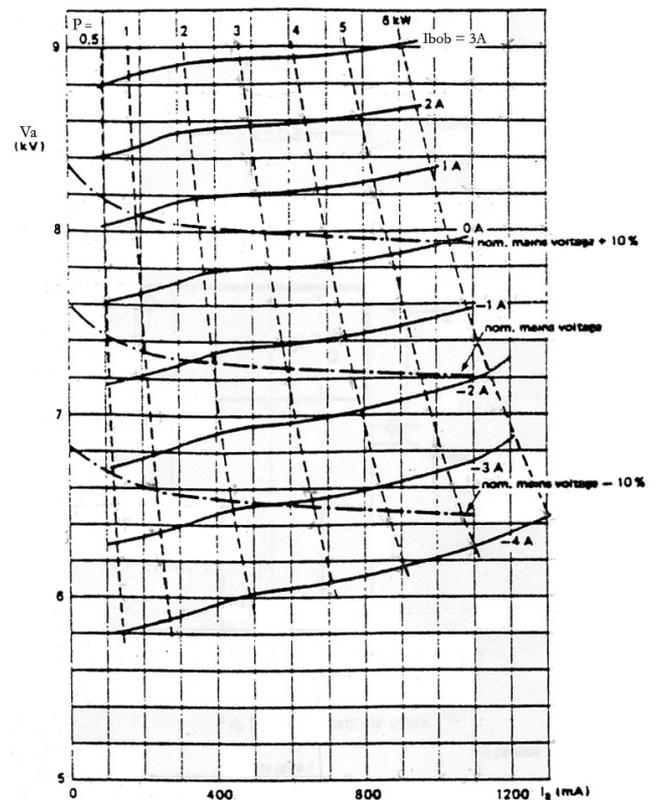


Figure 13 : Diagramme de performance du YJ1600

¹¹ Taux d'Ondes Stationnaires

¹² Cet effet est aussi connu sous la désignation de « frequency pushing »

¹³ YJ1600 (National Electronics)

Or, comme le montre la Figure 14, le courant anodique, I_a , est une grandeur d'influence de la fréquence d'oscillation F du magnétron. Ainsi, le champ d'induction magnétique et les paramètres d'alimentation du magnétron (V_a ; I_a) interviennent sur le comportement de sa fréquence d'oscillation.

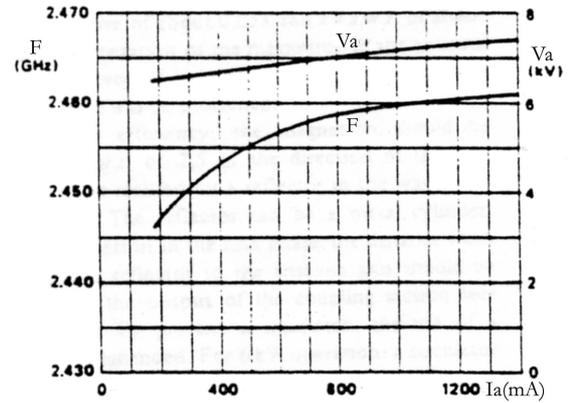


Figure 14 : Influence de I_a sur F et V_a pour le YJ1600

La sensibilité du magnétron envers ces trois grandeurs manipulables est donnée par le tableau ci-dessous :

Paramètre	Relation
Champ d'Induction Magnétique \vec{B}	$B \propto f$
Tension Anode V_a	$V \propto f^2$
Courant Anode I_a	$I \propto f^3$

(Source : Microwave Tube Transmitters – L.Sivan)

En plus du diagramme de fonctionnement, l'analyse de ses performances est complétée par l'observation de son comportement par rapport à une variation de l'impédance complexe de la charge vue par le magnétron¹⁴. Cette réponse est fournie par le diagramme de Rieke, constitué de l'abaque de Smith sur lequel sont tracées les courbes d'isopuissance (en trait plein) et d'isofréquences (en pointillés). La Figure 15 montre que, pour le NL10250, avec un exemple de TOS¹⁵ mauvais de 2, la fréquence peut varier de -5 MHz à +8 MHz autour de la fréquence F_0 (2455 MHz) et la puissance peut varier de 1200 W à 1700 W. Ainsi l'impédance de la charge vue par le magnétron peut être aussi considérée comme une grandeur d'influence.

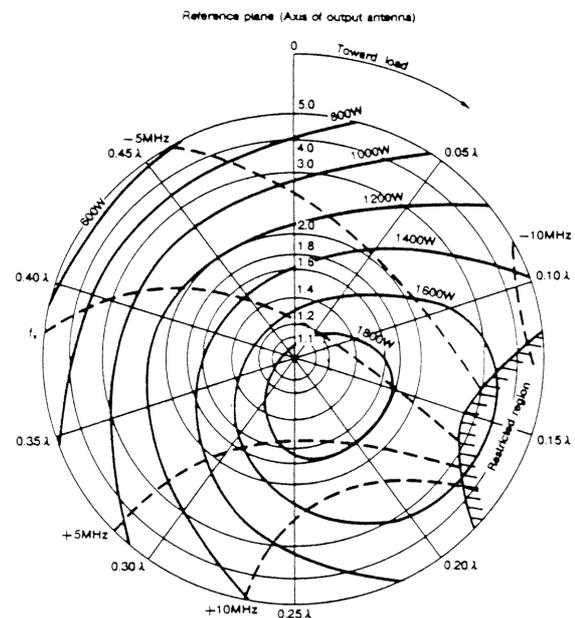


Figure 15 : Diagramme de Rieke du NL10250

¹⁴ Cet effet est aussi connu sous la désignation de « frequency pulling »

¹⁵ Taux d'Ondes Stationnaires

Enfin, il est important de noter l'existence d'une quatrième grandeur d'influence de la fréquence d'oscillation du magnétron : la température de fonctionnement du tube dont les variations modifient le champ créé par les aimants permanents et les dimensions des cavités résonnantes du bloc anodique.

2.3.1.2 Dispositifs de réglage mécanique de la fréquence d'oscillation libre

Les méthodes de réglage mécanique sont basées sur la modification de la structure géométrique des cavités résonnantes, dans le but de décaler leur fréquence de résonance. Plus précisément, le réglage en fréquence mécanique est obtenu par :

- Déplacement vertical d'un plongeur dans la partie capacitive ou inductive de la cavité
- Rotation autour de l'axe cathodique de la partie inductive de la cavité
- Déplacement latéral d'une fourche dans la cavité (partie capacitive)

L'intérêt du réglage mécanique est d'autoriser une large bande de réglage pouvant atteindre 10 %. Pour améliorer cette agilité en fréquence, une technique consiste à contrôler le déplacement des éléments de réglage par une motorisation précise de type pas à pas [20]. Cependant, de par la nature des mécanismes, ce type de réglage est limité en terme de temps de réponse.

2.3.1.3 Dispositifs de réglage électrique de la fréquence d'oscillation libre

Les réglages électriques des magnétrons consistent à faire varier la partie réactive des cavités en agissant directement sur les électrons :

- en injectant un faisceau d'électrons dans l'axe des lignes de champ magnétique ;
- en disposant des cathodes auxiliaires émissives dans les cavités résonnantes.

Une autre méthode consiste à mettre à profit l'effet « pulling » en intégrant à la sortie du magnétron des courts-circuits à position variable et commandés électroniquement [21]. Alors que le réglage mécanique est dédié au réglage de tubes à forte puissance sur une large bande et à faible dynamique, les magnétrons à réglage électronique fonctionnent à des puissances plus faibles, sur une bande de fréquences étroite, mais avec une dynamique très grande.

Issues de ces différents types de réglage, diverses configurations géométriques de magnétrons agiles ont fait leur apparition : magnétron coaxial, magnétron coaxial inversé, CFA¹⁶ et VTM¹⁷.

¹⁶ Crossed-Field Amplifier

¹⁷ Voltage-Tunable Magnetrons

2.3.2 Verrouillage du magnétron par injection

Pour répondre aux exigences des systèmes mettant en œuvre une source HF de puissance extrêmement stable et contrôlable en fréquence, une technique de verrouillage d'un oscillateur de forte puissance par un oscillateur de faible puissance a été mise en œuvre avec succès sur de nombreux types d'oscillateurs HF [22] et en particulier sur le magnétron [23]. Cette technique, basée sur l'injection d'un signal de référence de plus faible amplitude en sortie du magnétron (Cf [Figure 16](#)), est de plus en plus prisée en raison des progrès technologiques rapides, et de la baisse du coût des oscillateurs à l'état solide qui offrent maintenant un bon compromis entre une excellente stabilité en fréquence et une forte capacité en puissance [24]. Actuellement, les applications à base de magnétrons verrouillés par injection sont variées :

- Générateur HF fonctionnant en mode pulsé pour les radars [19] ;
- Alimentation d'une antenne à réseau phasé pour les télécommunications [25] ;
- Chauffage plasma ;
- Chauffage par modulation des franges d'interférences de micro-ondes [26].

2.3.2.1 Théorie de l'injection

Le concept du verrouillage d'un oscillateur de forte puissance par un oscillateur de basse puissance est une technique initialement développée pour le transport d'informations à distance dans des systèmes de modulation analogique en télécommunication [27, 28]. Initialement, le processus de synchronisation d'un oscillateur avec un signal injecté de plus faible puissance et de fréquence voisine, a été décrit de manière détaillée par la théorie non linéaire des oscillations électriques de Van Der Pol [29]. Ce dernier fut l'initiateur d'une meilleure compréhension du verrouillage par injection, tant au niveau de l'analyse dynamique du verrouillage par un signal d'injection de faible ou de forte amplitude, qu'en ce qui concerne l'étude de la stabilité et du niveau de bruit [30, 31].

Etant donné que les caractéristiques de la source d'émission pour une utilisation nominale sont définies pour un fonctionnement à fréquence fixe dans la bande ISM¹⁸, et à mi-puissance de la puissance maximale du générateur¹⁹ (Cf tableau de valeurs ci-dessous), nous restreindrons la présentation théorique du verrouillage par injection du magnétron au régime permanent.

<i>Caractéristique</i>	<i>Valeur typique</i>
Fréquence (GHz)	2.45
Puissance (W)	400
Densité de puissance maximum (mW/cm ²)	10

¹⁸ Industriel Scientifique et Médical

¹⁹ augmentation de la durée de vie

2.3.2.1.1 Principe du verrouillage par injection d'un magnétron

Les magnétrons sont par nature des oscillateurs qui présentent une mauvaise stabilité en fréquence et sont délicats à utiliser en fonctionnement pulsé. Cependant, en terme de pureté spectrale ou de bruit de phase, ces médiocres performances sont améliorées grâce au verrouillage par injection. Comme le montre la [Figure 16](#), le principe du verrouillage consiste à synchroniser la fréquence du magnétron sur celle d'un signal de référence de plus faible puissance couplée au magnétron via un circulateur. Ainsi, à l'issue de ce processus de verrouillage, la fréquence du magnétron passe de la fréquence d'oscillation libre, F_0 , à la fréquence du signal de référence, F_1 .

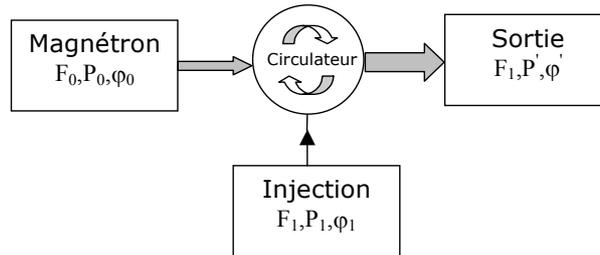


Figure 16 : Principe du verrouillage par injection

Afin de mieux cerner ce phénomène de verrouillage, il est intéressant de faire une analogie avec le phénomène vibratoire mis en jeu dans l'oscillation de type laser, laquelle est basée sur l'évolution d'une population d'atomes se déplaçant à l'intérieur d'une cavité résonante. Ainsi, selon leur niveau énergétique, la population d'atomes se comporte comme une seconde cavité résonante dotée d'un facteur de qualité variable. L'oscillation laser est alors modélisée comme le couplage de deux cavités résonnantes de fréquences d'oscillation libre voisines et de facteur de qualité distincts ([Figure 17](#)).

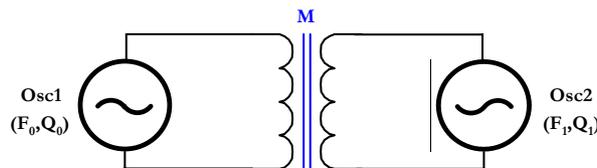


Figure 17 : Représentation de l'injection vue comme un couplage de deux oscillateurs

Dans le cadre du verrouillage par injection, l'interaction entre le faisceau d'électrons et la structure résonnante anodique peut également être représentée comme le couplage de deux cavités résonnantes ([Figure 18](#)) :

- la cavité résonnante du bloc anodique de facteur de qualité Q_0 ;
- et la cavité résonnante de l'injection de facteur de qualité Q_1

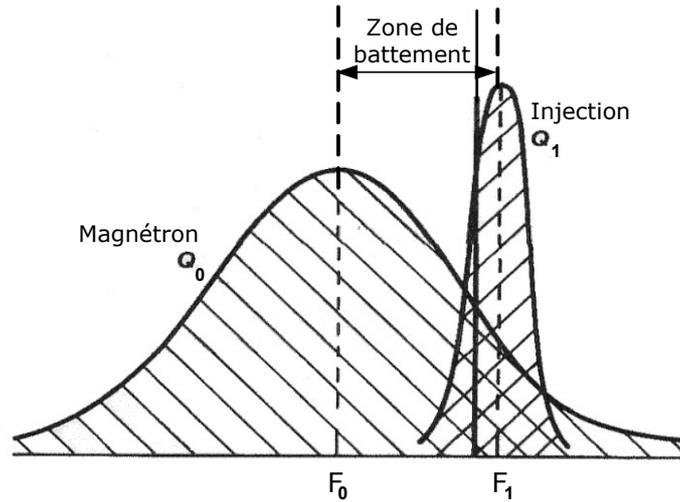


Figure 18 : Couplage de deux cavités résonnantes

Pour la suite du raisonnement, nous adoptons la notation suivante :

F_0 : fréquence d'oscillation libre du magnétron F_1 : fréquence du signal d'injection

P_0 : puissance de sortie du magnétron P_1 : puissance du signal d'injection

Selon David [32], la largeur de bande de verrouillage d'un magnétron est définie par l'expression suivante :

$$\Delta f = \frac{2F_0}{Q_E} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}$$

où: $\Delta f = F_0 - F_1$ représente la déviation en fréquence du signal d'injection ;

Q_E représente le facteur de qualité externe au magnétron.

Explicitons l'expression du facteur de qualité externe Q_E .

On a :

$$Q_E = \frac{2F_0}{\Delta f} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{2F_1}{\Delta f} \frac{F_0}{F_1} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}$$

D'où :

$$Q_E = 2 \cdot \underbrace{\frac{F_1}{\Delta f}}_{Q_1} \cdot \underbrace{\frac{F_0}{F_1} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}}_R$$

F_0 et F_1 étant des fréquences proches, on peut faire l'approximation $\frac{F_0}{F_1} \approx 1$.

Soit :

$$Q_E \simeq 2 \cdot \underbrace{\frac{F_1}{\Delta f}}_{Q_1} \cdot \underbrace{\left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}}_R \quad \Rightarrow \quad Q_E \simeq 2 \cdot Q_1 \cdot R^{1/2}$$

Il apparaît que le facteur de qualité externe au magnétron s'exprime en fonction :

- d'un facteur de qualité de la cavité résonnante associée à l'injection, Q_1 , définie par la relation $\frac{F_1}{\Delta f}$;
- du rapport de puissances R , défini par $R = \frac{P_1}{P_0}$

Ces deux paramètres ont des effets contraires sur le processus de verrouillage par injection. Il est clair que le verrouillage d'un magnétron à une fréquence trop éloignée de la fréquence d'oscillation libre contribue à diminuer le facteur de qualité de la cavité résonnante associée à l'injection, autrement dit à dégrader l'efficacité du verrouillage. Cet effet négatif peut être contrebalancé par l'augmentation du rapport de la puissance d'injection sur la puissance du magnétron.

En adoptant la représentation de la technique de verrouillage par injection comme le couplage de deux cavités résonnantes à facteur de qualité variable, le comportement du magnétron sera dépendant de la prédominance d'un mode d'oscillation par rapport à l'autre. Plus précisément, la fréquence de résonance résultante sera égale à celle qui possède le facteur de qualité le plus élevé.

Supposons que le rapport R soit constant, trois cas sont possibles :

- $Q_E \gg Q_0$: Le facteur de qualité externe étant très grand devant celui de la cavité résonnante du magnétron, le phénomène de résonance à la fréquence du signal d'injection l'emporte sur celle du magnétron.
 \Rightarrow Le magnétron se trouve donc en situation de verrouillage.
- $Q_E \ll Q_0$: Le régime de fonctionnement du magnétron seul est prépondérant dans le couplage avec le signal d'injection. L'influence du signal d'injection sur la fréquence de résonance du magnétron est négligeable.
 \Rightarrow Le magnétron fonctionne en tant qu'oscillateur libre.
- $Q_E \approx Q_0$: Les facteurs de qualité étant du même ordre de grandeur, la moindre variation des caractéristiques du magnétron fait passer le magnétron du régime imposé par le signal d'injection au régime d'oscillation libre.
 \Rightarrow La fréquence du magnétron est soumise à des battements caractéristiques d'un fonctionnement en bordure de la bande de verrouillage.

Voyons maintenant les conditions nécessaires à l'instauration d'une situation de verrouillage du magnétron.

2.3.2.1.2 Conditions de verrouillage par injection

Dans la mouvance de Van Der Pol, une analyse mathématique précise et détaillée du processus de verrouillage par injection d'un oscillateur a été proposée en 1946 par Adler [30]. En s'appuyant sur un oscillateur linéaire de type R,L,C classique verrouillé par un signal de référence amplifié par un tube à vide (triode), son étude peut être généralisée pour tout type d'oscillateur et de ce fait elle constitue encore de nos jours une référence théorique en la matière.

En préambule à son étude, Adler précise les *conditions nécessaires* à prendre en compte lors de la mise en œuvre du processus de verrouillage par injection, concernant d'une part les amplitudes et les fréquences des deux oscillateurs, et d'autre part le temps de réponse de l'oscillateur verrouillé par injection :

- La fréquence de l'oscillateur doit être proche de celle de la source de référence :

$$|F_0 - F_1| = \varepsilon \text{ avec } \varepsilon \ll F_0/2Q_E$$
- La constante de temps τ pour la mise en place du phénomène d'injection doit être inférieure au seuil temporel suivant :

$$\tau \ll \frac{1}{\Delta f} \text{ avec } \Delta f = F_0 - F_1$$

- L'amplitude du signal d'injection est faible devant celle du magnétron :

$$P_1 \ll P_0$$

La première condition exprime la notion de domaine de validité de la technique de verrouillage par injection dans une gamme limitée de fréquences autour de la fréquence d'oscillation libre : c'est la bande dite de verrouillage.

La deuxième condition signifie que l'instauration du verrouillage du magnétron doit être un phénomène caractérisé par un temps de réponse bref. Dans ce cas, la fréquence du magnétron tend vers celle du signal d'injection : c'est le phénomène du « pull-in ». Si le temps de réponse est trop grand, la fréquence du magnétron est affectée par une modulation de fréquences. Cette modulation peut être atténuée par une augmentation de l'amplitude du signal d'injection.

La troisième condition limite l'apport de la puissance injectée afin de pouvoir négliger les variations de la puissance du magnétron par rapport à P_0 .

2.3.2.1.3 Développements théoriques à propos du verrouillage par injection

L'ensemble des développements théoriques concernant le verrouillage par injection est fondé sur deux approches principales du phénomène (Cf Figure 19) [33] :

- l'approche « système en boucle fermée » ;
- l'approche externe.

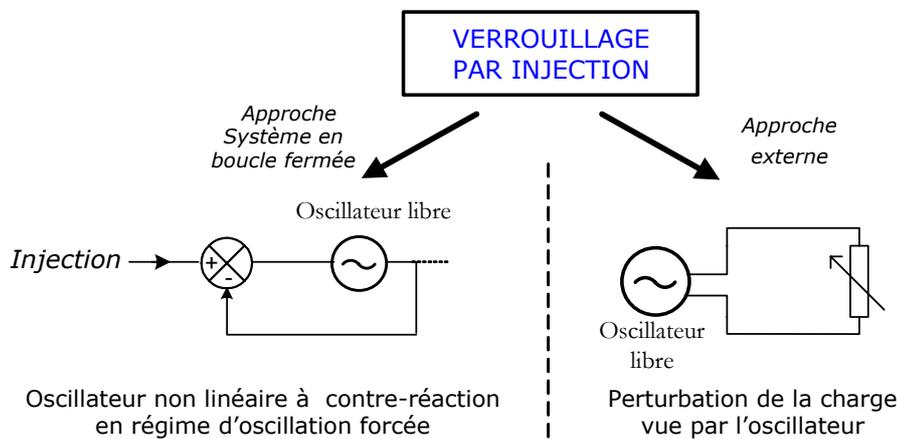


Figure 19 : Approches théoriques du verrouillage par injection

Bénéficiant de l'antériorité, l'approche du « système en boucle fermée » consiste à traiter le phénomène du verrouillage par injection comme le fonctionnement d'un oscillateur non linéaire à contre-réaction en régime d'oscillation forcée. L'écriture mathématique de cette représentation est exprimée par Van Der Pol sous la forme d'une équation différentielle de second ordre à coefficients non constants et contenant un second membre représentant le régime d'oscillation forcée [34].

Ainsi, la réponse d'une triode verrouillée par un champ électromagnétique d'amplitude B , externe et sinusoïdal de fréquence F_1 , est décrite par une équation de la forme suivante :

$$\ddot{v} + \phi(v) \cdot \dot{v} + (2\pi F_0)^2 \cdot v = (2\pi F_1)^2 B \sin(2\pi F_1 t)$$

où v est la tension en sortie de la triode et $\phi(v)$ est une fonction non linéaire de v .

La résolution de cette équation différentielle implique que la réponse d'un oscillateur placé en situation de verrouillage est la combinaison d'un régime d'oscillation libre à la fréquence d'oscillation F_0 , et d'un régime d'oscillation forcée à la fréquence d'oscillation F_1 .

Une situation de verrouillage par injection de l'oscillateur est atteinte lorsque la contribution du régime d'oscillation forcée devient prépondérante devant le régime d'oscillation libre. Pour ce faire, une condition sur la valeur minimale de l'amplitude du signal d'injection doit être remplie. En effet, selon Van Der Pol, le développement du régime d'oscillation libre est annihilé si l'amplitude de l'oscillateur verrouillé, notée b , et celle du même oscillateur fonctionnant librement, notée a , vérifie l'inégalité suivante :

$$b^2 > \frac{1}{2} a^2$$

Autrement dit, accroître la puissance du signal d'injection contribue à renforcer l'effet du verrouillage. L'équation de Van Der Pol permet aussi de prédire le comportement de l'amplitude d'un oscillateur verrouillé sur l'étendue de la bande de verrouillage. La Figure 20, communément appelée courbe de Van Der Pol, représente l'évolution qualitative de la puissance de sortie de l'oscillateur verrouillé P (axe des ordonnées) par rapport à l'écart de fréquence $\Delta f = F_0 - F_1$ (axe des abscisses) pour différentes valeurs de rapport de puissances R (avec $R_1 > R_2 > R_3$).

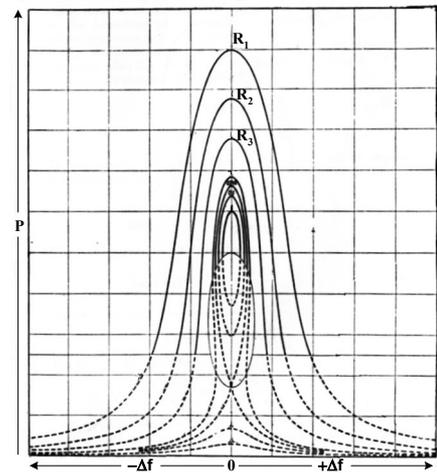
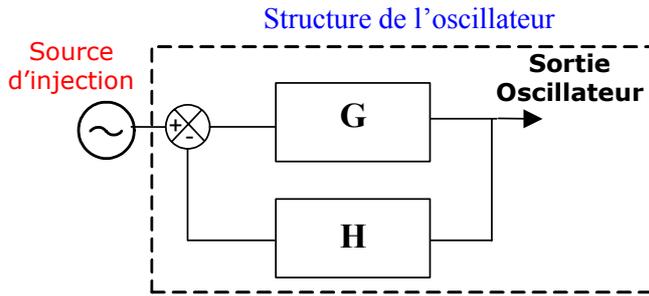


Figure 20 : Courbe de Van Der Pol

Le domaine de validité du verrouillage du magnétron pour chaque courbe est dessiné en trait plein. D'un point de vue qualitatif, il apparaît clairement que le comportement de l'oscillateur verrouillé par injection est symétrique autour de la fréquence centrale de la bande (où $F_0 = F_1$) et que l'amplitude de l'oscillateur décroît lorsque la fréquence d'injection s'éloigne de la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur.

Dans la lignée de Van Der Pol, Tucker adopte la représentation de l'oscillateur verrouillé selon la configuration suivante [35] :



où :
 G est la fonction de transfert complexe d'un amplificateur ;
 H est la fonction de transfert complexe d'un filtre passe-bande.

Comme indiqué sur le schéma ci-dessus, la structure de l'oscillateur (en pointillé) est de type contre-réaction comprenant un module amplificateur à gain non linéaire dans la boucle ouverte, et un module de filtre passe-bande dans la chaîne de retour. Une source de référence externe est alors injectée dans la structure de l'oscillateur.

A l'instar de Van Der Pol, Tucker montre que cette configuration instaure un régime d'oscillation libre, caractérisé par la fréquence de résonance de l'oscillateur libre, couplé à un régime d'oscillation forcée représenté par le signal d'injection. Outre le fait que la suppression du régime d'oscillation libre peut être obtenue si l'amplitude du signal d'injection est suffisamment importante, Tucker définit un critère de stabilité du régime d'oscillation forcée basé sur le déphasage, $\Delta\varphi$, entre le signal d'injection et la sortie de l'oscillateur verrouillé :

$$-\frac{\pi}{2} < \Delta\varphi < +\frac{\pi}{2}$$

En parallèle à cette approche intrinsèque du processus de verrouillage par injection, Huntoon propose une approche externe, permettant de s'affranchir de la connaissance de la structure interne spécifique à l'oscillateur libre. Plus précisément, Huntoon assimile l'injection du signal de référence dans l'oscillateur libre à une perturbation δz_L de la charge fixe externe Z_L vue par l'oscillateur (Cf [Figure 21](#)) [36].

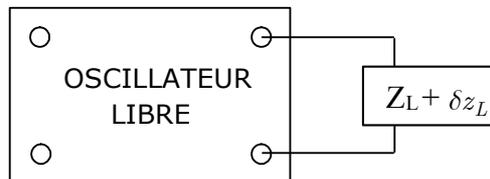


Figure 21 : Approche externe du verrouillage par injection

En faisant l'hypothèse que l'oscillateur est sensible à l'effet du « pulling », l'injection d'un signal externe, modélisée par une perturbation de la charge globale, modifie à la fois sa fréquence, son amplitude et sa phase.

En considérant un signal d'injection d'amplitude faible par rapport à celle de l'oscillateur libre, Huntoon traite le processus du verrouillage par une équation différentielle, similaire à

celle d'Adler, donnant la variation du déphasage entre l'oscillateur injecté et la source de référence en fonction du temps.

Ainsi, dans le cadre d'un fonctionnement en régime permanent, Huntoon définit :

- la condition de verrouillage de l'oscillateur libre :

$$\left| \frac{2Q_E \Delta f \left(\frac{P_0}{P_1} \right)^{\frac{1}{2}}}{F_0} \right| < 1$$

- le déphasage entre l'oscillateur injecté et la source de référence :

$$\sin \Delta\varphi = \frac{\Delta f}{B} \text{ avec } B = \frac{P_1}{P_0} \cdot \frac{F_0}{2Q_E}$$

- la largeur de bande de verrouillage : $\Delta f = \frac{1}{2} \frac{F_0}{Q_E} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}$

L'intérêt de cette deuxième approche externe est de s'affranchir de la nature de l'oscillateur et autorise une généralisation de la validité des équations issues de cette analyse à d'autres types d'oscillateurs. Par la suite, de nombreuses expérimentations ont été menées sur des oscillateurs de types différents et opérant à des fréquences dans la gamme hyperfréquence :

- Tubes hyperfréquences de type klystron [22] ;
- Tubes à champs croisés : magnétron [37] ;
- Oscillateurs à l'état solide [38].

2.3.2.1.4 Compléments théoriques

2.3.2.1.4.1 Etude du verrouillage par un signal d'injection de forte amplitude

Une technique basée sur le choix d'un rapport de puissance R élevé a permis d'étendre l'application du verrouillage par injection aux magnétrons de forte puissance. Une première étude de l'injection par des signaux de forte amplitude a été proposée par David. Dans les études précédentes, où prévalait l'hypothèse d'un signal d'injection de faible amplitude, il était possible de négliger l'impact du signal d'injection comme source d'inadaptation de la charge vue par le magnétron. Cette approximation n'est plus valable pour les configurations à R élevé. Ainsi, pour un régime de fonctionnement fixe, il est nécessaire d'intégrer le comportement en fréquence et en puissance de la sortie de l'oscillateur par rapport aux variations de sa charge pour prédire son comportement en situation de verrouillage (Figure 22).

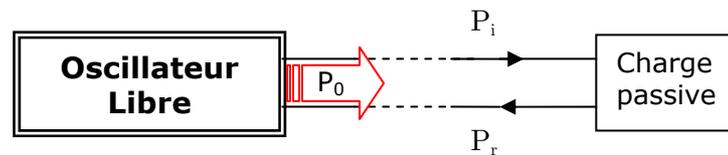


Figure 22 : Comportement du magnétron avec un rapport R élevé

Pour ce faire, David propose une méthode d'analyse graphique basée sur le diagramme de Rieke [32].

Soit :

- ρ le coefficient de réflexion de charge globale (charge passive et signal injecté) ;
- P_r la puissance réfléchiée par la charge globale ;
- P_i la puissance incidente sur la charge globale ;
- P_o la puissance de sortie du magnétron injecté.

On définit les expressions suivantes :

$$|\rho|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad \text{et} \quad P_o = P_i - P_r$$

La puissance réfléchiée P_r s'exprime alors en fonction de la puissance de sortie P_o et du coefficient de réflexion global ρ suivant l'équation : $P_r = \left(\frac{1}{|\rho|^2} - 1 \right)^{-1} \cdot P_o$

Sous l'hypothèse que le signal de référence est injecté en sortie de l'oscillateur et que la charge passive est adaptée, P_r ne dépend que des paramètres du signal injecté (via P_o et ρ). Connaissant les couples (P_o, ρ) donnés par le diagramme de Rieke, David suggère de tracer sur l'abaque de Smith les courbes à puissance réfléchiée constante associées. En effet, ces courbes, appelées CRP²⁰, représentent les points de fonctionnement possibles de l'oscillateur, de sorte que pour une puissance du signal de synchronisation donnée, le point de fonctionnement de l'oscillateur injecté est déterminé en prenant l'intersection de la courbe CRP associée avec la courbe de la fréquence du signal de synchronisation (Figure 23). La puissance de sortie de l'oscillateur est ensuite obtenue en se référant au diagramme de Rieke de l'oscillateur libre par la courbe à puissance constante passant par le point de fonctionnement déterminé précédemment.

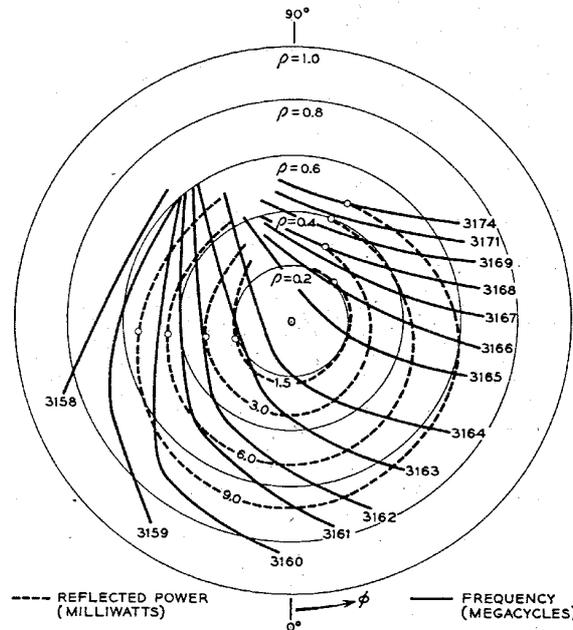


Figure 23 : Courbes CRP et isofréquences sur l'abaque de Smith pour un tube à vide 707-B

²⁰ Constant Reflected Power

Or, étant donnée l'allure fermée des courbes CRP, il apparaît qu'il existe deux points de fonctionnement possibles pour chaque valeur de fréquence et de puissance du signal de verrouillage. A l'issue d'un raisonnement sur la stabilité du déphasage par rapport aux variations de la fréquence, David montre que les points de fonctionnement stables d'un magnétron verrouillé se trouvent sur la partie à variations positives de fréquences, pour des variations positives du déphasage $\Delta\varphi$ (courbes CRP concave montantes).

En faisant l'hypothèse que la charge passive est adaptée, il est donc possible de spécifier grâce aux CRP la réponse en amplitude et en fréquence d'un oscillateur injecté en fonction de l'amplitude et de la fréquence du signal de synchronisation.

Une étude du comportement en phase de l'oscillateur verrouillé complète cette analyse [39]. Comme précédemment, il est nécessaire de prendre en compte l'inadaptation causée par l'injection du signal de référence. Ainsi, le déphasage $\Delta\varphi$ entre le signal d'injection et la sortie de l'oscillateur verrouillé s'exprime en fonction du coefficient de réflexion ρ suivant l'équation :

$$Q_E (1 + \rho^2 + 2\rho \cos \Delta\varphi)(F_1 - F_0) = F_0 \rho \sin \Delta\varphi$$

De cette équation, on en déduit une expression étendue de la condition de verrouillage présentée précédemment par Adler :

$$\Delta f \leq \frac{F_0 \rho}{Q_E} \cdot \frac{1}{1 - \rho^2}$$

2.3.2.1.4.2 Influence du verrouillage par injection sur le niveau de bruit d'un oscillateur

Les contraintes sur le niveau de bruit imposé pour un système de TESF requièrent une connaissance précise de son influence. Dans le cadre d'une étude du verrouillage par injection sur divers oscillateurs, Day [22] propose un formalisme mathématique du bruit interne d'un oscillateur verrouillé par injection sous la forme suivante :

$$V(t) = A_0 [1 + a(t)] \cos \left[\omega_0 t + \int \omega(t) dt \right]$$

où : $V(t)$ est la sortie de l'oscillateur verrouillé ;

A_0 = amplitude du signal non bruité ;

$a(t)$ = fonction temporelle aléatoire associée ;

ω_0 = pulsation du signal non bruité ;

$\omega(t)$ = fonction temporelle aléatoire associée.

Il apparaît clairement que le bruit interne affecte à la fois l'amplitude et la phase de l'oscillateur :

$$\text{Bruit}_{\text{Oscillateur verrouillé}} = \text{Bruit}_{\text{Amplitude}} + \text{Bruit}_{\text{Fréquence}}$$

où : $\text{Bruit}_{\text{Amplitude}}$ représente une modulation d'amplitude ;

$\text{Bruit}_{\text{Fréquence}}$ représente une modulation de fréquence.

De nombreuses études ont prouvé l'efficacité du processus de verrouillage par injection à atténuer l'influence du bruit interne sur le spectre de sortie [40]. Plus précisément, il semble judicieux de mettre à profit le fait que la modulation de fréquence constituant le bruit interne de l'oscillateur verrouillé peut être considérablement réduite par l'injection d'un signal de verrouillage stable dont l'amplitude est supérieure à celle du bruit interne [41]. Par contre, l'amélioration de la modulation d'amplitude par le verrouillage est moins sensible [31].

Ainsi, outre une capacité de stabilisation de la fréquence d'oscillation libre, la technique de verrouillage par injection se révèle être également performante en terme d'amélioration du niveau de bruit généré en sortie d'oscillateur.

2.3.2.2 Verrouillage de la fréquence

La première application à bénéficier du verrouillage par injection de la fréquence du magnétron a été la détection radar. En effet, le verrouillage par injection a permis d'améliorer grandement les performances du magnétron en fonctionnement pulsé : réduction des effets du jitter²¹ sur les trains d'impulsions et des dérives de température [42]. Le verrouillage par injection de la fréquence est obtenu en utilisant le magnétron en « pseudo-amplificateur » comme le montre la [Figure 24](#).

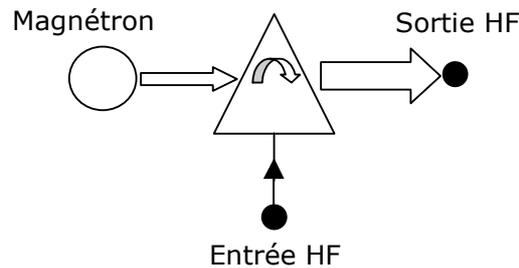


Figure 24 : Montage « pseudo-amplificateur »

L'appellation de « pseudo-amplificateur » est due au fait que la sortie HF amplifiée est une combinaison de deux puissances distinctes : l'entrée HF et le magnétron. D'après la théorie vue précédemment, la bande de verrouillage est définie par l'équation d'Adler :

$$\frac{\Delta f}{F_0} = \frac{2}{Q_E} \sqrt{\frac{P_1}{P_0}}$$

La bande de verrouillage varie généralement de 1 % à 10 % au maximum pour un pseudo-gain compris entre 5 dB et 25 dB. Pour augmenter la bande de verrouillage Δf , le magnétron devra être conçu avec un facteur de qualité externe faible. Un autre moyen consiste à avoir un pseudo-gain P_1/P_0 important en augmentant la puissance d'injection. Dans le cas de

²¹ Variations brusques et indésirables des caractéristiques du signal

verrouillage de magnétrons de forte puissance, il est judicieux de procéder par étages de pseudo-amplification successive afin d'obtenir la puissance d'injection nécessaire [43].

En pratique, étant donné le bruit de phase du magnétron, la bande de verrouillage est égale au maximum à 75 % de la bande théorique prédite par l'équation d'Adler. En effet, cette bande de verrouillage peut être encore réduite par les variations de la fréquence d'oscillation libre du magnétron dues au courant d'anode, au TOS généré par la charge et à la température.

2.3.2.3 Verrouillage de la phase

Comme précédemment, le verrouillage de la phase par injection s'appuie sur le montage « pseudo-amplificateur » du magnétron. La relation donnant le déphasage $\Delta\varphi$ entre le signal d'injection et la sortie HF du magnétron se déduit de l'équation d'Adler :

$$\Delta\varphi = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta f \cdot Q_E}{F_0 \sqrt{P_1/P_0}} \right)$$

Le domaine global de variations du déphasage est défini par :

$$-90^\circ \leq \Delta\varphi \leq +90^\circ$$

Comme le montre la Figure 25, le principe du verrouillage consiste à corriger la phase du magnétron, à partir du déphasage entre la phase de référence et la sortie du magnétron injecté, afin que la fréquence du magnétron soit synchronisée avec la fréquence d'injection tout en gardant une phase constante.

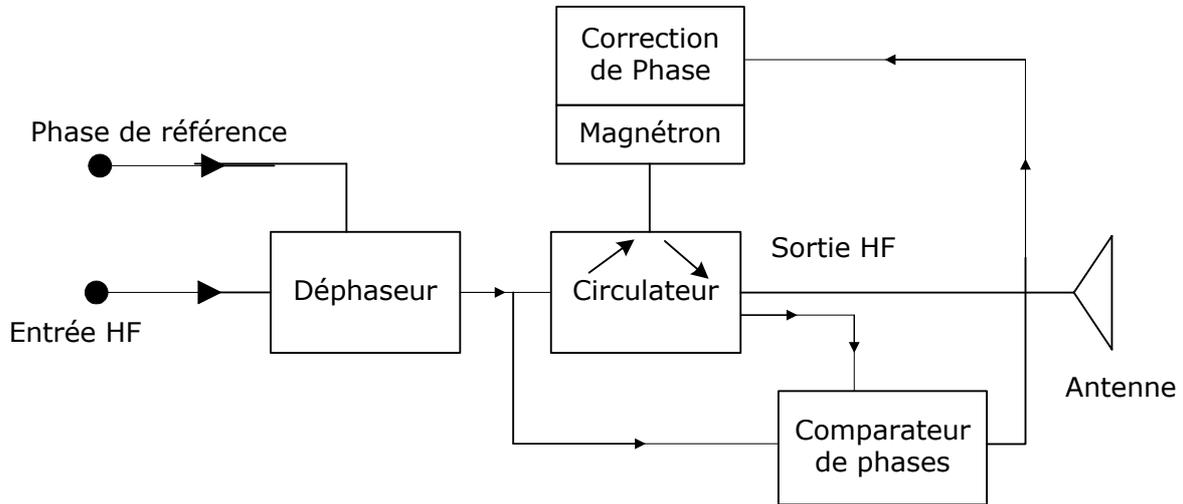


Figure 25 : Verrouillage par injection de la phase d'un magnétron

Les dispositifs de réglage de la phase du magnétron sont de trois types [44] :

- Réglage mécanique ;
- Variation courant anodique (effet pushing) ;
- Variation de la réactance de la charge (effet pulling).

2.3.3 Approche systémique de l'analyse du magnétron verrouillé par injection – Hypothèse de base de l'étude

Dans le but de s'affranchir de l'absence de modèle de connaissance physique complète et rigoureuse du magnétron, nous avons bâti notre démarche sur une approche comportementale du système constitué par le magnétron placé en situation de verrouillage par injection. Comme le montre la [Figure 26](#), la première étape de cette approche consiste à définir les paramètres caractéristiques du système physique étudié à partir de données expérimentales.

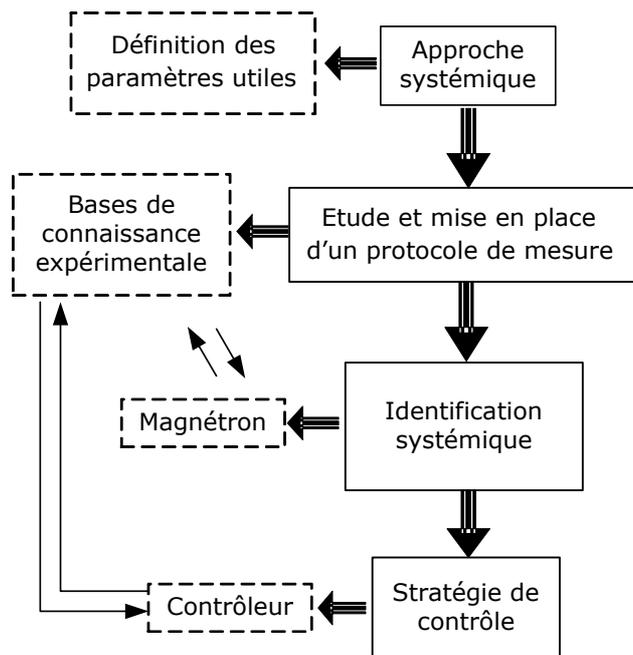


Figure 26 : Approche systémique

Il est important de préciser que nous avons limité notre approche à l'étude du système en régime quasi-stationnaire. Ceci revient à éluder tout phénomène physique transitoire (comme le processus de démarrage du magnétron par exemple) et à faire l'hypothèse que le temps de réponse du magnétron, pour atteindre son nouveau point de fonctionnement stable, est toujours inférieur au temps d'échantillonnage du système d'acquisition des mesures.

Il est clair que cette hypothèse génère une restriction sur la dynamique des consignes impliquant des grandeurs dont le temps de réponse est grand : notamment les effets dus à l'inertie thermique.

La représentation modulaire d'un magnétron verrouillé par injection de la [Figure 27](#), met en évidence le rôle central du magnétron, autour duquel évoluent trois modules de commande distincts.

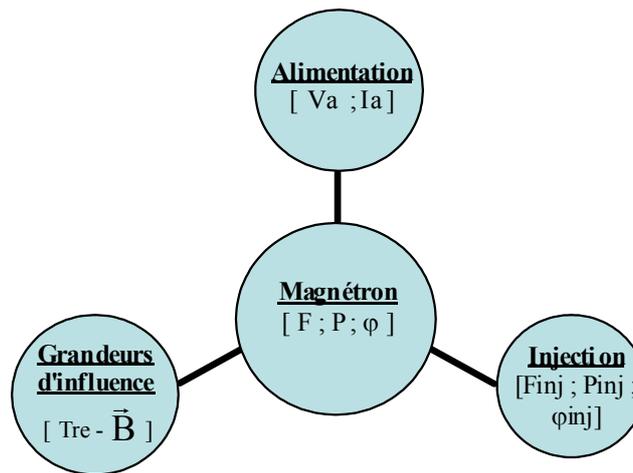


Figure 27 : Représentation modulaire d'un magnétron verrouillé par injection

Le type d'interaction du magnétron avec ces organes de commande, ainsi que les paramètres associés, sont synthétisés dans le tableau récapitulatif ci-dessous :

Désignation	Type d'interaction	Paramètres
Alimentation du magnétron	Direct	Va : Tension anodique (V) Ia : Courant anodique (A)
Source d'injection	Direct	F _{inj} : Fréquence du signal d'injection (Hz) P _{inj} : Puissance du signal d'injection (W) φ _{inj} : Phase du signal d'injection (°)
Grandeurs d'influence	Indirect	T ^{re} : Température de fonctionnement (°C)
	Direct	\vec{B} : Champ d'induction magnétique (T)

Les variables de commande ou d'observation étant définies, nous avons mis en œuvre une procédure d'identification d'un modèle comportemental non linéaire à base de réseaux de neurones du dispositif. Ce travail requiert une base de connaissance expérimentale représentative du fonctionnement du magnétron sur tout le domaine de fonctionnement réel.

Nous présentons dans le chapitre suivant l'étude ainsi que la mise en place d'un protocole de mesures pour caractériser expérimentalement le magnétron verrouillé par injection. A partir de la source d'informations collectées, nous élaborerons ensuite une stratégie de commande d'une voie HF alimentée par un magnétron.

REFERENCES

1. Brown, W.C., *The SPS Transmitter Designed Around the Magnetron Directional Amplifier*. Space Power, 1988. Vol. 7, No. 1: p. 37-49.
2. Celeste, A., J.D. Lan Sun Luk, and J.P. Chabriat. *L'étude de cas de Grand-Bassin : aspects techniques*. in *SPS97*. 1997. Montréal.
3. Glaser, P.E., *Power from the Sun : Its Future*, in *Science*. 1968. p. 857-861.
4. Brown, W.C., *Status of Beamed Power Transmission Technology and Applications at 2.45 GHz*. Space Power, 1989. Vol. 8, No.3: p. 339-355.
5. Glaser, P.E., *The Solar Power Satellite - Past, Present and Future*.
6. Dickinson, R.M. *Issues in Microwave Power Systems Engineering*. in *IECEC*. 1996. Washington DC.
7. Mankins, J.C., *Space Solar Power - A Fresh Look at the Feasibility of Generating Solar Power in Space for Use on Earth*. 1997, SAIC - NASA. p. 255.
8. Brown, W.C., *Recommended Program of Experimental Demonstration and Refinement of Wireless Power Transmission Technology in the Context of Space Solar Power*. 1996.
9. Dickinson, R.M., *Microwave Power Transmitting phased array antenna research*. 1978, Jet Propulsion Laboratory - NASA.
10. Kilgore, G.R., *Recollections of Pre-World War II Magnetrons and their applications*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1984. ED-31, No. 11: p. 1593-1595.
11. Hull, J.F., *A young engineer enters the Microwave Tube Field during World War II*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1984. ED-31, No. 11.
12. Boot, H.A. and J.T. Randall, *Historical notes on the Cavity Magnetron*. IEEE Transactions on electron devices, 1976. ED-23, No. 7: p. 724-729.
13. Sivan, L., *Microwave Tube Transmitters*. Microwave Technology Series. Vol. 9. 1994: Chapman & Hall. 464.
14. Brown, W.C., *The Microwave Magnetron and Its Derivatives*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1984. ED-31, No. 11: p. 1595-1605.
15. Celeste, A., L. Chane-Kuang-Sang, and J.D. Lan-Sun-Luk. *A Point-to-Point Terrestrial Wireless Power Transportation Prototype Using An Injection-Locked Magnetron Array*. in *AP2000*. 2000.
16. Gold, S.H. and G.S. Nusinovich, *Review of High Power Microwave Source Research*. Rev. Sci. Instrum., 1997. 68: p. 3945-3974.
17. Brown, W.C. *Experimental Radiation Cooled Magnetrons For Space*. in *SPS91 Conference*. 1991. Paris.
18. Vyse, B., V.H. Smith, and M.O. White, *Magnetrons Offer Advantages In Coherent Transmitters*. MSN, 1983: p. 118-127.
19. Best, W.S., R.W. Laton, and V.H. Smith, *Coherent Transmitter Considerations Utilizing Injection Locked Magnetrons*. IEEE MTT-S Digest, 1984: p. 356-358.
20. Mitchell, B., *Three new ways to tune a magnetron*. Microwaves & RF, 1985: p. 53-55.
21. Pickering, A.H., *Electronic Tuning of Magnetrons*. Microwave Journal, 1979: p. 73-78.
22. Day, W.R., *Stabilization of microwave oscillators by injection phase locking*. The microwave journal, 1967. Mars: p. 35-39.
23. Vaughan, M. and J. Rodney, *The injection-locked voltage-tunable magnetron*. The microwave journal, 1968: p. 45-47.
24. English, B., *Magnetrons Deliver Cost-Effective System Performance*. Microwaves & RF, 1991: p. 67-72.

25. York, R.A. and T. Itoh, *Injection and Phase-Locking Techniques for Beam Control*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998. Vol. 46 - N°11: p. 1920-1929.
26. Meier, I. and J.B.d. Swardt. *Simple pattern synthesis for microwave dielectric heating*. in *IEEE Africon'99 proceedings*. 1999. Cape Town - South Africa.
27. Carnahan, C.W. and H.P. Kalmus, *Synchronised oscillators as FM receiver limiters*. Electron., 1944. Vol.17, N°8: p. 108.
28. Edmonson, P.J., P.M. Smith, and C.K. Campbell, *Injection Locking Techniques for a 1-GHz Digital Receiver Using Acoustic-Wave Devices*. IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics and frequency control, 1992. Vol. 39, No.5: p. 631-637.
29. Van Der Pol, B. *The Nonlinear Theory of Electric Oscillations*. in *Institute of Radio Engineers*. 1934.
30. Adler, R., *A Study of Locking Phenomena in Oscillators*. Proceedings of the I.R.E and Waves and Electrons, 1946: p. 351-357.
31. Kurokawa, K. *Noise in Synchronized Oscillators*. in *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. 1968.
32. David, E.E., *Phasing by RF Signals*. 1961. II: p. 375-399.
33. David, E.E., *RF Phase Control in Pulsed Magnetrons*. Proceedings of the I.R.E, 1952: p. 669-685.
34. Van Der Pol, B., *Forced Oscillations in a Circuit with non-linear Resistance. (Reception with reactive Triode)*, in *Philosophical Magazine*. 1927. p. 65-80.
35. Tucker, D.G. *Forced Oscillations in Oscillator Circuits, and the Synchronization of Oscillators*. in *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 1945.
36. Huntoon, A.W.R.D. *Synchronisation of Oscillators*. in *I.R.E Conference*.
37. Slater, J.C., *The Phasing of Magnetrons*. 1947, Research Laboratory of Electronics (MIT). p. 19.
38. Kurokawa, K. *Injection Locking Microwave Oscillator*. in *Proceedings of the IEEE*. 1973.
39. Xianyang, Z., et al., *Phase locking of high power microwave oscillators with large injection power ratios*. Review of scientific instruments - American Institute of Physics, 1996. 67: p. 2010-2013.
40. Weglein, R.D. and H.A. Leach, *The noise behavior of an injection-locked magnetron reflection amplifier*. IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, 1987: p. 261-264.
41. Hines, M.E., J.C.R. Collinet, and J.G. Ondria, *FM Noise Suppression of an Injection Phase-Locked Oscillator*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1968. MTT-16, No.9: p. 738-742.
42. Devito, P.A., *Some Properties of an Injection-Locked Pulsed Magnetron*. Physical Sciences Research Papers, 1973. 530.
43. *Injection-Locked magnetrons*. Microwaves & RF, 1991.
44. Brown, W.C. *The Sophisticated Properties of the Microwave Oven Magnetron*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1989.

Chapitre 3 : Développement du dispositif expérimental

Dans le but final d'élaborer une stratégie de contrôle de deux magnétrons, nous avons opté pour une étude du fonctionnement dissocié de chaque voie HF. Notre premier travail a été de concevoir un dispositif expérimental autour d'un magnétron.

Le développement de ce dispositif présente un objectif double :

- la mise en oeuvre et la caractérisation expérimentale en laboratoire d'une source hyperfréquence de puissance : le magnétron ;
- l'élaboration d'une stratégie de commande des paramètres du magnétron au moyen d'actions non intrusives.

La réussite de cette première étape de caractérisation expérimentale du magnétron nous a semblé une condition nécessaire pour valider la conception et la qualité (en terme de précision et de robustesse) d'une boucle de commande d'une voie HF, avant d'envisager l'élaboration d'une stratégie de commande d'un dispositif mettant en jeu la synchronisation de deux magnétrons.

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'ensemble des actions entreprises au sein du laboratoire pour la mise en oeuvre expérimentale d'une voie HF. Après avoir défini l'ensemble des paramètres caractérisant un magnétron en situation de verrouillage par injection, nous présenterons un travail préliminaire concernant la maîtrise de deux grandeurs d'influence : le champ magnétique et la température de fonctionnement. A l'issue de ce travail, nous ferons une description détaillée du dispositif expérimental et de l'instrumentation associée à chaque voie HF. Nous clôturerons ce chapitre par une phase de validation de notre dispositif expérimental à partir de mesures réalisées sur des composants de référence.

3.1 Mise en oeuvre expérimentale d'une voie HF

La conception du dispositif expérimental est basée sur la mise en oeuvre d'un magnétron placé en situation de verrouillage par injection. Pour reprendre le formalisme évoqué dans le chapitre 2 à propos de cette technique de synchronisation de magnétrons, nous souhaitons mettre à profit la sensibilité du magnétron à l'effet « pulling », constitué par un décalage en fréquence et en amplitude de l'oscillateur, en réponse à une variation du TOS¹ vu par le magnétron. L'injection d'un signal de référence de faible niveau est alors considérée comme une variation de la charge,

¹ Taux d'Ondes Stationnaires

principe exploré par divers auteurs [1], mais dont l'application la plus similaire à celle que nous souhaitons mettre en place est sans nul doute le MDA² proposé par W.C. Brown [2]. La Figure 1 représente un schéma bloc du dispositif expérimental.

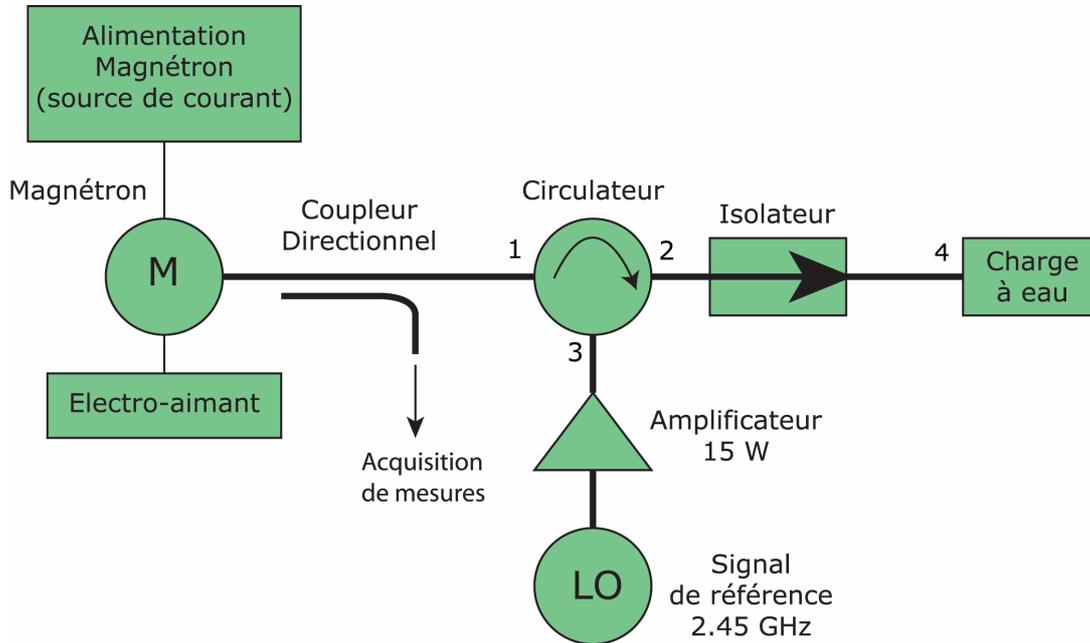


Figure 1 : Schéma bloc du dispositif expérimental

En situation de verrouillage par injection, le signal de forte puissance généré par le magnétron se synchronise avec un signal externe de référence de plus faible puissance. Le signal de référence injecté au port N°3 du circulateur interagit avec le signal propre au magnétron. Le signal HF de puissance résultant est ensuite dirigé vers une charge à eau passive adaptée (trajet 1-2-4 du circulateur), où il est absorbé avant d'être évacué. Il est à noter que le bloc isolateur représenté avec le symbole d'un composant non réciproque impose un trajet unidirectionnel de l'onde électromagnétique HF de 2 vers 4.

3.1.1 Définition des paramètres caractéristiques d'un magnétron verrouillé par injection

Nous avons vu au chapitre 2, que le magnétron en situation de verrouillage par injection peut être représenté sous la forme d'un système défini par un certain nombre de paramètres caractéristiques internes et externes au magnétron. Ces paramètres sont regroupés dans le tableau ci-après :

² Magnetron Directional Amplifier

PARAMÈTRES INTERNES	ALIMENTATION		SORTIE MAGNÉTRON	
	ddp	V	Fréquence	F
	anode – cathode		Puissance	P
PARAMÈTRES EXTERNNES	Courant anodique	I_a	Phase	φ
	SIGNAL D'INJECTION		GRANDEURS D'INFLUENCE	
	Fréquence	F_{inj}	Champ d'induction magnétique	\vec{B}
	Puissance	P_{inj}	Température	T_{re}
	Phase	φ_{inj}		

Nous verrons dans les paragraphes suivants que la volonté de déterminer expérimentalement l'ensemble de ces paramètres a guidé notre démarche dans l'élaboration du dispositif expérimental.

3.1.2 Maîtrise des grandeurs d'influence du magnétron

Un travail préliminaire ayant pour but la maîtrise des grandeurs d'influence du magnétron a été réalisé (champ d'induction magnétique \vec{B} et température de fonctionnement). Plus précisément, l'objectif était d'une part de doter le magnétron d'une variable de commande supplémentaire sur le champ \vec{B} , en lui greffant un électro-aimant, et d'autre part de garantir une stabilité thermique de l'environnement du magnétron en fonctionnement.

3.1.2.1 Ajout d'un électro-aimant sur le magnétron

Pour des raisons de coût et de disponibilité locale, nous avons opté pour un magnétron destiné aux fours à micro-ondes domestiques. Il s'agit d'un modèle de moyenne puissance, 800 W maximum, et doté d'un aimant permanent assurant un champ d'induction magnétique fixe. Sur ce dernier point, tout en respectant l'intégrité de la structure interne du magnétron, une modification a été apportée à la configuration externe.

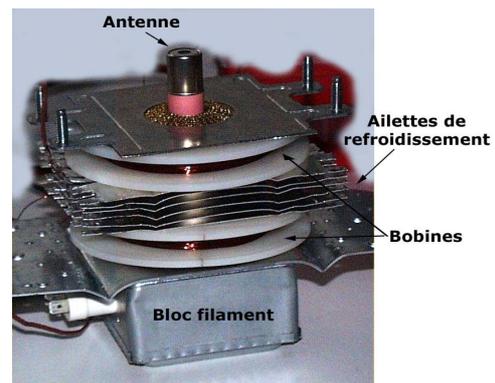


Figure 2 : Ajout de l'électroaimant sur le magnétron

Comme le montre la [Figure 2](#), un électro-aimant constitué par deux enroulements disjoints de cuivre émaillé, a été placés de part et d'autre de la cavité du magnétron de façon à nous permettre de faire varier le champ d'induction magnétique dans la cavité, et d'observer les variations associées du signal HF de sortie, en amplitude et en fréquence.

Pratiquement, il est possible de faire varier l'intensité et le sens du courant, I_{bob} , dans ces électroaimants, ce qui revient à augmenter ou à diminuer le champ d'induction magnétique dans la cavité du magnétron (Cf [Figure 3](#)). L'effet physique recherché consiste à incurver plus ou moins la trajectoire des électrons. Ceci se traduit par une variation du nombre d'électrons atteignant l'anode, autrement dit du courant anodique. Ainsi, l'électro-aimant constitue un degré d'action supplémentaire sur le point de fonctionnement du magnétron.

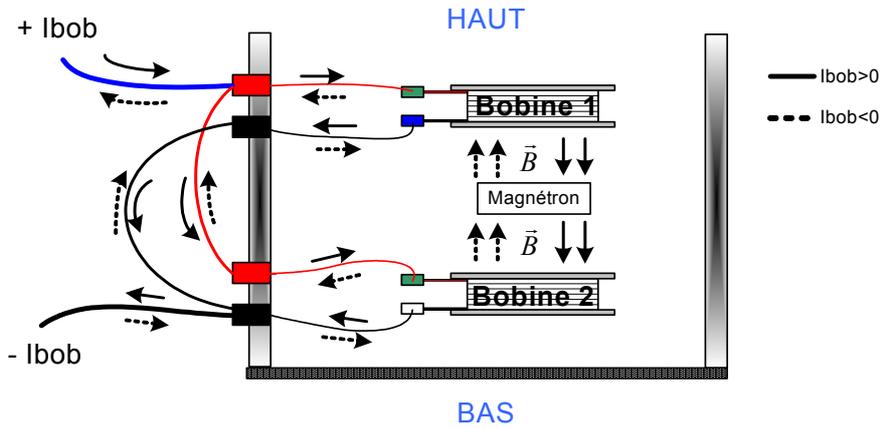


Figure 3 : Action du champ magnétique créé par l'électroaimant

Remarque : Dans notre dispositif expérimental, le courant I_{bob} est fourni par un générateur de courant continu HP E3632A doté d'une gamme de variation : $0 \text{ A} \leq I_{bob} \leq + 7 \text{ A}$. Or il s'avère que I_{bob} est une grandeur algébrique pouvant prendre une valeur positive ou négative. Un module d'inversion du signe du courant I_{bob} , à base de deux relais mécaniques fonctionnant de manière synchrone, a été réalisé afin de contrôler le sens de parcours du courant dans les bobines de l'électro-aimant. Les relais utilisés sont des relais de puissance à commande électromagnétique possédant un temps de commutation d'une seconde. Ce temps peut s'avérer incompatible avec une dynamique rapide et alternée des variations du signe de I_{bob} . Cette limitation devra être prise en compte ultérieurement lors de l'élaboration de la stratégie de commande du magnétron.

3.1.2.2 Environnement confiné du magnétron en fonctionnement

Les performances du magnétron étant fortement sensibles à la température de fonctionnement, il nous a semblé important de limiter au maximum la portée de cette perturbation. Cette action passe par une maîtrise de l'environnement thermique du magnétron afin de stabiliser la température de fonctionnement en régime stationnaire. Pour ce faire, nous avons opté pour un confinement du magnétron dans une cloche, à l'intérieur de laquelle l'air est soumis à un brassage constant. En effet, comme le montre la [Figure 6](#), la cloche sert de support à un ventilateur prévu pour le refroidissement du magnétron. La chaleur conduite par les ailettes est évacuée par convection forcée d'air, à l'aide d'un ventilateur hélicoïdal garantissant un débit

d'air de $875 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$. Nous verrons dans le chapitre 4 l'impact de cette action sur le comportement en température du magnétron.

Outre le fait d'atténuer l'influence de la température, il est important de souligner le rôle de cette cloche en tant que dispositif de sécurité inhérent à l'utilisation de très haute tension (4 kV) aux bornes des électrodes du magnétron. En isolant le magnétron, tout contact accidentel avec la connexion HT « en l'air » du raccord au magnétron (borne F) ou avec le fil d'alimentation du filament parcouru par un courant de forte intensité est impossible. En effet, une fois la cloche fermée, l'ensemble des manipulations se fait par des connecteurs appropriés, fiables et sécurisés.

3.1.3 Parcours de l'onde HF dans le dispositif expérimental

Afin de mettre en œuvre la configuration expérimentale la plus judicieuse en terme de richesse d'informations, notre attention s'est portée sur la maîtrise du parcours de l'énergie HF émise par le magnétron. Dans cette optique, les composants de la ligne de transmission HF et l'instrumentation déployée autour du dispositif expérimental ont été agencés de manière à accéder aux paramètres caractéristiques du magnétron verrouillé par injection (Cf 3.1.1).

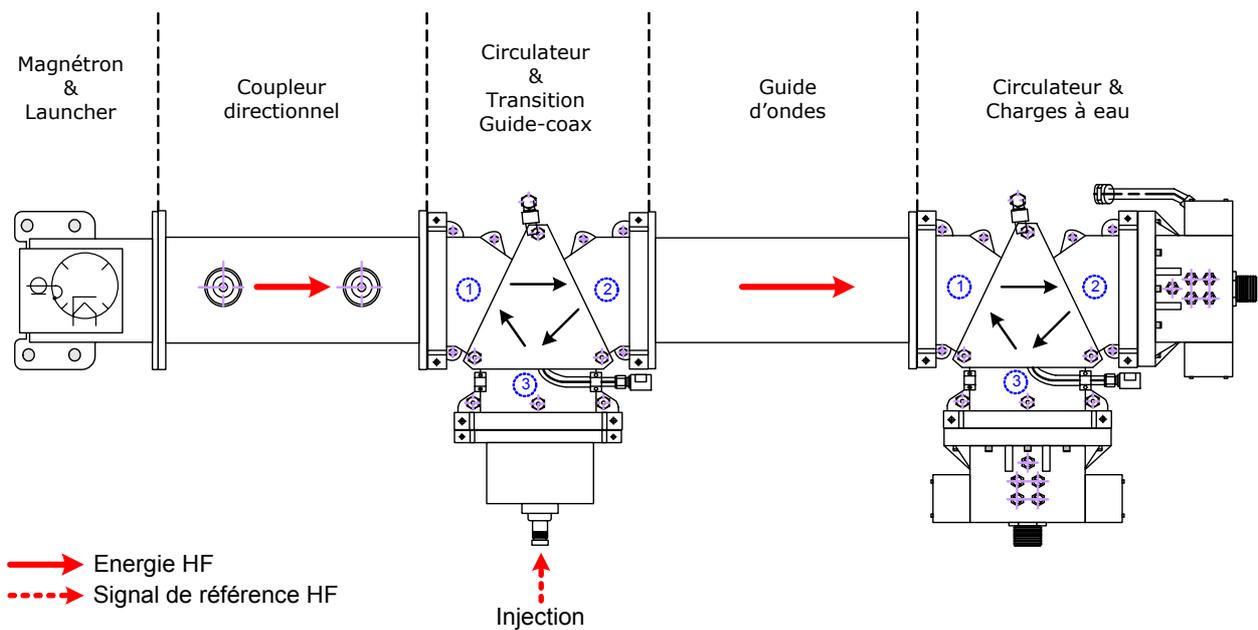


Figure 4 : Vue de dessus de la ligne de transmission HF

Comme le montre la [Figure 4](#), la ligne de transmission peut être décomposée en divers tronçons distincts, chacun étant caractérisé par une interaction spécifique avec l'onde HF.

Analysons de manière détaillée le parcours suivi par l'énergie (DC et HF) dans notre dispositif expérimental :

- *Module d'extension de l'alimentation Richardson*

Le principe de fonctionnement du magnétron étant basé sur l'effet thermoïonique (Cf Chap2), le chauffage du filament ainsi que la différence de potentiel entre l'anode et la cathode sont réalisés par le biais d'une alimentation ayant les caractéristiques suivantes :

Alimentation Richardson Electronics		Transformateur Filament	
Désignation	SM745	Désignation	FIL100E
Type	Source de courant	Puissance	100 VA
Puissance de sortie	3000 W	Tension de sortie	5 V
Courant de sortie	720 mA à 40°C	Temps de préchauffage filament	10 s
Taux d'ondulation de sortie	<5 %		

Remarques :

- Selon le constructeur, il s'avère que le SM745 est une alimentation de type source de courant, dotée d'un taux d'ondulation inférieur à 5 %. Pour une tension de sortie DC de 4 kV, nous verrons dans la *conclusion* (perspectives) qu'une diminution du taux d'ondulation en sortie permet d'améliorer grandement la qualité spectrale du magnétron.
- Concernant le chauffage du filament, il est obtenu en dissipant par effet Joule un courant de fort ampérage. Dans notre cas, le transformateur du filament est capable de délivrer une puissance apparente de 100 VA pour une tension de sortie de 5 V (AC), soit un courant maximum de 20 A.

Afin de disposer d'une commande électronique du SM745, un module d'extension a été greffé à l'alimentation Richardson (Cf [Figure 5](#)).

L'intérêt de ce module est double :

- Commande en tension de la consigne en puissance du SM745 (Sigcom) ;
- Accès à la mesure du courant d'anode.

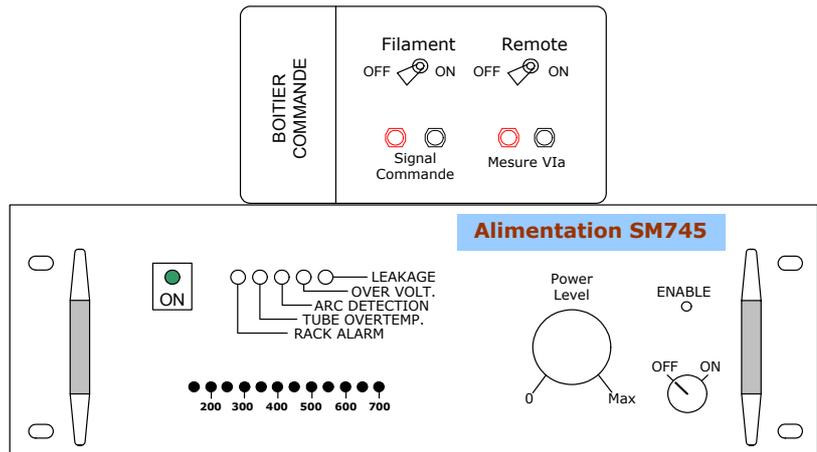


Figure 5 : Alimentation SM745 et son module d'extension

Nous avons réalisé le câblage interne de cette interface de commande en accord avec les spécificités techniques du SM745.

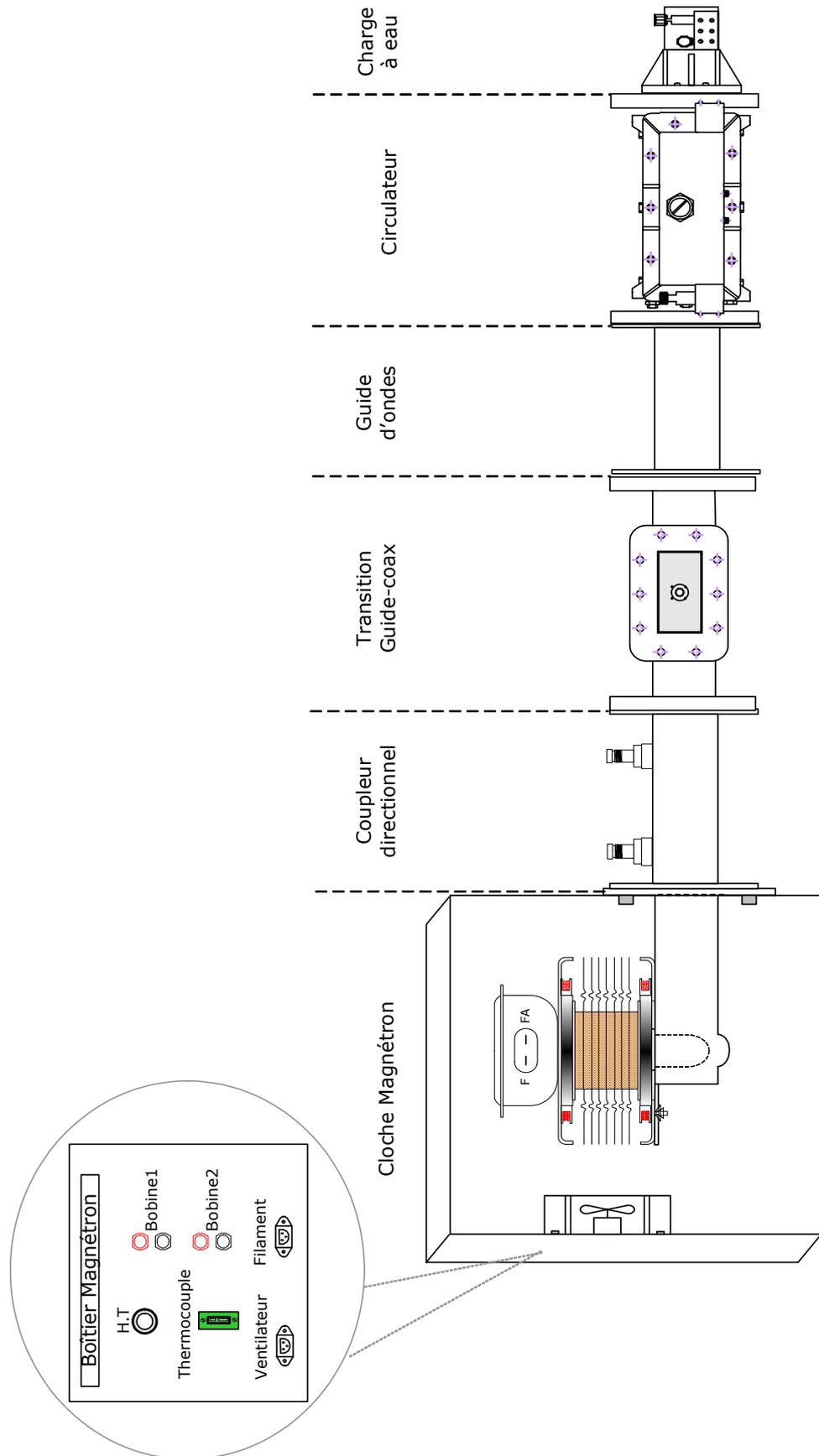


Figure 6 : Vue en coupe de la ligne de transmission de la puissance HF

- *Magnétron et launcher*

Le launcher est le point de départ de la ligne de transmission des micro-ondes générées par le magnétron. Il sert à adapter l'antenne du magnétron au guide d'onde, favorisant ainsi la circulation de l'énergie HF pour une gamme de fréquences donnée et définie selon la norme choisie. Dans notre cas, il s'agit de la norme WR340 selon la désignation EIA³ (tableau ci-dessous).

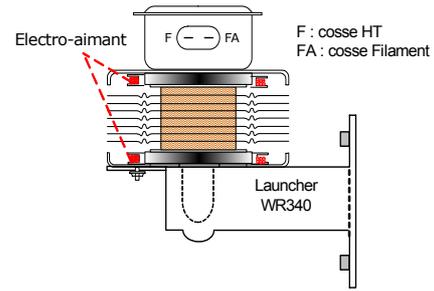


Figure 7 : Magnétron et launcher

- *Coupleur directionnel*

Un coupleur directionnel, de type WR340 a été placé juste en sortie du launcher. Le modèle utilisé permet un couplage bidirectionnel avec une atténuation de 60 dB⁴. Cette position stratégique a l'avantage de fournir simultanément deux observations importantes :

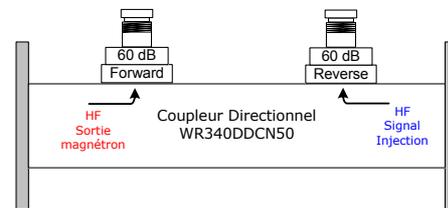


Figure 8 : Coupleur directionnel

- la réponse directe du magnétron en mode Forward (mesurée à partir d'un détecteur HF délivrant une tension V_{det}) ;
- la sollicitation du signal d'injection en sortie du magnétron (en négligeant toute puissance HF réfléchié).

- *Circulateur et coaxtrans*

C'est à ce niveau que se trouve le point d'entrée du signal de référence dans la ligne de transmission de puissance HF. Le signal de référence HF de plus faible puissance provenant d'un câble coaxial de type N à faible perte (RG/213U) et d'impédance caractéristique 50Ω , une adaptation du type N vers le type WR340 s'avère nécessaire. Ensuite, le circulateur associé au coupleur directionnel assure le transfert du signal d'injection vers la sortie du magnétron.

- *Guide d'onde*

Un espace de propagation guidée et rectiligne de longueur 30 cm, soit $5\lambda/2$ ($F=2.45\text{GHz}$), est parcouru par l'onde HF issue du magnétron injecté. Les caractéristiques du guide sont les suivantes :

Désignation EIA	Bande	Dimensions intérieures (mm)	Gamme d'utilisation de fréquences (GHz)	Fréq. Coupure (GHz)
WR340	D -S	86.36, 43.18	2.10 to 3.00	1.6

³ Electronics Industries Association (Standard US)

⁴ 59.85 dB pour la voie 1 et 60.75 dB pour la voie 2 (pour notre gamme opérationnelle de fréquences)

Actuellement, ce tronçon de ligne ne réalise aucune interaction de l'onde HF avec l'extérieur, mais il peut se révéler utile comme espace de variation de la charge vue par le magnétron.

- *Circulateur et charges à eau*

Placée en bout de ligne, cette association de composants joue le rôle d'un isolateur. Pour ce faire, une charge à eau est connectée aux ports 2 et 3 du circulateur (Cf [Figure 4](#)) de manière à empêcher tout retour éventuel de l'onde. Plus précisément, l'isolateur a pour but de collecter et d'évacuer toute l'énergie HF absorbée sous forme thermique par le circuit d'eau de la charge.

Il est important de noter que nous avons fait le choix d'une charge adaptée afin, d'une part de limiter toute réflexion de l'énergie HF susceptible d'endommager le magnétron ainsi que la source de référence, LO⁵, et d'autre part de limiter l'effet "pulling" à la seule intervention du phénomène de verrouillage par injection. De plus, la valeur de la charge étant fixe, elle ne perturbe pas le magnétron. Ainsi, dans le cadre de notre dispositif, son point de fonctionnement sera déterminé par :

- les conditions d'utilisation du magnétron à vide : différence de potentiel inter-électrodes, courant anodique et champ magnétique ;
- et les caractéristiques du signal de référence : fréquence et puissance.

En ce qui concerne l'influence de la température, nous limiterons son impact en veillant à placer le magnétron dans un régime de fonctionnement thermique stationnaire. Cet aspect est important, notamment lors du démarrage.

Pour parfaire l'aménagement du plan de circulation de l'énergie HF, une grande attention a été portée sur les problèmes d'adaptation de la ligne complète de transmission HF. La [Figure 9](#) représente un schéma synoptique des transferts énergétiques mis en jeu dans notre dispositif expérimental. Il en ressort que des signaux HF de forte puissance côtoient des signaux HF de plus faible puissance ainsi que divers fluides de refroidissement (air et eau). Dans le cadre d'une meilleure compréhension des phénomènes physiques mis en jeu autour du magnétron, il est important de réduire autant que possible les interactions parasites engendrées par une mauvaise circulation de la puissance sur la ligne HF.

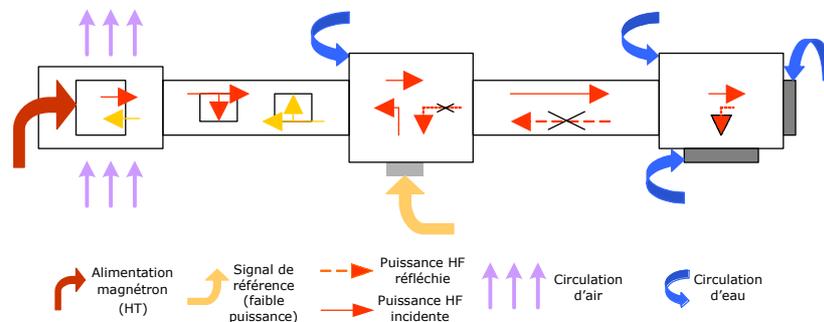


Figure 9 : Synoptique des transferts énergétiques

⁵ Oscillateur Local

A chaque évolution technique prévue du dispositif, notre souci premier a consisté à rendre l'onde réfléchiée par la charge aussi faible que possible, voire nulle comme représenté sur la Figure 9. En outre, il ne suffit pas d'obtenir une bonne adaptation à la fréquence théorique d'émission : les générateurs, magnétron et oscillateur de référence, présentent en effet une certaine dispersion en fréquence et c'est donc sur toute la bande de tolérance que doit être réalisée l'adaptation. Ainsi, lors de la conception du dispositif expérimental, la sélectivité fréquentielle a été un critère de grande importance dans le choix des composants.

3.1.4 Source d'injection

Le dimensionnement du module d'injection doit répondre à trois critères principaux :

- Oscillateur très sélectif et à faible bruit de phase en sortie ;
- Puissance maximum en sortie inférieure au seuil de 2 % par rapport à la puissance de l'oscillateur libre (soit 16 W pour un magnétron de 800 W) ;
- Puissance et fréquence de sortie variables sur une étendue suffisamment large $2440 \leq F (MHz) \leq 2460$ et à commande électronique.

Compte tenu de ces recommandations, nous avons conçu le module d'injection en associant un oscillateur contrôlé en tension (amplitude et fréquence) avec un amplificateur HF en CI⁶ de faible puissance.

- *Oscillateur contrôlé en tension (VCO)*

Pour des raisons de facilité de mise en œuvre, nous avons choisi l'oscillateur VCO 190 2450T (Vari L) dont les paramètres de configuration sont les suivants :

<i>Paramètres de configuration</i>	<i>Min</i>	<i>Nominal</i>	<i>Max</i>	<i>Unité</i>	<i>Satisfaisant ?</i>
Bande passante	2400		2500	MHz	OUI
Tension de Tuner	1		4	V	OUI
Sensibilité du Tuner	42	50	65	MHz/V	OUI
Puissance de sortie HF	-4	0	1	dBm	NON
Bruit de phase		-95	-89	dBc/Hz (offset 10KHz)	OUI
Alimentation	4.25	4.5	4.75	V	OUI
Freq.pushing		1.5	3	MHz	OUI
Freq.pulling		3.5	5	MHz	OUI

Mis à part la puissance de sortie, les caractéristiques du VCO conviennent à nos besoins en terme de qualité et d'agilité spectrale sur la bande de fréquences désirée. Selon le tableau précédent, il en ressort aussi que deux paramètres de commande sont disponibles :

- VcomVCO : C'est la tension de réglage de la fréquence du signal de sortie HF. La bande d'agilité en fréquence du VCO que nous souhaitons exploiter étant $2440 \leq F (MHz) \leq 2460$, la tension de tuner utile sera : $3.6 \leq VCom(V) \leq 4$.

⁶ Circuits Intégrés

- ValimVCO : C'est la tension d'alimentation du VCO qui permet de faire varier l'amplitude du signal de sortie HF. Afin de disposer d'une gamme de puissance la plus large possible, nous avons étendu le domaine de variation de la tension d'alimentation à : $3 \leq \text{ValimVCO}(V) \leq 7$.

La Figure 10 représente la configuration des deux paramètres de commande et de la sortie HF vis-à-vis des ports entrée-sortie du VCO, avec $\begin{cases} C_A = 10\mu F \\ C_F = C_L = 10pF \end{cases}$

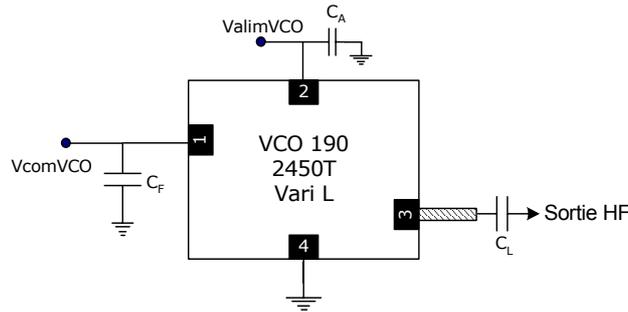


Figure 10 : Configuration des ports du VCO

En vue d'une implantation sur circuit imprimé, nous avons opté pour un VCO sous forme de composant CMS⁷ (package T). Les paramètres de commande ValimVCO et VcomVCO sont des tensions continues fournies par un module SCXI CNA⁸ (SCXI-1124) et la sortie HF du module est de type SMA, d'impédance 50 Ω.



Figure 11 : Implantation du VCO d'injection

- *Amplificateur HF*

La puissance du VCO étant de +1 dBm au maximum, il est indispensable de l'amplifier pour atteindre la puissance requise de +42 dBm (15 W).

Pour ce faire, nous disposons de l'amplificateur AM38A-2.45S-40-42, dont les caractéristiques sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

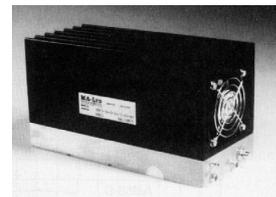


Figure 12 : Ampli HF 40 dB (MA-Ltd)

Désignation		Unité
Gain	40	dB
Non-Harmonic spurious	-60	dBc (min)

Outre le critère de performance, l'ensemble des choix techniques du VCO et de l'amplificateur HF s'est basé aussi sur leur capacité de conditionnement au format Europe. Ainsi, comme le

⁷ Surface Mounted Component

⁸ Convertisseur Numérique/Analogique

montre la [Figure 13](#), l'ensemble du module d'injection a été intégré dans un rack industriel au format 19".

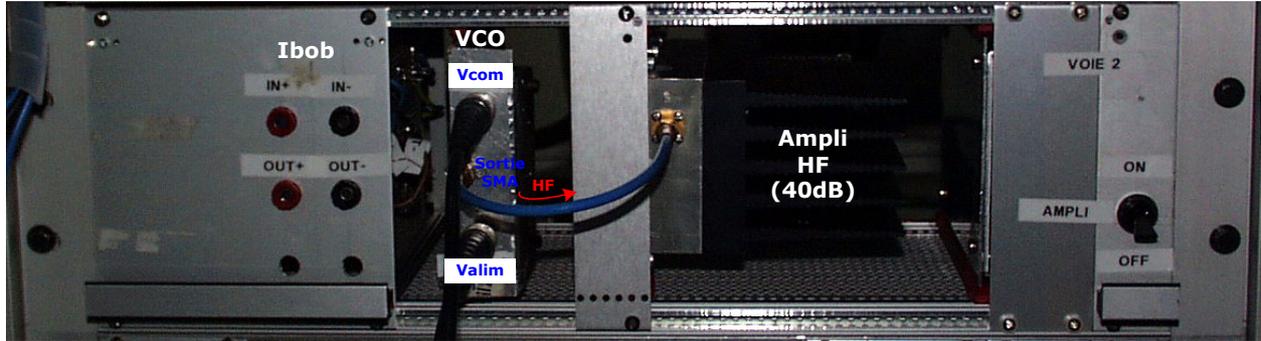


Figure 13 : Rack d'injection VCO et Amplificateur HF

Telle était la configuration d'origine du module d'injection lors de la conception initiale. Elle était fondée sur l'hypothèse d'une circulation de l'énergie HF le long d'une ligne de transmission parfaitement adaptée.

Or en cas de retour de la puissance HF, dû à une absorption défailante de l'énergie par la charge ou bien une discontinuité accidentelle ou volontaire, le module d'injection risque de subir de graves dommages. En effet, toute puissance HF réfléchiée en aval est dirigée vers le module d'injection connecté au port 3 du circulateur (Cf [Figure 14](#)). Plus précisément, l'amplificateur HF est le premier composant exposé à ce problème. Etant capable de supporter au maximum un retour d'énergie équivalent à sa puissance de sortie, il est prudent de le sécuriser en intercalant entre lui et le port 3 du circulateur un isolateur équipé d'une charge capable d'absorber et d'évacuer toute puissance réfléchiée.

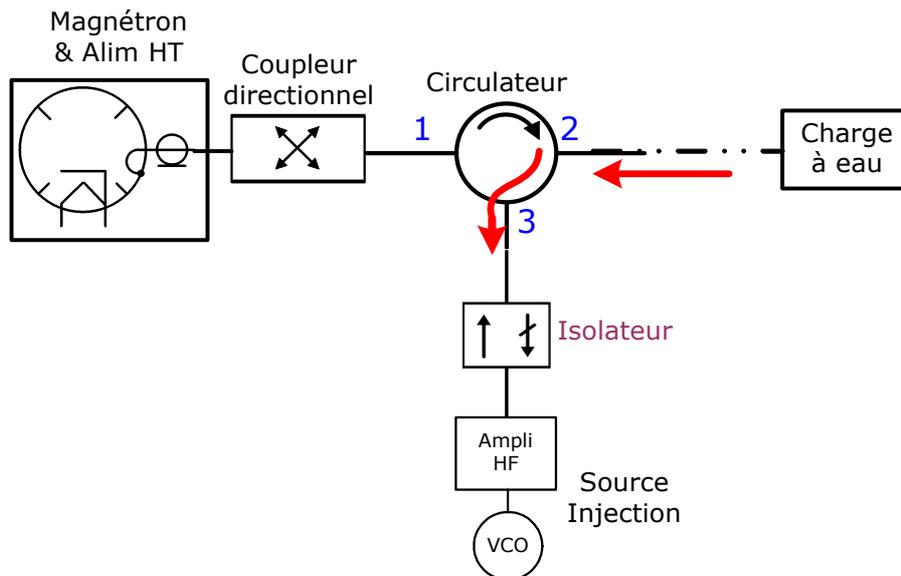


Figure 14 : Synoptique d'une voie HF avec injection sécurisée

3.2 Instrumentation

En accord avec la normalisation adoptée au sein du laboratoire pour les développements expérimentaux, nous avons utilisé un système d'acquisition et de traitement intégré utilisant deux bus de communication distincts :

- le bus GPIB⁹ ;
- le bus SCXI¹⁰ (National Instruments).

Ce système de mesure comprend plusieurs éléments :

- Un châssis de mesure (SCXI-1001) sur lequel peuvent être connectés à des modules de conditionnement dédiés à des mesures spécifiques (thermocouples, tension...) ou à des sorties analogiques (tension ou courant) ;
- Une carte contrôleur pour le bus GPIB, doté d'un taux de transfert de 1.5 Mbytes.s⁻¹ ;
- Une carte d'acquisition SCXI ayant les caractéristiques suivantes:

	<i>Fréquence d'échantillonnage</i>	<i>Gain</i>	<i>Intervalle de mesure</i>	<i>CAN</i>	<i>Résolution</i>
PCI6033E	300 kHz	40 dB	0 à 100 mV	16 bits	1.53 μ V ¹¹

Les deux cartes sont connectées au bus PCI¹² d'un micro-ordinateur.

- Un logiciel de programmation graphique intégrant les éléments préprogrammés liés aux différents modules de mesure ou de commande (Labview 5.1).

La [Figure 15](#) représente une vue synthétique de l'instrumentation mise en œuvre autour d'un magnétron verrouillé par injection. Les flèches en pointillés symbolisent les mesures alors que les flèches en trait plein symbolisent les commandes. De plus, les flèches de couleur rouge sont des informations circulant sur le bus SCXI alors que celles de couleur verte concernent le bus GPIB.

Afin de garantir une bonne adaptation de toutes les lignes de transmission HF, il est important de signaler qu'elles ont été réalisées soit avec du câble N à faible perte (RG/213U) soit avec du câble SMA. Ces deux types de câble ont une impédance caractéristique égale à 50 Ω .

⁹ General Purpose Interface Bus

¹⁰ Signal Conditioning eXtended Interface

¹¹ Correspondant au bit de poids le plus faible du convertisseur A/N pour une tension de référence de 100 mV

¹² Peripheral Component Interconnect

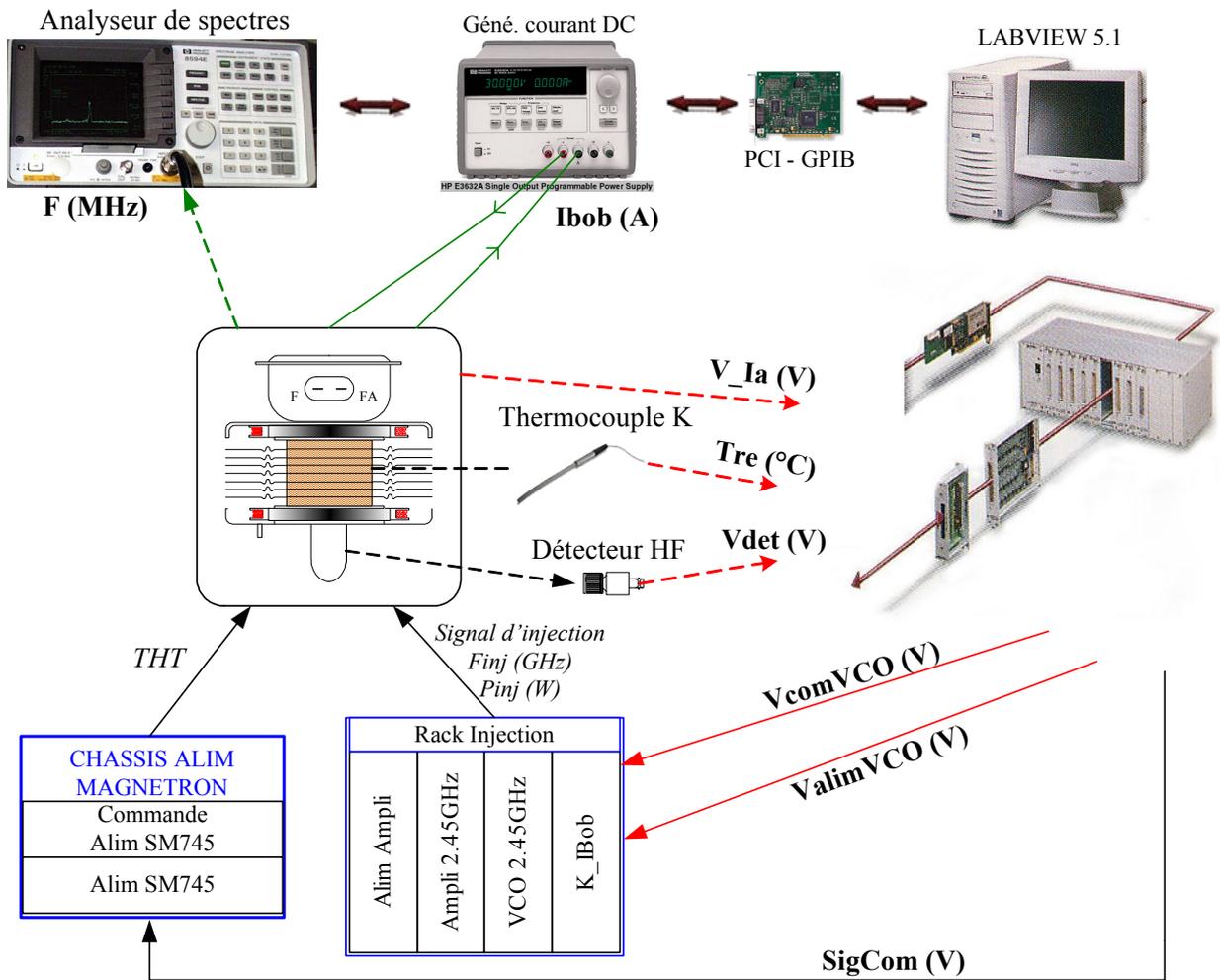


Figure 15 : Système d'acquisition de mesures d'un magnétron verrouillé par injection

L'ensemble des paramètres de commande ou d'observation mis en jeu dans notre dispositif expérimental est rassemblé dans le tableau ci-dessous :

Désignation	Rôle	Unité	Bus	Acquisition
F	Fréquence de sortie du magnétron	MHz	GPIB	HP 8594E
I_{bob}	Courant de l'électro-aimant	A		HP E3632A
Tre	Température du magnétron	°C		SCXI-1102
V_Ia	Tension image du courant anodique	V	SCXI	SCXI-1120
Vdet	Tension détecteur HF	V		
VcomVCO	Tension de commande du VCO	V		SCXI-1124
ValimVCO	Tension d'alimentation du VCO	V		
SigCom	Signal de commande du SM745	V		

3.3 Détermination expérimentale des paramètres du magnétron en situation d'injection

C'est à partir de l'ensemble des paramètres caractéristiques fournis par l'instrumentation présentée précédemment que nous définirons toutes nos actions autour du magnétron en situation de verrouillage par injection. Cependant, par souci d'une meilleure compréhension des phénomènes mis en jeu, il est utile de définir la correspondance entre les paramètres « bruts » issus de la mesure et leur représentation physique.

3.3.1 Correspondance mesures et paramètres physiques

- *Mesure de la température du magnétron : T_{re} ($^{\circ}C$)*

Cette mesure est fournie par un thermocouple de type K dont les caractéristiques sont données dans le tableau suivant et dont la sensibilité vaut : $41 \mu V/^{\circ}C$.

<i>Modèle</i>	<i>Type de Jonction</i>	<i>Etendue de mesure¹³</i>	<i>Diamètre</i>	<i>Constante de temps¹⁴</i>	<i>Sensibilité</i>	<i>Précision (de 0 à 200$^{\circ}C$)</i>
Thermocoax FKA15/10	K	-50 à 150 $^{\circ}C$	0.5 mm	0.2 s	41 $\mu V/^{\circ}C$	$\pm 0.019 \text{ }^{\circ}C$

D'un point de vue pratique, étant donné que le magnétron d'origine ne dispose pas de point d'accès à la température, nous effectuons la prise de mesure directement au contact de la coque cylindrique externe du tube. Sachant que la dissipation thermique se fait par des ailettes soumises à une convection d'air forcée, il est clair que la résistance thermique du système d'évacuation de la chaleur est fortement tributaire de l'environnement clos, et plus précisément des conditions de brassage de l'air autour du magnétron.

Plusieurs configurations de la cloche de protection ont été testées afin d'éviter un fonctionnement du magnétron dans une gamme de températures excessives (à forte puissance elle peut atteindre 240 $^{\circ}C$), néfastes pour l'établissement d'un régime continu stable. Pour améliorer le transfert convectif autour du magnétron, nous avons remplacé la cloche de protection pleine par une autre dont les parois perforées facilitent l'évacuation de l'air chaud.

La mesure de température, étant extrêmement sensible aux conditions d'expérimentation, nous avons décidé de limiter sa prise en compte à une variable d'observation du bon fonctionnement du magnétron. En tant qu'information de diagnostic du magnétron, la précision offerte par le système d'acquisition de $\pm 0.019 \text{ }^{\circ}C$ est donc amplement suffisante.

¹³ Etendue de mesure conseillée par le constructeur.

¹⁴ Lorsque la f.é.m. du capteur atteint 63% de sa valeur totale mesuré en fluide agité.

- *Mesure du courant d'alimentation de l'électro-aimant: I_{bob} (A)*

Fourni directement par le générateur de courant continu HPE3632A capable de délivrer jusqu'à 7A maximum, nous avons vu précédemment que son rôle est de créer un champ magnétique en sus du champ créé par l'aimant permanent d'origine. Le dimensionnement de l'électro-aimant permet d'avoir une gamme de variation autour de la puissance moyenne (avec I_{bob} nul) [3]. Nous verrons dans le chapitre 4 (Cf [Figure 13](#) et [Figure 18](#) du chapitre 4) l'effet de ce paramètre sur la puissance en sortie du magnétron libre et verrouillé par injection.

- *Mesure de la fréquence de sortie du magnétron F (MHz)*

Pour cette mesure nous disposons de l'analyseur de spectres HP8594E connecté au niveau de la charge à eau placée en bout de la ligne de transmission HF. La fréquence centrale est fixée à la valeur consigne souhaitée (2.45 GHz) et le span couvre l'étendue maximale de fréquences de verrouillage du magnétron (2440 MHz - 2460 MHz). La précision sur cette mesure est donnée par le constructeur¹⁵ selon la relation suivante :

$$\pm (F_{\text{mesurée}} \times 2.2 \times 10^{-8} + 2\% \text{ span} + 1\% \text{ span} + 20\% \text{ RBW} + 100 \text{ Hz})$$

Afin de filtrer les fluctuations minimales sur chaque mesure, une opération de moyennage sur plusieurs mesures instantanées successives est opérée.

- *Mesure du courant anodique : I_a (A) \leftrightarrow V_{Ia} (V)*

Le courant anodique I_a est intimement lié à la consigne de signal de commande Sigcom. Cette mesure est fournie par l'alimentation Richardson SM745 via une tension continue V_{Ia} . La loi de correspondance entre ces deux grandeurs est donnée par le constructeur¹⁶.

- *Mesure de la puissance de sortie du magnétron: $P(W) \leftrightarrow V_{det}$ (V)*

Positionné sur le port Forward du coupleur directionnel, juste en sortie du magnétron, le détecteur HF, R451570 (S-Team), délivre une tension continue négative proportionnelle à la puissance HF mesurée. La [Figure 16](#) montre la réponse du capteur pour le VCO d'injection seul.

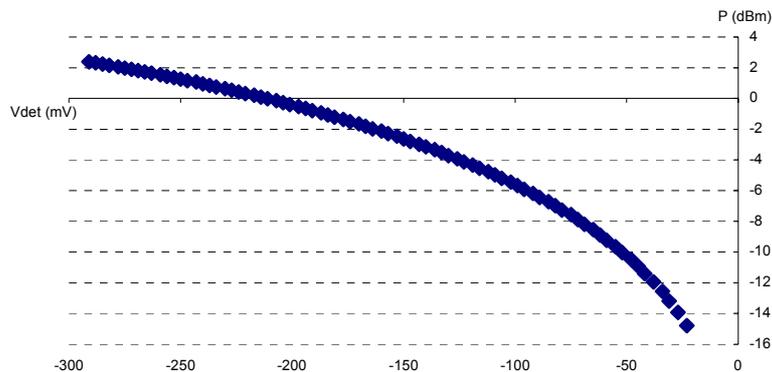


Figure 16 : Courbe expérimentale de $P[\text{dBm}]$ en fonction de $V_{\text{det}}[\text{V}]$

¹⁵ relation valable pour l'analyseur de spectres HP8791D

¹⁶ 1 V=200 mA pour le SM745 (et 1 V=100 mA pour le SM445)

A partir des mesures réalisées sur VCO, la [Figure 17](#) met en évidence une relation linéaire entre le logarithme décimal de la tension V_{det} (V) délivrée par le détecteur et la puissance associée P (dBm) de la forme suivante :

$$\text{Log}_{10}(-V_{\text{det}}) = 0.0615 \cdot P - 0.6708$$

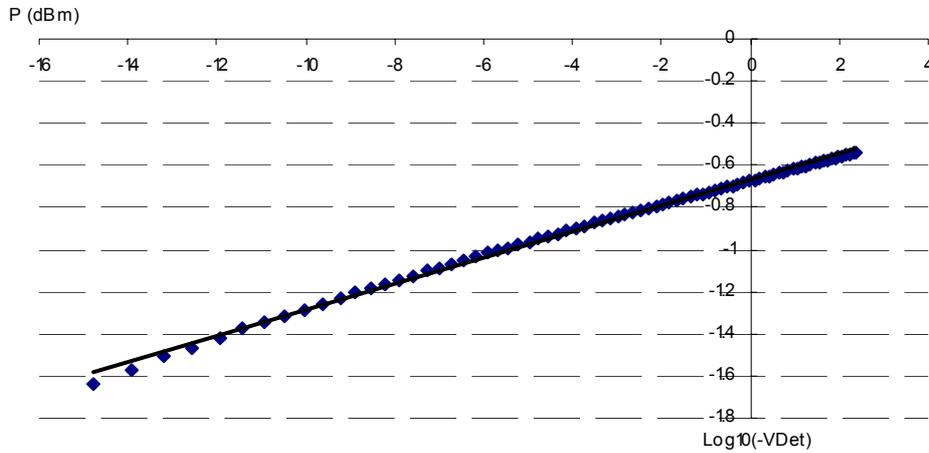


Figure 17 : Relation linéaire entre Vdet et P

C'est cette dernière relation que nous adoptons dans la suite.

- *Mesure des paramètres du signal d'injection*

Nous avons vu plus haut que la fréquence du signal d'injection est réglable via la tension de commande V_{comVCO} . La [Figure 18](#) montre le comportement en fréquence du VCO en fonction de V_{comVCO} pour différentes valeurs de V_{limVCO} .

Avec une étendue maximale de variation de la tension V_{comVCO} , de 0V à 6V, nous disposons d'une large bande de fréquences en sortie du VCO allant de 2300 MHz à 2515 MHz. Pour une tension V_{limVCO} fixe, chaque courbe donnant F en fonction de V_{comVCO} peut être approximé par une relation linéaire avec un coefficient de variation de 35.8 MHz.V^{-1} .

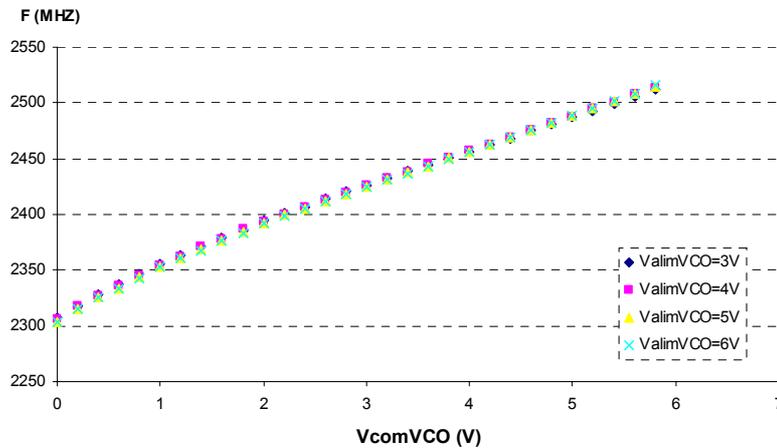


Figure 18 : Relation entre F et VcomVCO

Afin d'obtenir une meilleure précision, nous avons approximé cette relation par un polynôme de degré 3. De plus, d'après les informations données par le constructeur, le VCO est sensible à l'effet du "frequency pushing". Afin d'en tenir compte, la détermination de F à partir de V_{comVCO} est paramétrée par la tension V_{limVCO} . La loi de correspondance que nous utilisons est donnée dans le tableau ci-dessous :

V_{limVCO} (V)	$y = f(x)$ avec $y = F$ et $x = V_{comVCO}$
[3 , 3.5]	$y = 0.2931x^3 - 3.8564x^2 + 47.655x + 2314.1$
]3.5 , 4.5]	$y = 0.2665x^3 - 3.6979x^2 + 48.158x + 2312.8$
]4.5 , 5.5]	$y = 0.2793x^3 - 3.7402x^2 + 48.354x + 2311.2$
]5.5 , 6.5]	$y = 0.3215x^3 - 4.1728x^2 + 49.974x + 2307.8$
]6.5 , 7]	$y = 0.3256x^3 - 4.2851x^2 + 50.834x + 2304.9$

Concernant le réglage de la puissance de sortie du VCO par le paramètre de commande V_{limVCO} , la [Figure 19](#) montre le comportement de la puissance du VCO en fonction de V_{limVCO} pour plusieurs valeurs de V_{comVCO} (V_f dans la légende du graphe). Il apparaît clairement là aussi que la relation entre ces deux variables est paramétrée par V_{comVCO} .

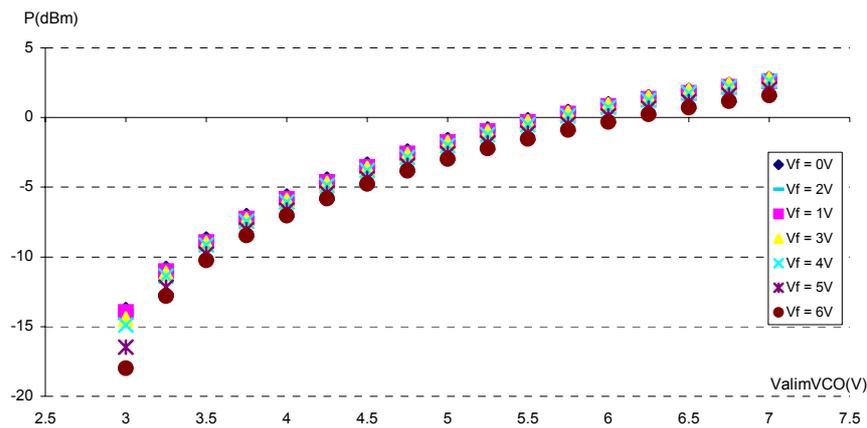


Figure 19 : Relation entre P et V_{limVCO} paramétrée par V_{comVCO}

3.3.2 Acquisition de base de données expérimentales

Dans le but de tendre vers une connaissance expérimentale du magnétron la plus complète possible, l'étape suivante de notre travail a consisté à mettre à profit les choix technologiques présentés précédemment, en vue d'une automatisation de l'élaboration de bases de données mesurées.

L'intérêt de cette action est de pouvoir facilement mettre en œuvre la caractérisation expérimentale d'un magnétron en situation de verrouillage par injection dans sa gamme complète de fonctionnement.

La difficulté de l'automatisation d'acquisition de mesures réside dans le choix du séquençement de passage des consignes. Afin de suivre l'évolution du magnétron dans son domaine de

fonctionnement tout en respectant l'hypothèse d'un comportement quasi-stationnaire à chaque point de fonctionnement mesuré, il est important de s'assurer que la période d'échantillonnage des mesures est supérieure au temps de réponse du dispositif (temps requis pour atteindre un état permanent). Avec une période d'échantillonnage de l'ordre de la seconde, cette condition est respectée pour la réponse en puissance et en fréquence du magnétron.

Concernant, l'effet de la grandeur d'influence thermique, il s'avère qu'elle n'est pas prise en compte par notre hypothèse de travail. Il est clair que dans le cas d'un changement important et rapide du régime de fonctionnement, bien que minimisé par l'environnement confiné spécifique cité plus haut, son influence ne doit pas être ignorée. Ainsi, en dehors de la phase de démarrage du magnétron, l'inertie thermique étant un processus à dynamique lente, nous la considérons comme une perturbation interne du système.

Un contrôle optimal du magnétron devra donc faire preuve d'une bonne capacité d'asservissement en terme de suivi de consignes ainsi que de régulation en terme de réaction par rapport aux perturbations.

Afin d'avoir une procédure d'acquisition automatique de mesures la moins coûteuse en temps et en accord avec l'hypothèse de travail, nous avons hiérarchisé les paramètres de consignes suivant le critère d'influence sur le comportement en température du magnétron. L'ordonnancement des consignes est issu de la caractérisation expérimentale présentée au chapitre 4.

Dans un premier temps, nous plaçons le magnétron en un point de fonctionnement fixé par la consigne SigCom. Appelons M ce point. Il reste alors trois paramètres de consigne à faire varier sur un intervalle choisi : ΔV_{limVCO} , ΔV_{comVCO} et ΔI_{bob} . Alors, comme le montre la [Figure 20](#), les points de fonctionnement successifs du magnétron vont évoluer dans un domaine limité autour de M, représenté par la surface grise.

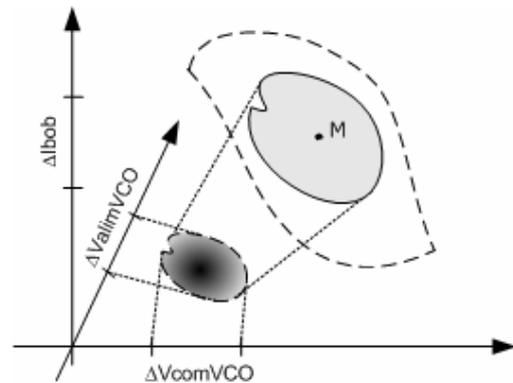


Figure 20 : Domaine du point de fonctionnement

Les ordres de priorité des trois autres consignes sont les suivants :

- fréquence du signal d'injection via V_{comVCO} ;
- amplitude du signal d'injection via V_{limVCO} ;
- courant de l'électro-aimant via I_{bob} .

Nous avons appliqué cette hiérarchie dans l'algorithme, présenté à la [Figure 22](#), et mis en oeuvre dans le cadre du développement de l'outil d'acquisition automatique de base de données expérimentales. La [Figure 21](#) représente l'outil développé sous Labview.

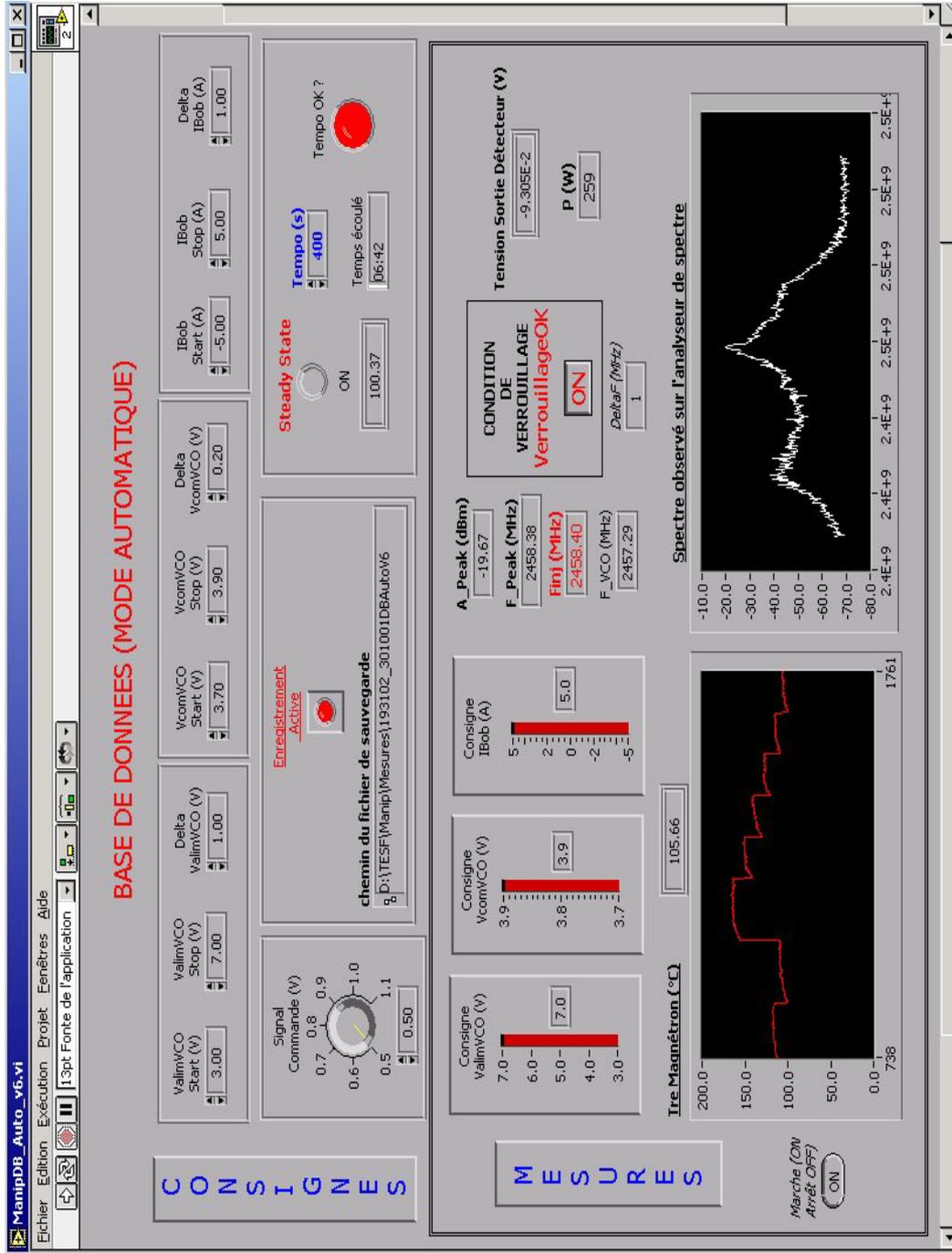


Figure 21 : Face avant du VI¹⁷ d'acquisition automatique de base de données

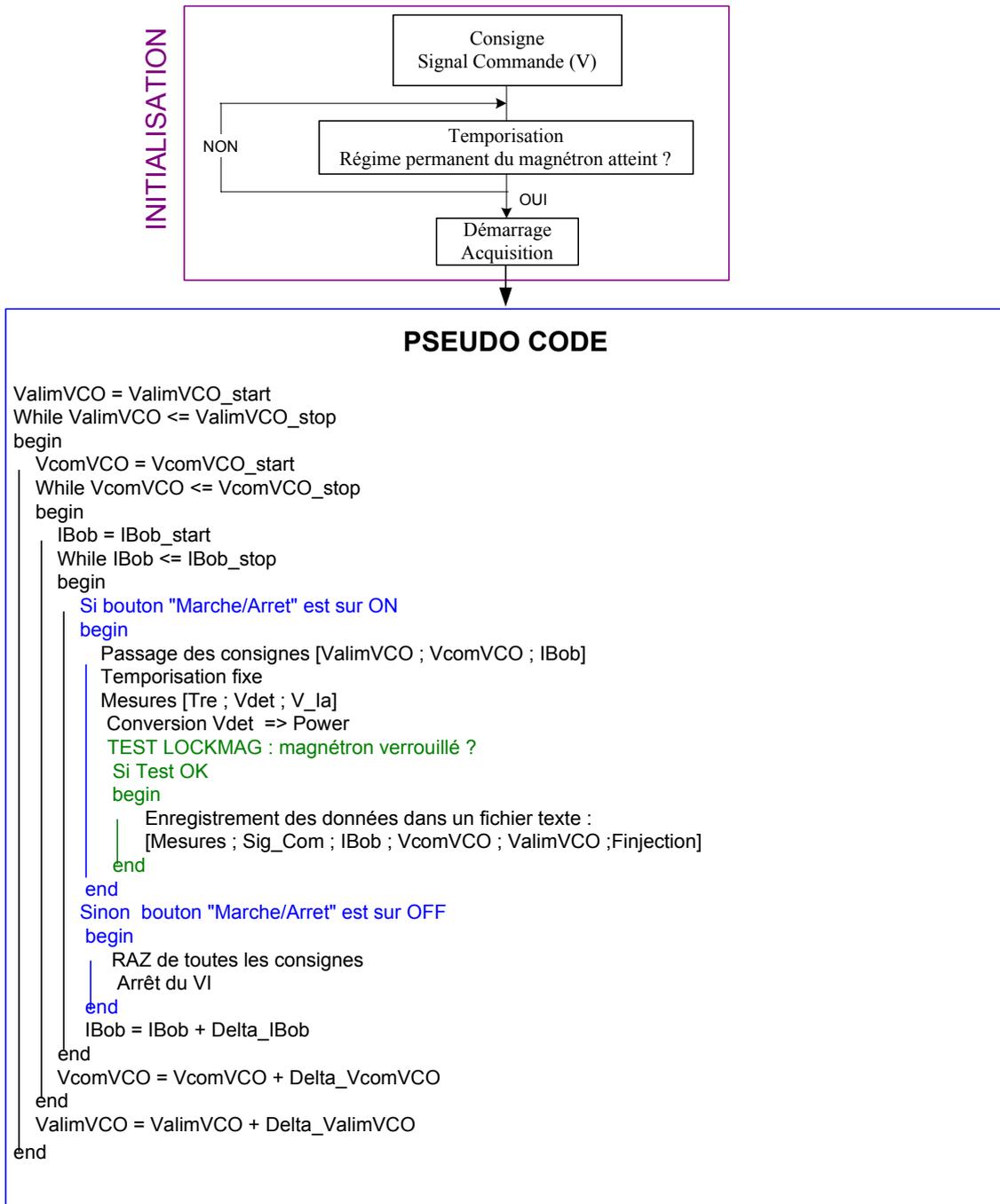


Figure 22 : Algorithme de DB_Auto

3.3.2.1 Domaine de variation de chaque paramètre

Nous avons évoqué précédemment des intervalles de variation des paramètres de consignes. Il est clair qu'ils ont été choisis de manière à parcourir l'ensemble des points de fonctionnement possibles du magnétron.

Dans le cadre de notre étude, les paramètres du signal d'injection sont définis de la manière suivante :

$$4 \leq \text{ValimVCO (V)} \leq 7$$

$$3 \leq \text{VcomVCO (V)} \leq 7$$

et ceux du magnétron :

$$-5 \leq \text{Ibob (A)} \leq 5$$

$$0.5 \leq \text{Sigcom (V)} \leq 1$$

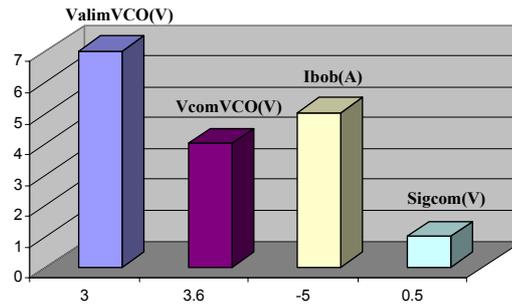


Figure 23 : Variation des paramètres de consigne

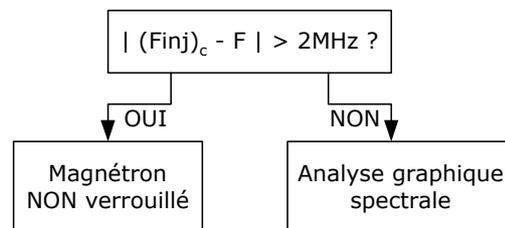
Selon la Figure 23, il ressort que parmi les domaines de variations des paramètres de consigne en tension, la dynamique de Sigcom est beaucoup plus réduite. Ceci est dû au fait que l'alimentation SM745 est initialement prévue pour un magnétron de 2kW. Ceci dit, ce paramètre étant le plus élevé dans notre échelle hiérarchique, il est important de veiller à le définir avec une bonne résolution lors de l'acquisition de mesures.

3.3.2.2 Détection expérimentale du verrouillage du magnétron

D'après la Figure 22, l'algorithme d'acquisition de mesures s'appuie sur le test du verrouillage du magnétron afin de valider la mesure avant enregistrement. Cette étape est fondamentale car elle détermine la qualité de la base de données.

Rappelons que notre démarche est basée sur l'utilisation des paramètres VcomVCO et F. Nous disposons de la loi de correspondance entre VcomVCO et la fréquence d'injection calculée, $(F_{inj})_c$, ainsi que de la mesure de F à l'analyseur de spectres.

La première étape consiste à s'assurer que l'écart entre $(F_{inj})_c$ et F correspond bien à une possible situation de magnétron verrouillé. Si tel est le cas, une analyse graphique du spectre mesuré s'impose.

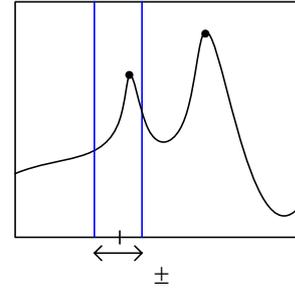


Remarque : Le choix arbitraire du seuil de 2 MHz est fixé par rapport aux erreurs provenant du calcul de $(F_{inj})_c$ et de la mesure de F.

L'objectif de l'analyse graphique spectrale qui suit est de déterminer si le magnétron est bien verrouillé, autrement dit s'il y a concordance entre les mesures de F_{inj} et de F. Pour faire face à la diversité des spectres obtenus à l'analyseur, nous avons procédé à une méthode de mesure systématique de la fréquence d'injection selon la méthode suivante.

Considérons l'allure du spectre ci-dessous, où A est le pic du magnétron et B celui de l'injection. A l'analyseur de spectres, le point A correspond toujours au pic mesuré le plus haut. Par contre, le pic d'injection n'est pas forcément le second pic mesuré le plus haut.

Ainsi, pour discriminer le pic d'injection dans l'ensemble du spectre, nous plaçons le marqueur à la valeur centrale calculée de $(F_{inj})_c$, autour duquel nous balayons ensuite un intervalle de ± 2 MHz. Le pic maximum trouvé dans cet intervalle de recherche, ici le pic B, représente le pic du signal d'injection mesuré.



Si ces deux pics sont proches voire confondus, alors le magnétron est considéré comme verrouillé par injection.

3.4 Validation du dispositif expérimental

Afin de valider notre dispositif expérimental, nous présentons quelques mesures caractéristiques d'un magnétron étalon NL10250. Ce tube est capable de délivrer une puissance de 2 kW de type CW¹⁸ à la fréquence de 2.45 GHz. Outre les mesures réalisées sur ce magnétron, nous présentons aussi celles de la source d'injection.

3.4.1 Source d'injection

Plusieurs paramètres de configuration du VCO de la source d'injection ont déjà été évoqués dans le cadre de la détermination des caractéristiques physiques du VCO en fonction des tensions de réglage en fréquence et puissance : V_{comVCO} et V_{limVCO} . Nous présentons dans le tableau ci-dessous les mesures obtenues avec la source d'injection complète, constituée du VCO et de l'ampli HF.

<i>Paramètres de configuration</i>	<i>Mesuré</i>	<i>Unité</i>
Bande passante	2300 à 2515	MHz
Tension de Tuner	0 à 6	V
Sensibilité du Tuner	35.8	MHz.V ⁻¹
Puissance de sortie HF	18 à 35	dBm
Alimentation	3 à 6	V

D'un point de vue pratique, nous avons effectué les mesures au niveau du port "Reverse" du coupleur directif en sortie du magnétron (Cf Figure 24).

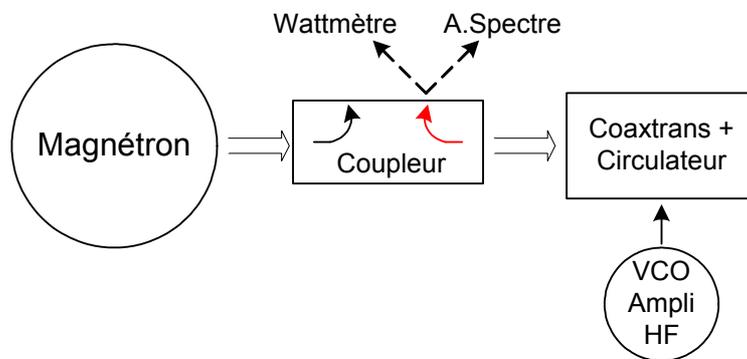


Figure 24 : Dispositif de mesure de la source d'injection

¹⁸ Continuous Wave

L'intérêt de cet emplacement de mesure est de fournir une évaluation représentative du signal d'injection vu par le magnétron en prenant en compte l'atténuation de l'ensemble coaxtrans – circulateur constituant le point d'entrée du signal d'injection. Il est à noter que cette atténuation varie avec la fréquence du signal et atteint selon les indications fournies par le constructeur une valeur maximale de 2.5 dBm.

Concernant la pureté spectrale de la source d'injection, la [Figure 25](#) représente le spectre du pic principal avec des tensions de réglage typiques (point de fonctionnement à 2.45 GHz et puissance atténuée de 30 dB).

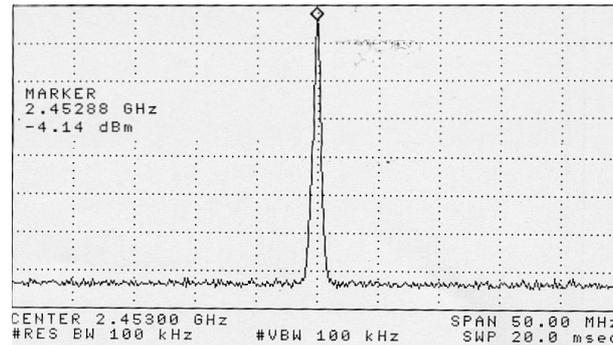


Figure 25 : Spectre de la source d'injection

Outre la pureté spectrale, nous avons aussi quantifié la stabilité de la source d'injection en effectuant la mesure directe du bruit de phase à l'analyseur de spectres [4]:

- du VCO de la source d'injection : [Figure 26](#)
- et du signal d'injection vu en sortie du magnétron: [Figure 27](#) (mesure effectuée au port "Reverse" du coupleur directif)

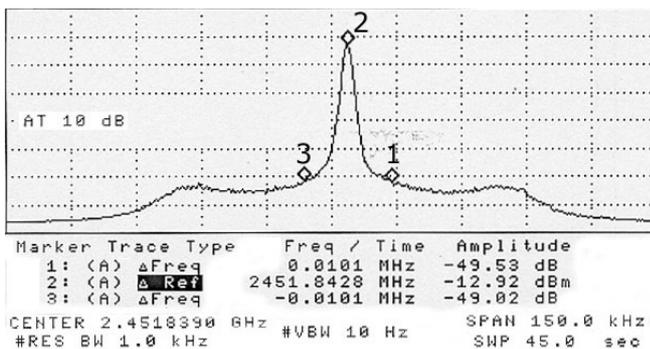


Figure 26 : SSBPN VCO injection

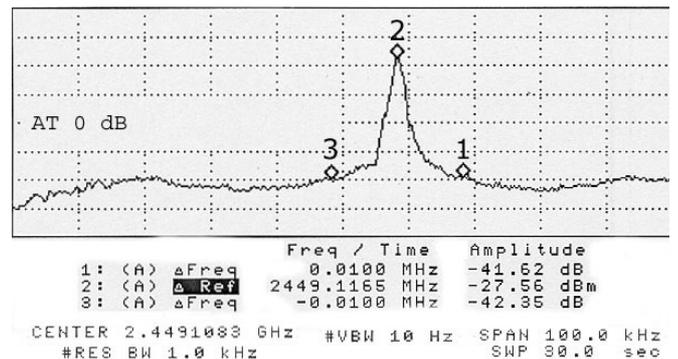


Figure 27 : SSBPN injection sortie magnétron

Pour chacune des deux mesures, l'expression du bruit de phase SSBPN¹⁹ correspondant aux spécificités techniques de l'analyseur de spectres HP8594E est donnée par l'expression suivante :

$$SSBPN = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left[\frac{P_{\text{offset}}}{1.2 * RBW} \cdot \frac{1}{P_c} \right] + 2.5$$

¹⁹ Single SideBand Phase Noise

avec P_C : puissance mesurée au pic principal (point 2) ;
 P_{offset} : puissance mesurée à une fréquence décalée de 10KHz de part et d'autre du pic principal (points 1 et 3) ;
 RBW : Résolution vidéo de la bande passante.

Nous obtenons les mesures de bruit de phase ci dessous :

<i>SSBPN VCO injection</i>	<i>SSBPN injection sortie magnétron</i>
-79.53 dBc/Hz	-71.62 dBc/Hz

Compte tenu de la précision de la méthode de mesure et des conditions expérimentales de mesure (pertes dans les câbles, polarisation du VCO, mesure avec atténuation), un écart de 13 % subsiste entre la mesure et la donnée constructeur. Ceci dit, le niveau du bruit de phase obtenu pour un offset de 10 kHz reste satisfaisant par rapport à ceux générés par le magnétron libre.

3.4.2 Magnétron à vide

Le dispositif de mesures déployé autour du magnétron étalon NL10250 est le suivant :

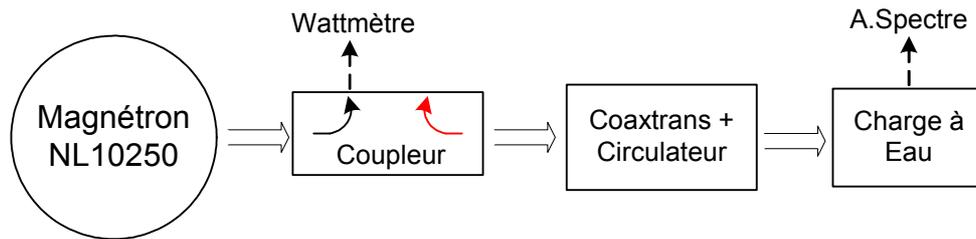


Figure 28 : Dispositif de mesure du magnétron étalon NL10250

Alimenté avec le SM745, nous avons effectué la mesure de la puissance de sortie du magnétron en connectant le Wattmètre au port "Forward" du coupleur directionnel. Quant à la fréquence, la mesure est réalisée au niveau de la charge à eau placée en bout de ligne. Afin de pouvoir comparer nos mesures avec les caractéristiques techniques fournies par le constructeur, nous avons placé le magnétron en un point de fonctionnement typique. Le tableau comparatif ci dessous regroupe l'ensemble des mesures.

Spécifications	Constructeur	Mesures
Courant anodique (mA)	650	535
Refroidissement	Air	Air
Courant Filament (A)	20	19
Tension Filament (V)	4.6	5
Fréquence (MHz)	2.45	2.4575
Tension anodique (kV)	4	3.68
Puissance Sortie (kW)	2	1.964

En ce qui concerne le comportement spectral du magnétron, la [Figure 29](#) montre le spectre du magnétron correspondant au point de fonctionnement typique.

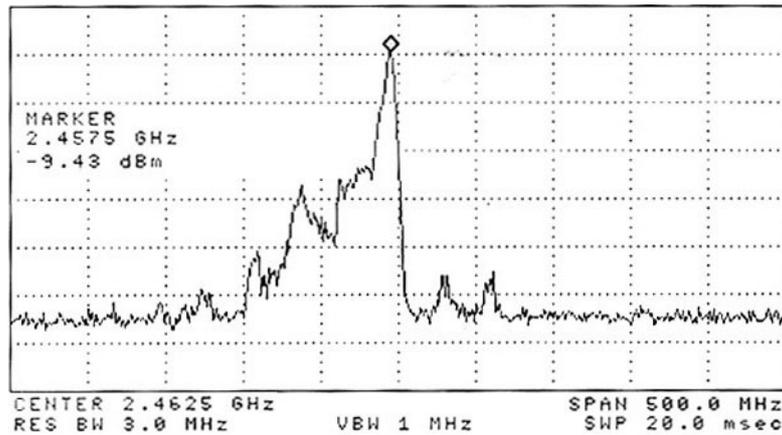


Figure 29 : Spectre du magnétron étalon NL10250

Ce spectre illustre bien la réputation d'oscillateur bruité du magnétron. D'un point de vue qualitatif, il apparaît clairement que le facteur de qualité du magnétron est particulièrement faible (porteuse à base large). Selon la théorie du verrouillage par injection (Cf 2.3.2.1 au chapitre 2), ceci est un avantage pour obtenir une bande de verrouillage du magnétron large mais il est nécessaire de trouver un compromis entre la largeur de bande de verrouillage et le niveau du bruit en sortie d'oscillateur afin de respecter les normes de bruit définies pour un système d'émission de TESF. Il est donc impératif de veiller aux effets cumulés du bruit de phase (de nature aléatoire) et du « spurious » (fréquences parasites autour de la porteuse) vis-à-vis de la porteuse. Pour ce faire, nous verrons dans le chapitre 4 l'impact du choix de l'alimentation sur le comportement spectral du magnétron.

L'accord des mesures avec les données fournies par le constructeur constitue la phase de validation du dispositif expérimental que nous allons mettre à profit dans le chapitre suivant pour l'élaboration d'une stratégie de commande du magnétron.

REFERENCES

1. David, E.E., *Phasing by RF Signals*. 1961. II: p. 375-399.
2. Brown, W.C. *The Sophisticated Properties of the Microwave Oven Magnetron*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1989.
3. Celeste, A., L. Chane-Kuang-Sang, and J.D. Lan-Sun-Luk. *A Point-to-Point Terrestrial Wireless Power Transportation Prototype Using An Injection-Locked Magnetron Array*. in *AP2000*. 2000.
4. Friedrich, T., *Direct Phase Noise Measurements Using a Modern Spectrum Analyzer*. *Microwave Journal*, 1992.

Chapitre 4 : Méthodologie de contrôle hybride du magnétron

Dans le cadre du projet de réalisation d'un réseau d'émission phasé à base de magnétrons, nous avons adopté une stratégie de contrôle fondée sur une représentation systémique du magnétron verrouillé par injection :

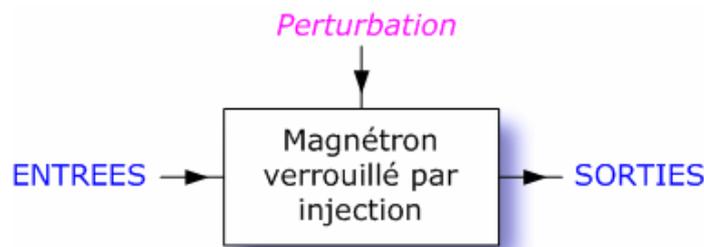


Figure 1 : Représentation du magnétron verrouillé par injection sous forme de boîte noire

A l'issue de la phase de validation du dispositif expérimental, décrite au chapitre 3, nous présentons dans un premier temps les mesures effectuées dans le cadre d'une caractérisation expérimentale du système physique étudié. Cette première étape nous a permis d'une part de préciser les variables physiques (entrées, sorties et perturbation) nécessaires à la définition du système physique de la [Figure 1](#), et d'autre part de mettre en évidence les phénomènes de non linéarité mis en jeu par le système.

Pour conforter cette perception expérimentale des effets de non linéarité du système, nous avons effectué une analogie théorique entre le magnétron verrouillé par injection et les systèmes à oscillation libre fonctionnant en régime forcé. En nous appuyant sur la théorie récente développée pour l'étude des systèmes non linéaires [1], nous proposons une formulation mathématique du système décrivant la nature fortement non linéaire du magnétron verrouillé par injection.

A partir de ce constat, nous avons explicité le choix de la stratégie de contrôle que nous avons adoptée pour l'asservissement ou la régulation de la fréquence et de la puissance d'un magnétron verrouillé par injection. Dans l'optique d'une synchronisation d'un réseau de magnétrons, nous terminerons ce chapitre par la vérification expérimentale de l'hypothèse de stabilité de la phase d'un magnétron en condition de verrouillage par injection.

4.1 Caractérisation expérimentale du magnétron verrouillé par injection

A l'aide du dispositif expérimental développé au sein du laboratoire, nous avons effectué une caractérisation expérimentale successive :

- du magnétron à vide ;
- du magnétron verrouillé par injection.

S'agissant d'une étape fondamentale de l'approche systémique de notre problème, nous précisons pour les paramètres caractéristiques qui contribueront à l'élaboration des bases de données expérimentales pour les deux cas.

Concernant la désignation de ces paramètres caractéristiques, une distinction a été faite dans le chapitre 3 entre les variables du système correspondant soit à des mesures fournies directement par des capteurs, soit à des actionneurs de commande, et la grandeur physique associée suivant le tableau de correspondance ci dessous :

<i>Paramètres caractéristiques</i>	<i>Unité</i>		<i>Grandeur physique associée</i>	<i>Nature</i>
Sigcom	(V)		Alimentation du magnétron	Commande
Ibob	(A)		Champ d'induction magnétique	
ValimVCO	(V)		Amplitude du signal d'injection	
VcomVCO	(V)	↔	Fréquence du signal d'injection	
V_Ia	(V)		Courant anodique	Mesure
Vdet	(V)		Puissance en sortie du magnétron	
F	(MHz)		Fréquence en sortie du magnétron	
Tre	(°C)		Température du magnétron en fonctionnement	
φ	(degré)		Phase en sortie du magnétron	

De par leur nature, ce sont ces paramètres caractéristiques qui sont impliqués directement dans le mode opératoire de notre dispositif expérimental. Afin d'éviter toute confusion dans leur désignation, ce sont ces même paramètres que nous utiliserons pour caractériser le magnétron pour la suite de notre raisonnement.

4.1.1 Magnétron libre

Le système constitué par le magnétron libre (sans signal d'injection) est schématisé de la manière suivante :

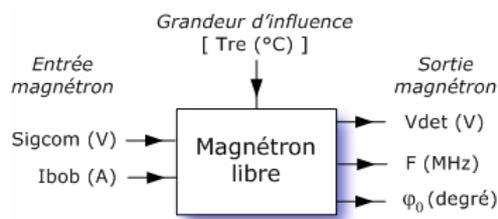


Figure 2 : Variables caractéristiques du magnétron libre

Examinons la réponse expérimentale du système, constitué par le magnétron libre, à la sollicitation des variables de commande.

- Influence de la variable *Sigcom*

La variable *Sigcom* représente la tension de commande électronique de l'alimentation du magnétron. Plus précisément, compte tenu de la nature de l'alimentation du type source de courant, cette tension agit directement sur le courant anodique de la manière suivante :

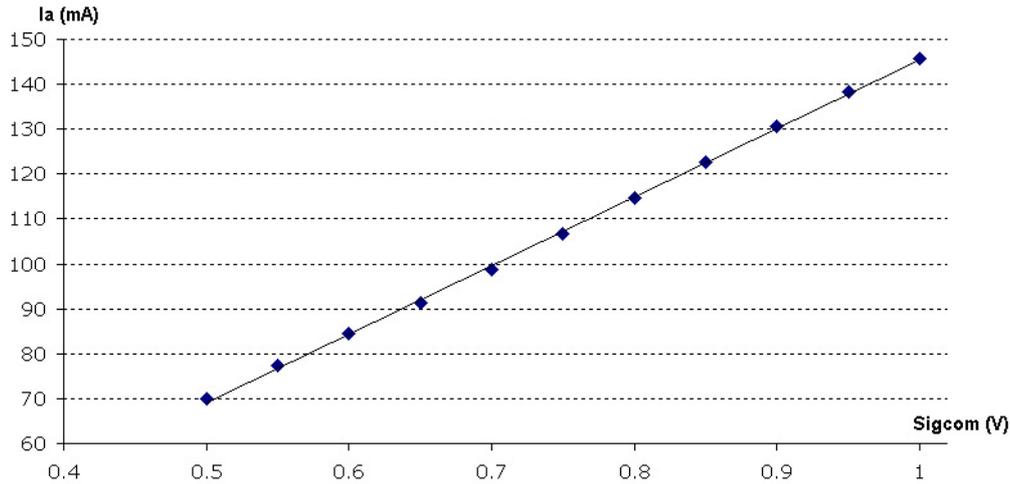


Figure 3 : Relation linéaire entre I_a et $Sigcom$

Sur le domaine de validité de $Sigcom$, défini par l'intervalle de tension $[0.5 \text{ V} ; 1 \text{ V}]$, la [Figure 33](#) montre la relation entre I_a et $Sigcom$ suivant une loi de type linéaire :

$$I_a (A) = 152.55 \times Sigcom (V) - 7.0636$$

Pour un magnétron libre fonctionnant avec un champ d'induction magnétique fixe, le paramètre $Sigcom$ contrôle la quantité d'électrons atteignant l'anode, et par conséquent le point de fonctionnement libre du magnétron.

Le tableau ci-dessous regroupe les mesures des coordonnées du point de fonctionnement du magnétron (P , F) ainsi que des paramètres (I_a , Tre) pour différentes valeurs de $Sigcom$.

SigCom (V)	Ia (mA)	P (W)	F (MHz)	Tre (°C)
0.5	70	167.946	2456.625	143.102
0.55	77.4	166.795	2457.125	152.25
0.6	84.4	198.418	2457.376	155.602
0.65	91.4	212.239	2457.375	163.96
0.7	98.8	256.193	2457.625	168.024
0.75	106.8	287.224	2457.375	175.733
0.8	114.8	362.722	2457.625	178.569
0.85	122.6	355.3	2456.876	187.022
0.9	130.6	412.252	2457.125	190.294
0.95	138.4	474.98	2456.625	195.66
1	145.6	575.347	2456.376	197.934

L'espace de variation des points de fonctionnement (P,F) du magnétron libre est représenté à la Figure 4.

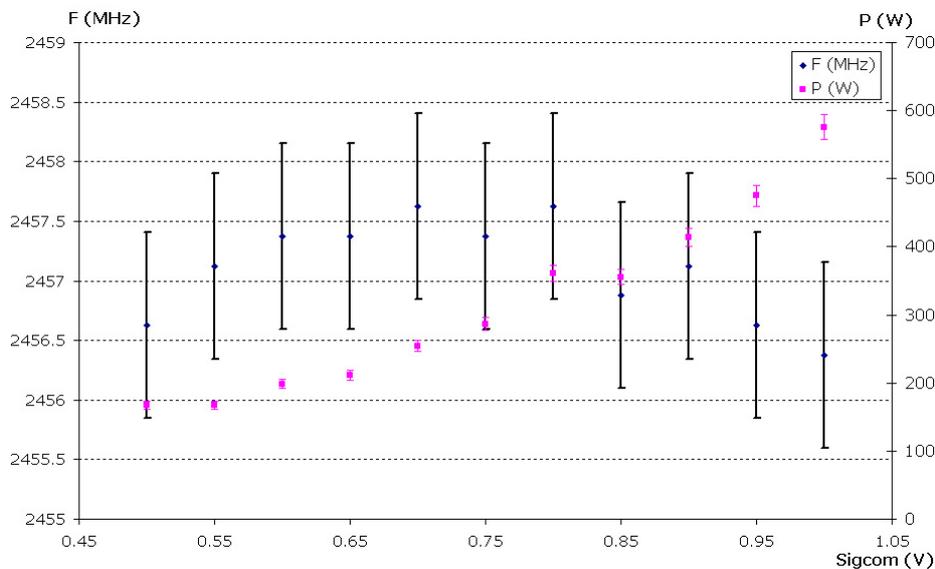


Figure 4 : Points de fonctionnement (P, F) pour différentes valeurs de Sigcom¹

Le champ d'induction magnétique étant constant, l'augmentation de Sigcom facilite le mouvement des électrons vers l'anode (d'où un accroissement du courant anodique I_a) et favorise par conséquent les échanges d'énergie entre le faisceau d'électrons en mouvement et l'onde HF générée dans les cavités résonantes du bloc anodique (d'où l'augmentation de la puissance en sortie du magnétron). Il apparaît également, selon la Figure 4, que la puissance du magnétron augmente avec l'accroissement de Sigcom suivant une loi non linéaire. Cette propriété non linéaire est accentuée par l'effet de Sigcom sur la fréquence F, connu aussi sous la désignation d'effet pushing et se traduisant par un point d'inflexion de la courbe de corrélation entre ces deux paramètres. De plus, il est important de noter la forte corrélation de la température avec Sigcom.

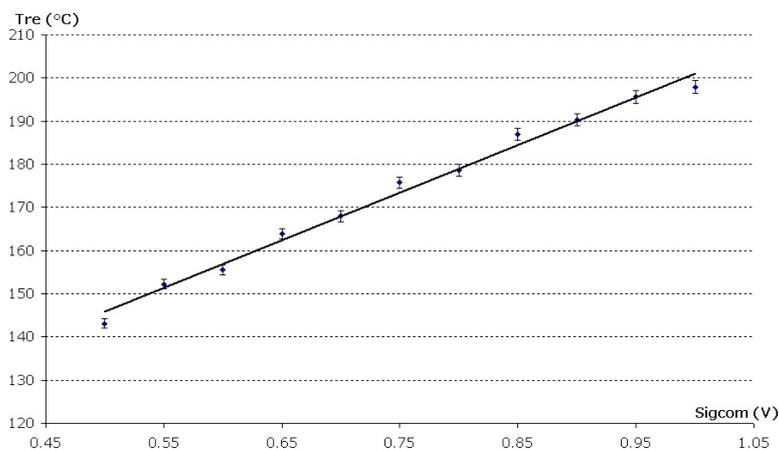


Figure 5 : Influence de Sigcom sur la température de fonctionnement du magnétron

¹ Incertitude mesure analyseur de spectres de $\pm 780\text{KHz}$ et incertitude du détecteur HF de 2%

En adoptant un modèle linéaire de la relation $Tre = f(Sigcom)$ (Cf [Figure 5](#)), nous obtenons une sensibilité $\frac{\partial Tre}{\partial Sigcom}$ de l'ordre de $110 \text{ }^\circ\text{C.V}^{-1}$. Cette dynamique importante de la température en fonction de Sigcom traduit une amplification de l'influence de cette grandeur sur le comportement du magnétron en cas de fortes variations de Sigcom. Nous verrons plus loin les perturbations engendrées par une variation de température sur le point de fonctionnement du magnétron.

Enfin, outre le positionnement du point de fonctionnement libre du magnétron par le paramètre Sigcom, l'alimentation du magnétron a aussi un effet direct sur la cohérence du mouvement d'ensemble des électrons dans l'espace d'interaction, autrement dit sur la qualité spectrale de l'onde HF obtenue en sortie du magnétron.

Pour illustrer ce propos, nous avons comparé la réponse du même magnétron associé à des alimentations de gammes de puissance différentes mais de même type (source de courant) :

	SM745	SM445
<i>Puissance de sortie</i>	3 kW	1.8 kW
<i>Taux d'ondulation² maximum</i>	5 %	4 %

Les spectres du signal en sortie du magnétron observés à l'analyseur de spectre sont les suivants :

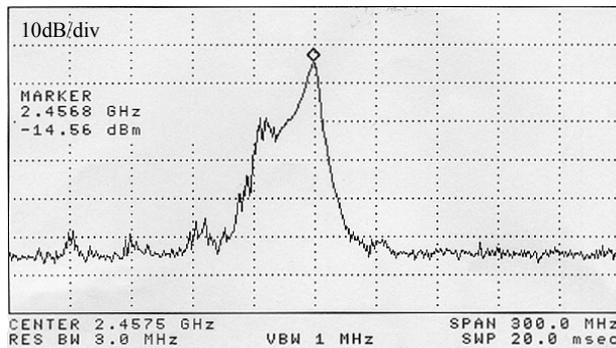


Figure 6 : Spectre du signal en sortie du magnétron alimenté par le SM745

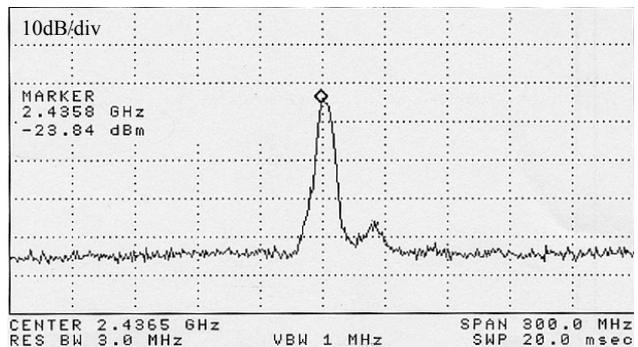


Figure 7 : Spectre du signal en sortie du magnétron alimenté par le SM445

D'un point de vue qualitatif, il est clair que le magnétron alimenté par le modèle SM445 donne un spectre plus pur ([Figure 7](#)) que celui du SM745 ([Figure 6](#)).

Deux arguments peuvent expliquer la qualité du spectre donné par le SM445 par rapport au SM745 au magnétron :

- meilleure adéquation de la puissance du SM445 avec la gamme de puissance du magnétron utilisé (800 W) ;
- taux d'ondulation le plus faible pour le SM445 (inférieur à 4 % contre 5 % pour le SM745).

² désigné aussi sous le terme technique « Output ripple »

Nous évoquerons dans le chapitre traitant des perspectives l'intérêt fondamental du choix de la source d'alimentation sur les performances directes du magnétron.

- Influence du paramètre T_{re}

L'influence de la Température sur la fréquence d'oscillation libre du magnétron a été évoquée dans le chapitre 2. Afin de limiter le niveau du « bruit » thermique engendré par un environnement perturbé, lors de l'établissement du régime permanent, nous avons mis en œuvre un dispositif de refroidissement du magnétron par convection d'air forcée (Cf 3.1.2.2 du chapitre 3).

En sus de la convection forcée, trois configurations d'environnement du magnétron ont été mises en œuvre :

- environnement ambiant ;
- environnement « clos » (cloche pleine autour du magnétron) ;
- environnement « semi clos » (cloche perforée).

Chacune d'entre elles est caractérisée par les thermogrammes suivants obtenus pour différentes valeurs de $SigCom$ (SC) :

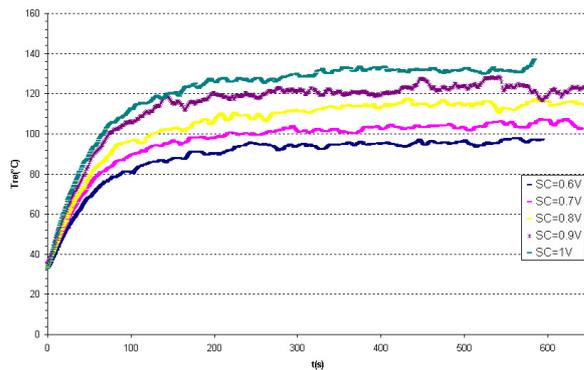


Figure 8 : Environnement ambiant

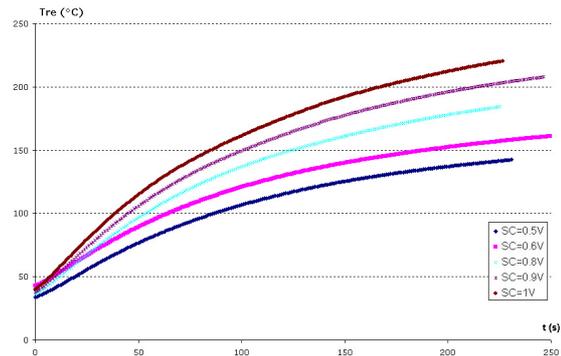


Figure 9 : Environnement clos

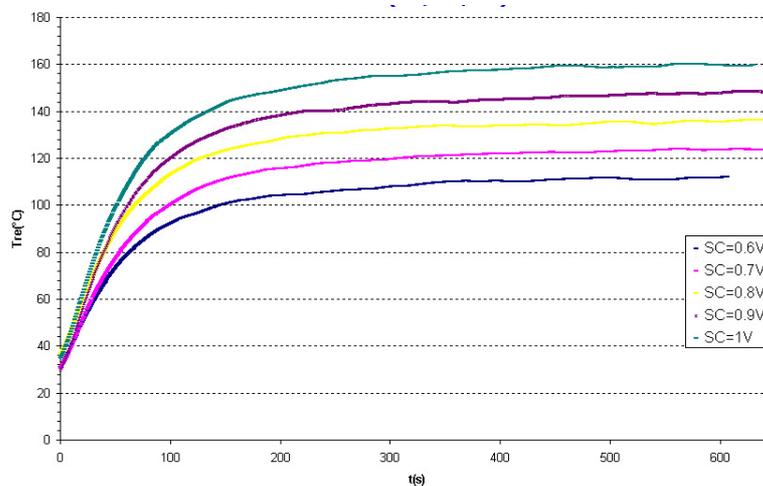


Figure 10 : Environnement semi clos

En environnement ambiant, les seuils de température, correspondant à un régime stationnaire, sont atteints à partir du temps $t = 300$ s et varient de 97 °C à 140 °C . La configuration en milieu ouvert (Figure 8) présente l'avantage de réduire le niveau de ces seuils mais en contrepartie l'allure des thermogrammes est marquée par des perturbations dues aux fluctuations des échanges thermiques ambiants.

Concernant l'environnement « clos » (Figure 9), il apparaît que le confinement du magnétron atténue fortement la contribution du bruit, entraînant un lissage des thermogrammes. Cependant, il apparaît que la pente de l'évolution temporelle de la température de fonctionnement du magnétron reste élevée, ce qui présente deux inconvénients majeurs :

- les ordres de grandeur des températures sont trop élevés ;
- les limites tolérées par le magnétron sont dépassées avant qu'un régime stationnaire ne soit atteint.

Ceci s'explique par le fait que la chaleur produite par le magnétron n'étant pas correctement évacuée, l'efficacité du refroidissement par convection forcée d'air est moindre que dans la configuration précédente.

Pour y remédier, nous avons finalement opté pour un environnement « semi clos ». Comme le montre la Figure 10, cette configuration offre le meilleur compromis entre le niveau du bruit thermique ambiant et l'ordre de grandeur des seuils de température en régime stationnaire (à partir de $t = 400$ s).

Lors du relevé des thermogrammes, l'influence de la température sur les paramètres de sortie (fréquence et puissance) du magnétron a également été observée. Les Figure 11 et Figure 12 représentent respectivement l'évolution temporelle de la fréquence et celle de la puissance du magnétron sur une durée de fonctionnement suffisamment grande pour atteindre un régime permanent. La dépendance thermique des paramètres de sortie du magnétron est la plus visible lors de la phase transitoire ($t < 400$ s) où la dynamique de variation de la température est la plus forte.

Au niveau de la fréquence, le magnétron commence à osciller à une fréquence relativement élevée grâce au bruit de préoscillation. Puis l'augmentation rapide de la température durant la phase transitoire provoque une dérive de la fréquence vers la fréquence d'oscillation libre du magnétron atteinte en régime permanent. De manière qualitative, une augmentation de la température a pour effet de diminuer la fréquence d'oscillation libre du magnétron.

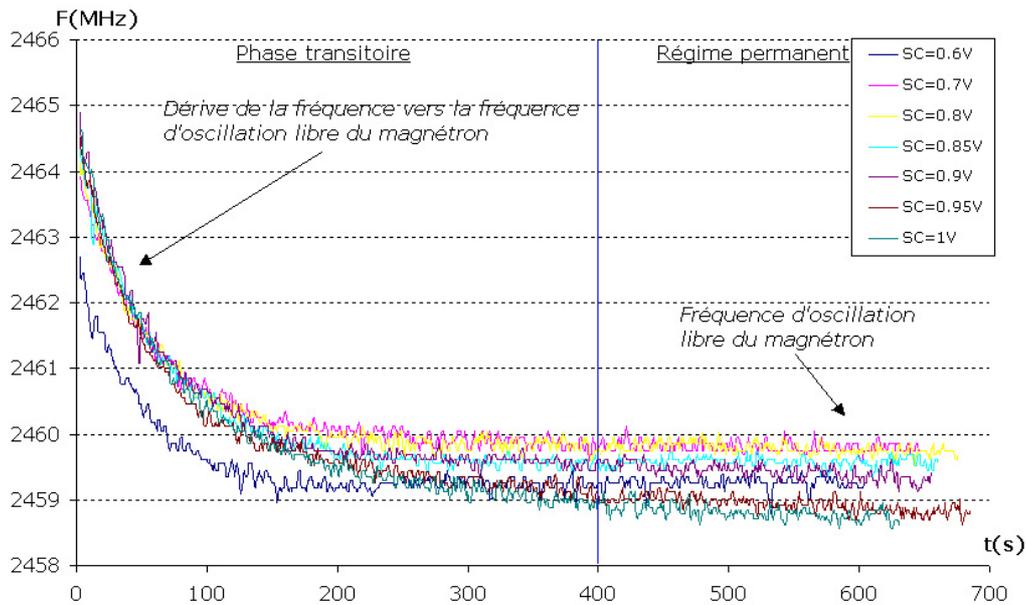


Figure 11 : Influence de la température sur la fréquence d'oscillation libre du magnétron

Concernant la puissance en sortie du magnétron, son évolution durant la phase transitoire n'est pas uniforme. Après une phase de croissance, la puissance atteint une valeur maximum avant de décroître rapidement pendant la phase transitoire, puis plus lentement, définissant ainsi la zone dite de régime « permanent » correspondant à notre hypothèse de travail³.

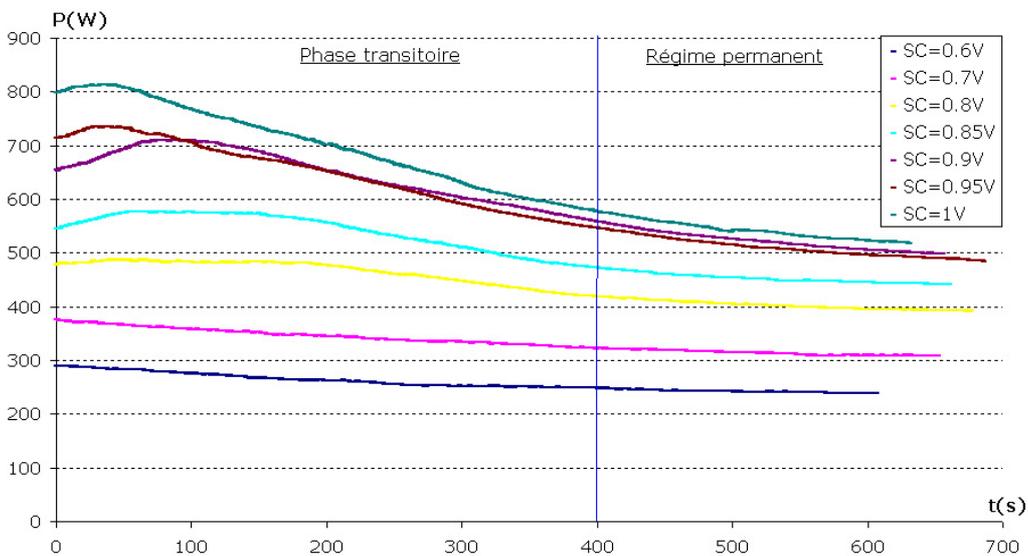


Figure 12 : Influence de la température sur la puissance du magnétron libre

L'observation des deux figures précédentes montre que la température est une grandeur d'influence des paramètres de sortie du magnétron. Plus précisément une élévation de température tend à diminuer la valeur de ces paramètres en régime quasi-stationnaire. Aussi ces mesures confortent notre vision de la température du magnétron en tant que perturbation interne du système que la boucle de contrôle devra être capable de réguler.

³ régime quasi-stationnaire

- Influence de la variable I_{bob}

Le courant I_{bob} parcourant l'électroaimant constitue une deuxième variable de commande de la puissance en sortie du magnétron. En effet, comme le montre la Figure 13, qui représente l'évolution de la puissance sur la plage de variations de la variable I_{bob} pour différentes valeurs de Sigcom, nous observons une influence, de type linéaire, du courant sur la puissance du magnétron, laquelle est d'autant plus sensible à I_{bob} que Sigcom est important :

$Sigcom (V)$	Pente $\frac{\Delta P}{\Delta I_{bob}} (W/A)$
3	15.347
4	19.782

Un comportement symétrique est également observé sur une plage de variation de la puissance de $\pm 25 \%$ autour de la puissance à courant nul

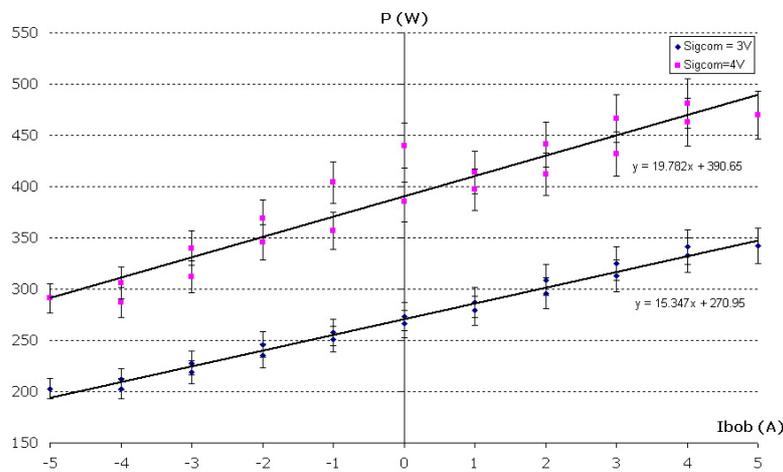


Figure 13 : Influence de I_{bob} sur P pour différentes valeurs de Sigcom

Par contre l'influence de I_{bob} sur la troisième grandeur de sortie du magnétron, c'est à dire la température de sortie, la Figure 14 révèle une relation plus complexe entre ces deux paramètres. En effet, cette relation est caractérisée par un comportement à la fois non linéaire et sensible au phénomène d'hystérésis.

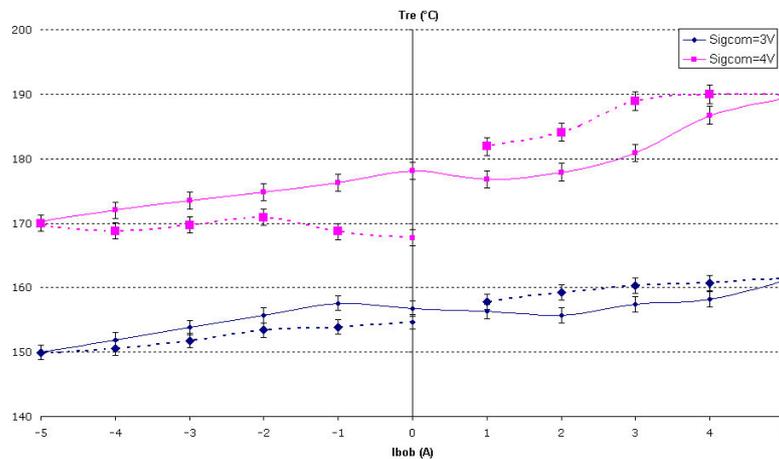


Figure 14 : Influence de I_{bob} sur la température pour différentes valeurs de Sigcom

L'ensemble des mesures effectuées sur le magnétron libre montre que ce dernier peut être assimilé à un oscillateur libre représenté sous la forme d'un système physique de type non linéaire dont les grandeurs de sortie sont inter-corrélées.

A l'issue de cette première connaissance expérimentale, il est d'ores et déjà possible d'établir une différenciation hiérarchique du degré d'action des variables de commande *Sigcom* et I_{bob} selon leur degré d'impact sur les grandeurs de sortie magnétron.

Considérons l'espace de phase⁴ des points de fonctionnement du magnétron contenu dans le plan (F,P) et représenté à la Figure 15. La courbe en pointillé constitue une trajectoire de phase possible allant du point de fonctionnement M_1 jusqu'à M_k suite à une évolution séquentielle de *Sigcom*. Si on définit M_i , une position intermédiaire du point de fonctionnement le long du parcours, nous avons vu que la modification de ce point par *Sigcom*, vers M_{i-1} ou M_{i+1} , se traduit par un comportement non linéaire des grandeurs F et P agrémenté d'un renforcement de la perturbation thermique. Mais l'intérêt principal de la commande *Sigcom* est de pouvoir fixer un point de fonctionnement dans toute la gamme de variation possible des grandeurs de sortie du magnétron.

A un degré moindre, nous avons vu précédemment que l'intervalle de variation de la commande I_{bob} permet une évolution de (F,P) autour du point de fonctionnement M_k sur une étendue localisée. Passant par la tangente de la courbe hachurée en M_k , le domaine de variation est délimité par $[\Delta F, \Delta P]$ et peut être considéré comme linéaire sous certaines conditions :

- ΔF et ΔP petits ;
- M_k est placé dans une zone de variation linéaire.

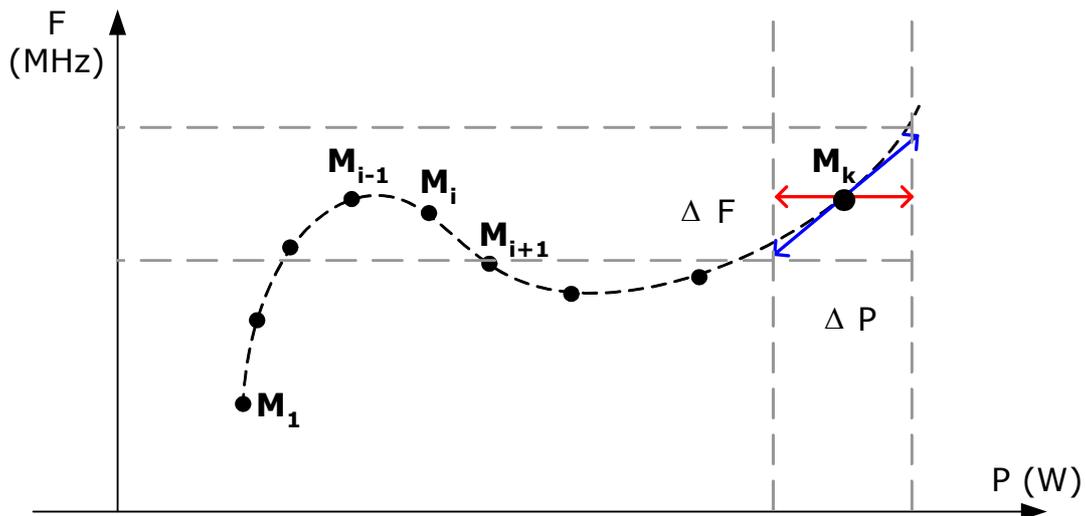


Figure 15 : Trajectoire de phase du magnétron libre

⁴ Aspects successifs d'un phénomène périodique

4.1.2 Magnétron injecté

A la suite des travaux menés durant les années 1970 sur le comportement du magnétron verrouillé par injection en mode de fonctionnement pulsé, il a été montré que le bruit de phase du magnétron pouvait être réduit si l'oscillateur libre était synchronisé sur un signal stable de plus faible amplitude [2]. D'un point de vue qualitatif, ceci se traduit par une amélioration de la qualité spectrale en sortie du magnétron verrouillé.

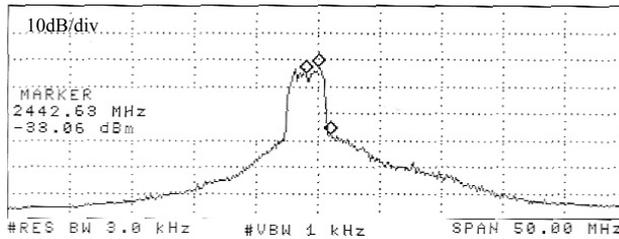


Figure 16 : Spectre en sortie du magnétron libre

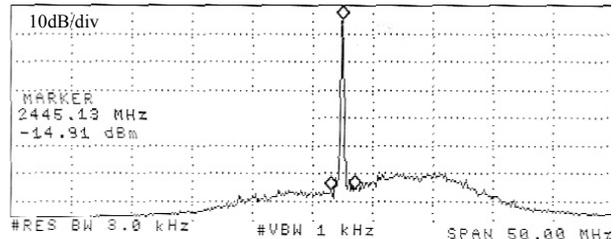


Figure 17 : Spectre en sortie du magnétron injecté

Le magnétron fonctionnant à mi-puissance (410 W à vide) est ensuite verrouillé par injection d'un signal de puissance maximale de 10 W. Les [Figure 16](#) et [Figure 17](#) représentent les spectres respectifs du magnétron libre et injecté. Pour une même configuration de l'analyseur de spectre, l'amélioration de la pureté spectrale du magnétron après injection est nette. La quantification de cette amélioration spectrale est donnée par la mesure du bruit de phase à une fréquence offset de 1 MHz pour le magnétron libre et verrouillé selon le tableau ci-après :

SSBPN

Magnétron Seul	Magnétron Injecté
- 57.72 dBc.Hz ⁻¹	- 93.74 dBc.Hz ⁻¹

Outre l'amélioration du spectre, il est important de signaler l'impact du verrouillage par injection sur l'action de la variable de commande I_{bob} .

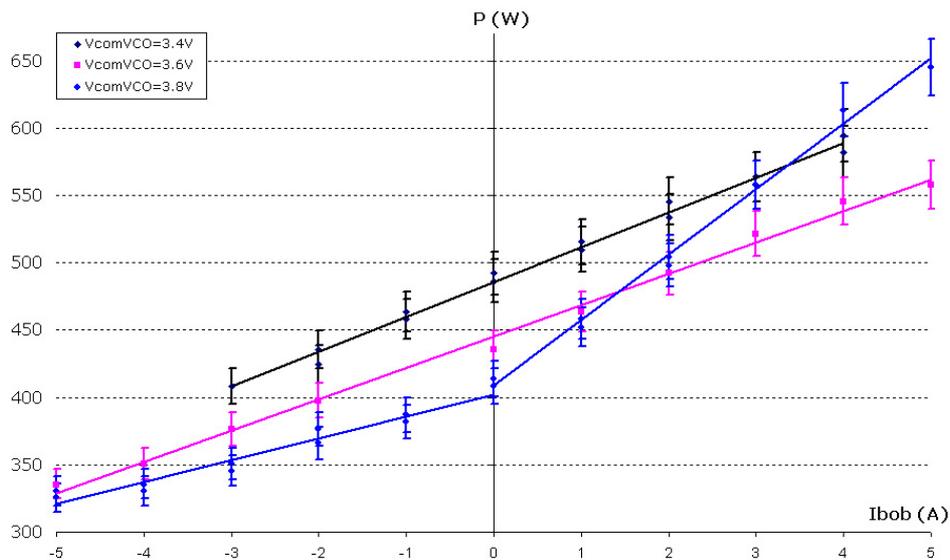


Figure 18 : Influence de I_{bob} sur P pour différentes valeurs de V_{comVCO} ($V_{limVCO}=6V$)

La [Figure 18](#) représente le comportement de la puissance en sortie du magnétron injecté P en fonction du courant de l'électroaimant I_{bob} pour différentes valeurs de V_{comVCO} . Comme pour le magnétron libre, nous retrouvons une relation linéaire et symétrique ($\Delta P = \pm 25 \%$) entre le courant I_{bob} et P , à l'exception du cas $V_{comVCO} = 3.8 \text{ V}$ où une dissymétrie est observée ($\Delta P = +62 \%$ ou $\Delta P = -20 \%$). Ainsi I_{bob} constitue un actionneur potentiel de la puissance du magnétron verrouillé par injection autour du point de fonctionnement sur un intervalle ΔP .

La [Figure 19](#) représente le comportement de la fréquence en sortie du magnétron verrouillé par injection sur le domaine de variations de I_{bob} , pour différentes valeurs de V_{comVCO} . Il est à noter qu'avec un écart type mesuré de 0.25, les variations du paramètre I_{bob} dans le domaine de variations choisi ont une faible influence sur la fréquence en sortie du magnétron.

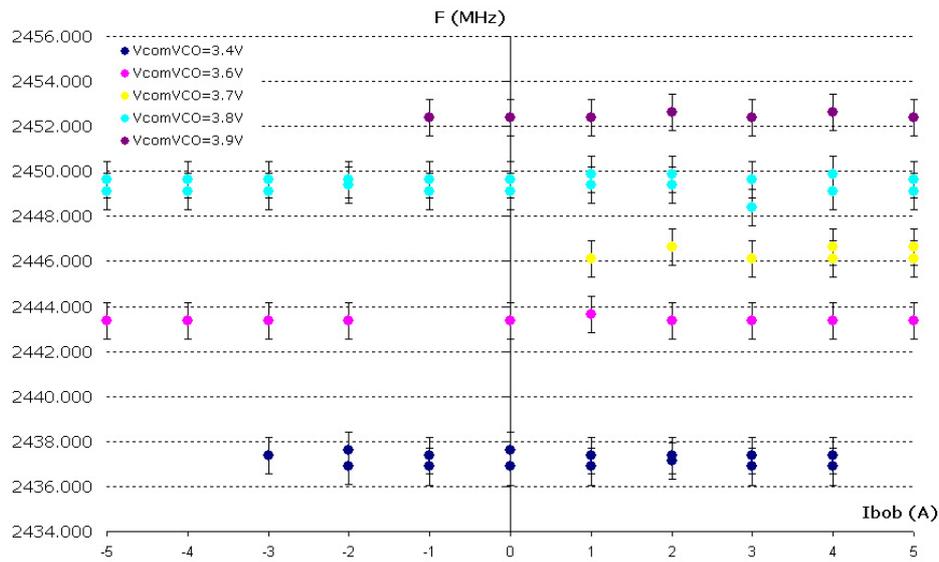


Figure 19 : Influence de I_{bob} sur F pour différentes valeurs de V_{comVCO} ($ValimVCO = 6\text{V}$)

En définitive, lorsque le magnétron fonctionne dans la bande de verrouillage, la fréquence d'oscillation du magnétron est assujettie à celle du signal d'injection. Dans ce cas, et à condition de rester dans les limites du verrouillage, l'action de I_{bob} est dissociée du comportement de la fréquence et ne concerne plus que la puissance du magnétron. Si l'on se réfère à la [Figure 15](#), ceci se traduit par un déplacement horizontal du point de fonctionnement ($\Delta F = 0$). Une analyse en composantes principales a été menée sur une base de données expérimentales du magnétron verrouillé par injection. Cette étude a permis de mettre en évidence qu'une réduction du nombre des variables d'entrée et de sortie n'a pas lieu d'être, autrement dit que les grandeurs caractéristiques entrées-sorties du magnétron ne sont pas inter-corrélées.

L'ensemble des influences entre les paramètres présentés précédemment sur les performances du magnétron (fréquence et puissance) ainsi que leur nature (NL pour Non linéaire et L pour linéaire) sont schématisés sur la [Figure 20](#).

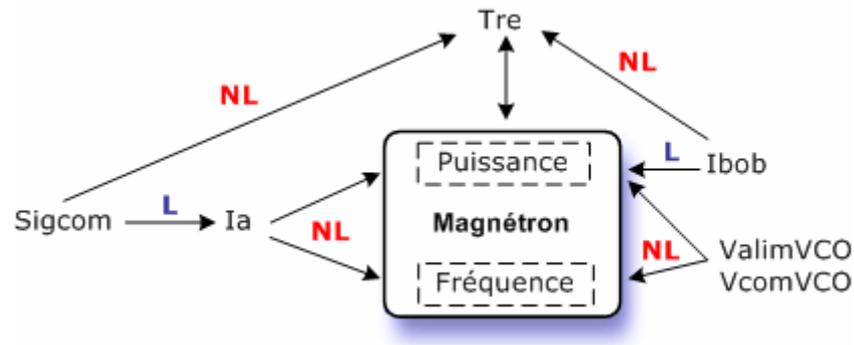


Figure 20 : Influence des paramètres sur les performances du magnétron

La technique du verrouillage par injection accentue la non linéarité du système via le phénomène de synchronisation du magnétron libre.

Avant de présenter notre démarche de contrôle du magnétron, nous allons étayer la description expérimentale des phénomènes non linéaires mis en jeu par le magnétron verrouillé par injection en proposant une modélisation mathématique sous forme d'équations différentielles du magnétron en fonctionnement libre et verrouillé par injection.

4.2 Verrouillage par injection du magnétron : résonances non linéaires et phénomène de synchronisation

Dans le chapitre 2, une description du principe du verrouillage par injection du magnétron a permis de faire une analogie qualitative avec les phénomènes impliqués dans le couplage de deux oscillateurs ayant une fréquence d'oscillation voisine. En outre, une analyse quantitative, fondée sur la théorie non linéaire développée par Van Der Pol, a permis l'obtention des caractéristiques principales du phénomène de verrouillage : conditions de verrouillage, largeur de bande de verrouillage, déphasage du signal d'injection par rapport au signal de sortie du magnétron.

En accord avec ces différentes approches théoriques confirmées par les observations issues de la caractérisation expérimentale, il apparaît que le magnétron verrouillé par injection peut être assimilé à un système physique dont les propriétés intrinsèques⁵ sont de nature non linéaire :

- oscillations libres du magnétron ;
- oscillations forcées : synchronisation avec un signal externe.

Plus précisément, si l'on adopte une représentation de ces propriétés intrinsèques (ensemble des points de fonctionnement possibles du système) sous forme d'ensembles mathématiques, d'une part elles sont incluses dans l'ensemble plus vaste des systèmes non linéaires et d'autre

⁵ qui caractérisent les phénomènes constitutifs du système.

part, le domaine de verrouillage du magnétron constitue l'intersection de l'ensemble du domaine de variation des oscillations libres du magnétron avec l'ensemble du domaine de variation du signal externe (Cf [Figure 21](#)).

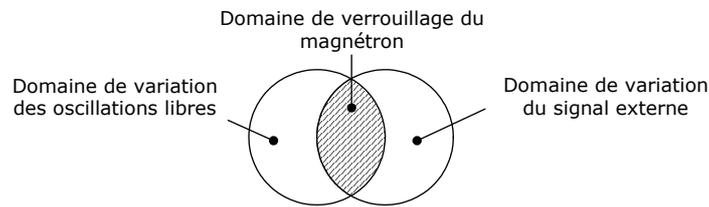


Figure 21 : Représentation du principe de verrouillage par injection sous forme d'ensembles

4.2.1 Notions générales sur les systèmes non linéaires

Considérons un système non linéaire avec la notation indiquée à la [Figure 22](#) :



Figure 22 : Système non linéaire

où f_{NL} est une fonction Non Linéaire.

Selon la classification de Mira [3], représentée à la [Figure 23](#), le magnétron verrouillé par injection peut être vu comme un système constitué d'éléments non linéaires :

- « avec inertie » caractérisé par une représentation du système sous la forme d'une équation différentielle à coefficients variables (équation de Van Der Pol). Autrement dit, cette propriété traduit une corrélation entre la sortie du système et la fréquence du signal d'entrée.
- « faibles » ou continus : si le magnétron est dans la bande de verrouillage, la sortie est une fonction non linéaire continue de l'entrée. Cette propriété n'est bien sûr plus vérifiée si le magnétron est déverrouillé.

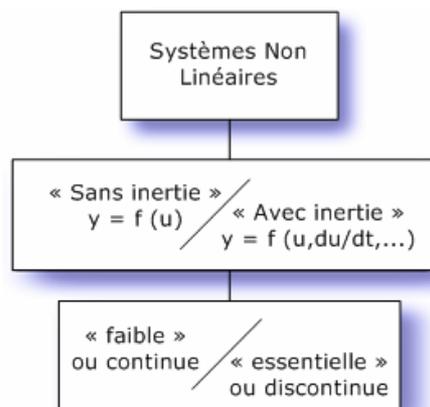


Figure 23 : Caractérisation de systèmes non linéaires

Sans aller jusqu'à la définition exacte du modèle de connaissance⁶ du problème étudié, il serait opportun d'ajouter à la sémantique sus-citée un cadre théorique sur lequel s'appuiera notre démarche d'analyse et de choix d'une stratégie de contrôle du magnétron.

4.2.2 Le magnétron : oscillateur libre

Par définition, un oscillateur libre ou autonome est un système dans lequel naissent des oscillations auto-entretenues sans apport d'énergie autre que l'énergie initiale, et dont l'amplitude maximale est indépendante des conditions initiales imposées au système.

Pour ce type d'oscillateur, dont fait partie le magnétron, une simplification de l'étude par linéarisation du système n'est pas réaliste. Ceci reviendrait en effet à modéliser le système au moyen d'une équation différentielle de second ordre linéaire de la forme suivante :

$$\ddot{y} + \omega_0^2 \cdot y = 0 \quad \text{où } \omega_0 \text{ est la pulsation d'oscillation libre}$$

Or une solution de cette équation est une fonction sinusoïdale dont l'amplitude maximale et la phase sont déterminées à partir des conditions initiales du problème. Ce qui est en contradiction avec la définition d'un oscillateur libre. De plus, cette approximation de la réalité conduit à une impossibilité physique puisque l'on a affaire à une équation différentielle caractéristique d'un système conservatif (à amortissement nul).

En réalité, un régime d'oscillation libre ne peut s'établir qu'avec l'existence d'un coefficient d'amortissement non linéaire et d'une composante non linéaire analogue à celle d'une force de rappel. Ceci implique l'introduction d'une fonction non linéaire, f_{NL} , impliquant un terme de dérivée d'ordre 1 de la sortie y du système et un terme proportionnel à cette sortie dans l'équation différentielle linéaire homogène précédente.

Ainsi le comportement dynamique du magnétron, en tant qu'oscillateur libre, peut être décrit par une équation différentielle de la forme suivante :

$$\ddot{y} + \omega_0^2 \cdot y = \varepsilon \cdot f_{NL}(y, \dot{y}) \quad \text{avec } \varepsilon > 0 \text{ (constante)}$$

Trois types d'oscillations peuvent exister selon l'ordre de grandeur du paramètre ε :

- Si $\varepsilon \ll 1$, la solution est proche d'une sinusoïde de pulsation ω_0 (pulsation libre).
- Quand ε augmente, en plus de la solution périodique précédente, le système génère des harmoniques d'amplitude croissante.
- Si $\varepsilon \rightarrow \infty$, le terme de dérivée d'ordre 2 devient négligeable et apparaissent alors des oscillations de relaxation⁷.

⁶ (ou modèle phénoménologique) construit à partir d'une analyse détaillée du système s'appuyant sur des lois physiques connues.

⁷ Solutions périodiques continues par morceaux (avec des discontinuités d'ordre un en un nombre fini de points)

4.2.3 Le magnétron injecté : oscillateur libre en régime d'oscillations forcées

En accord avec les travaux de Van Der Pol, l'étude du magnétron en condition de verrouillage par injection peut se ramener à l'étude d'un oscillateur libre, siège de résonances non linéaires, et fonctionnant en régime d'oscillations forcées par le biais d'une source d'énergie extérieure qui impose son excitation propre (Cf Figure 24).

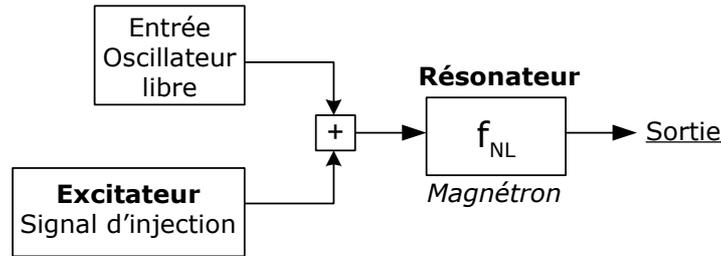


Figure 24 : Oscillateur libre en régime d'oscillations forcées

D'un point de vue mathématique, en reprenant la formulation du modèle dynamique du magnétron libre, cette vision du magnétron injecté peut être modélisée sous la forme d'une équation différentielle :

$$\underbrace{\ddot{y} + \omega_0^2 \cdot y}_{\text{Oscillations libres}} = \varepsilon_1 \cdot f_{NL}(y, \dot{y}) + \underbrace{\varepsilon_2 \cdot E_{inj} \cos(\omega_{inj} \cdot t)}_{\text{Excitation périodique extérieure}}$$

où ε_1 et ε_2 sont des constantes strictement positives ;

ω_{inj} est la pulsation de la source d'excitation externe (signal d'injection) ;

E_{inj} est l'amplitude maximale de la source d'excitation externe.

Comme pour le magnétron libre, la réponse du système décrite par l'équation différentielle ci-dessus est régie par les paramètres ε_1 et ε_2 , représentatifs de l'influence respective de l'aspect non linéaire du système (via la fonction non linéaire f_{NL}) et de l'excitation périodique externe.

Dans le cas où $\varepsilon_1 \ll 1$ et $\varepsilon_2 \ll 1$, les termes du second membre deviennent négligeables et l'équation différentielle est voisine de l'équation différentielle homogène. On obtient alors un régime périodique quasi sinusoïdal de pulsation ω_0 et de phase ψ :

$$y = E_0 \cos(\omega_0 \cdot t + \psi)$$

Seul subsiste le régime d'oscillation libre. Voyons maintenant comment apparaît le phénomène de synchronisation dans ce contexte.

Pour cela, considérons l'énergie moyenne \bar{P} apportée par la source extérieure au système durant un intervalle de temps δ . \bar{P} est définie par l'équation suivante :

$$\bar{P} = \frac{1}{\delta} \int_t^{t+\delta} \dot{y} \varepsilon_2 E_{inj} \cos \omega_{inj} t \, dt$$

Soit d'après Mira [3] :

$$\bar{P} = \frac{\varepsilon_2 E_0 \omega_0 E_{inj}}{2\delta} \left\{ \frac{\cos[(\omega_0 + \omega_{inj})t + \psi]}{\omega_0 + \omega_{inj}} - \frac{\cos[(\omega_{inj} - \omega_0)t + \psi]}{\omega_{inj} - \omega_0} \right\}_t^{t+\delta}$$

Deux cas sont à envisager :

- Si $|\omega_{inj} - \omega_0| \gg 1$, autrement dit si les fréquences du signal d'injection et d'oscillation libre sont éloignées, l'apport énergétique externe \bar{P} est minime.
 \Rightarrow l'influence du signal d'excitation externe est alors faible
- Si $|\omega_{inj} - \omega_0| \ll 1$, autrement dit si la fréquence du signal d'injection est proche de la fréquence d'oscillation libre, l'apport énergétique externe \bar{P} devient important.
 \Rightarrow il peut s'établir un régime périodique quasi sinusoïdal dont la pulsation est imposée par celle de l'excitation externe ω_{inj} . C'est le phénomène de synchronisation ou d'entraînement de fréquence harmonique.

Ce comportement est représentatif de la technique de verrouillage par injection du magnétron dans une largeur de bande limitée et centrée autour de la pulsation libre ω_0 .

Lorsque ε_1 croît, la fonction non linéaire présente dans le second membre de l'équation différentielle ne permet plus l'approximation de l'existence d'un régime d'oscillation propre. Il est nécessaire de prendre en compte les harmoniques de l'oscillateur libre. La réponse du système peut s'écrire alors sous la forme d'une série de Fourier :

$$y = \sum_{n=1}^{\infty} E_n \cos(n\omega_0 \cdot t + \psi_n)$$

En reprenant l'expression de l'énergie moyenne apportée au système par le signal d'injection, il apparaît une somme infinie de termes dont le dénominateur est de la forme $m\omega_i - n\omega_0$ (où m et n sont des entiers naturels).

Ainsi, selon les combinaisons des coefficients m et n, l'excitation du signal d'injection externe peut agir de façon plus ou moins sensible sur la fréquence d'oscillation du magnétron :

- $m = n$: résonance à la fréquence d'oscillation libre ;
- $m > n$: résonance à une fréquence harmonique d'ordre supérieur (surharmonique) ;
- $m < n$: résonance à une fréquence harmonique d'ordre inférieur (subharmonique).

Il est à signaler que pour des raisons de coût des composants de puissance opérant dans la gamme des très hautes fréquences, cette dernière configuration est quelquefois utilisée pour le verrouillage d'oscillateurs de longueur d'onde millimétrique. De nombreux travaux traitent de ce type de verrouillage subharmonique ainsi que leur influence sur l'amélioration du bruit de phase en sortie de l'oscillateur verrouillé [4-7].

En conclusion de cette description théorique du magnétron verrouillé par injection, il est important d'observer que le phénomène de synchronisation est propre aux systèmes non

linéaires non autonomes⁸ à excitation périodique et dotés d'un régime d'oscillations auto-entretenues (oscillations libres). En outre, la résolution mathématique des équations différentielles non linéaires non autonomes décrivant la dynamique de ces systèmes aboutit généralement à des fonctions complexes de type fonctions transcendantes caractérisées par :

- Une coexistence de différents modes de synchronisation (harmonique, sub-harmonique, sur-harmonique) possédant chacun un domaine ou bassin d'influence. L'évolution de l'oscillateur libre vers un de ces états stationnaires (attracteurs) dépend des conditions initiales du système ;
- Une dérive possible vers un état stationnaire stable particulier, appelé « l'attracteur étrange », pour lequel il est impossible de prévoir les trajectoires de phase dans l'espace de phase.

4.3 Contrôle de la fréquence et de l'amplitude du magnétron

Nous avons vu précédemment que l'étude théorique du magnétron verrouillé par injection se ramenait à l'étude d'un système non linéaire dont le comportement dynamique pouvait être décrit par le biais d'une équation différentielle de second ordre à coefficients variables et à coefficient d'amortissement non linéaire.

Après avoir évoqué la difficulté de mettre en place un modèle de connaissance du fait de la complexité du système, nous présentons une approche comportementale consistant à mettre en œuvre des réseaux de neurones pour développer une conduite du magnétron.

4.3.1 Limitation des méthodes de modélisation actuelles du magnétron

Historiquement, l'abord d'un problème de modélisation ou de contrôle d'un système non linéaire consiste à ramener l'étude du système dans le cadre théorique familier des systèmes linéaires. Cette démarche passe par une linéarisation du système :

- totale : l'espace de phase est défini par une trajectoire de phase complètement linéaire, bornée et centrée en un point (régime de variations faibles) ;
- ou par morceaux : l'espace de phase est découpé en plusieurs trajectoires successives linéaires, bornées et centrée en un point. On parle dans ce cas de modèle linéaire tangent.

Basés sur ces deux techniques d'approximation linéaire, trois types d'outils mathématiques principaux constituent le fondement de la théorie générale des « systèmes dynamiques », et en particulier de l'étude des systèmes asservis non linéaires :

- Les méthodes analytiques basées sur la représentation par des développements en série des solutions des modèles non linéaires : méthode du petit paramètre de Poincaré, méthode asymptotique, ou leur résolution par des méthodes itératives :

⁸ une équation non autonome est telle que le temps t intervient explicitement.

méthode de linéarisation harmonique (application du principe de la «Balance Harmonique»);

- Les méthodes qualitatives pour lesquelles ces solutions sont définies par leurs singularités. Dans le cas non linéaire général, ces solutions sont des fonctions transcendantes non classiques. Ces méthodes concernent les propriétés de l'espace de phase et l'évolution de ses singularités quand les paramètres du système considéré varient ;
- Les méthodes numériques basées sur des méthodes de Runge-Kutta, du point milieu modifié, de Bulirsch-Stoer et à pas liés.

Ces différentes méthodes sont explicitées de manière plus exhaustive dans de nombreux ouvrages de référence [1, 3].

Concernant les méthodes numériques, le développement rapide de la puissance de calcul informatique a permis l'émergence de modèles de simulation numérique du magnétron. A partir d'une étude phénoménologique du magnétron (espace de charge, interaction avec le champ RF et le champ d'induction magnétique, etc.), des travaux ont abouti à une simulation du comportement du système en tant qu'oscillateur libre [8, 9]. A l'aide du logiciel MAGIC développé pour l'étude du plasma⁹, impliquant des interactions entre des particules confinées dans un espace de charge et un champ électromagnétique, une simulation du processus de verrouillage d'un magnétron a permis de retrouver les caractéristiques du magnétron prédites par la théorie de l'injection présentée au chapitre 2 [10]. Cependant, ces modèles sont confrontés à un manque de précision par perte d'information inhérente à une représentation en 2D du problème. Il s'avère donc nécessaire d'envisager l'intégration de la troisième dimension géométrique dans la modélisation du magnétron [11].

En outre, la mise en œuvre de ces méthodes dans le cadre du magnétron verrouillé par injection se révèle complexe et leur temps de calcul prohibitif est inadéquat pour une implémentation dans une boucle de commande du magnétron. Pour y remédier, nous optons pour une solution alternative d'identification du système non linéaire à base de réseaux de neurones.

4.3.2 Intérêts des Réseaux de Neurones

De par sa simplicité de mise en œuvre et sa capacité de modélisation de systèmes complexes non linéaires, les réseaux de neurones (RN) ont été adoptés par le laboratoire en tant qu'outil mathématique générique pour l'identification et le contrôle de procédés pilotes [12] ou industriels [13].

⁹ projet de recherche sur la physique des plasmas mené par Mission Research Corporation

L'utilisation d'un modèle à réseaux de neurones revêt de nombreux avantages :

- l'aptitude à identifier un système dont la connaissance à priori est limitée ;
- la simplicité relative de la structure du modèle neuronal favorable à la synthèse d'une commande ;
- la fiabilité numérique absolue du calcul en terme de convergence ;
- la rapidité d'exécution du modèle (temps de calcul réduit) ;
- la faculté d'adaptation (modèle à paramètres évolutifs et parcimonieux).

Ainsi, de par leur capacité à définir un modèle interne non linéaire d'un système inconnu, à partir d'une relation de cause à effet entre les entrées et les sorties du système [14], nous proposons de développer un modèle neuronal du magnétron verrouillé par injection.

4.3.3 Utilisation des RN pour la modélisation du magnétron verrouillé par injection

Présenté en 1943 par Mac Culloch et Pitts [15] sous la forme d'un modèle booléen du neurone biologique, le neurone formel a connu différentes évolutions jusqu'à une structure complexe, le dotant d'une part, d'une fonction perceptive associée à une fonction décisionnelle, et d'autre part d'une capacité d'apprentissage.

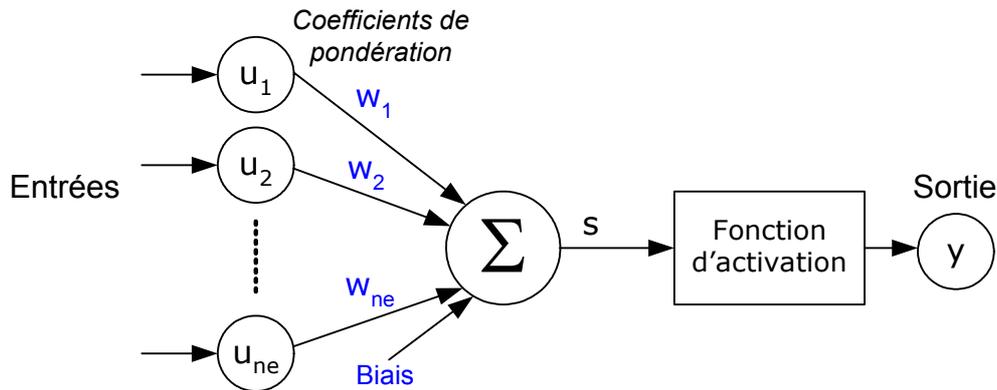


Figure 25 : Schéma d'un neurone formel

Comme le montre la [Figure 25](#), la fonction perceptive du neurone se traduit par une sommation pondérée des entrées par les coefficients suivants :

- w_i : poids associé à chaque entrée x_i du neurone ;
- Biais : Valeur offset éventuelle perçue par un neurone (entrées nulles).

L'information globale S perçue par le neurone et issue de l'opération précédente est ensuite traitée par une fonction d'activation dont le résultat constitue la réponse du neurone. Selon la complexité du système étudié, la nature de la fonction d'activation peut être de type linéaire, f_L , ou non linéaire f_{NL} .

L'association en réseau de cet élément de base, proposée initialement par Rosenblatt en 1958 sous la désignation de Perceptron, puis sous la forme d'un réseau multi-couches, appelé

MLP¹⁰, associé à un algorithme d'apprentissage de rétropropagation de l'erreur, confère aux réseaux de neurones la propriété d'approximateur universel [16].

La Figure 26 montre la structure d'un réseau de neurones direct¹¹ de type feedforward¹² à trois couches comprenant :

- une couche d'entrée recevant les grandeurs d'entrées $\{u_1 \cdots u_k \cdots u_{ne}\}$;
- une couche cachée contenant nnc neurones formels à base de fonction d'activation non linéaire, f_{NL} ;
- une couche de sortie contenant ns neurones formels à base de fonction d'activation linéaire $\{\hat{y}_1 \cdots \hat{y}_i \cdots \hat{y}_{ns}\}$.

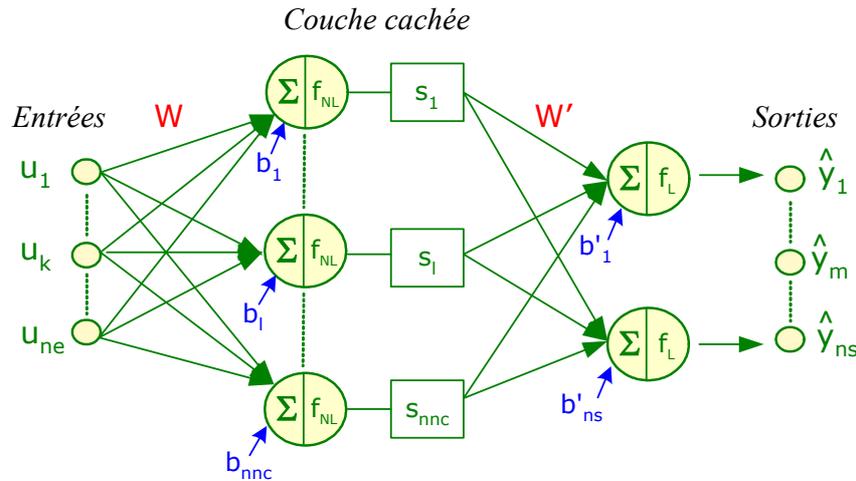


Figure 26 : Structure d'un réseau de neurones direct de type feedforward

Dans ce type de réseau, l'information circule de la couche d'entrée vers la couche de sortie.

La connexion synaptique de la couche cachée est réalisée :

- avec la couche d'entrée par la matrice de poids, d'éléments W_{kl} (avec $1 \leq k \leq ne$ et $1 \leq l \leq nnc$) et le vecteur de biais $\{b_1 \cdots b_l \cdots b_{nnc}\}$;
- avec la couche de sortie par la matrice de poids, d'éléments W_{lm} (avec $1 \leq l \leq nnc$ et $1 \leq m \leq ns$) et le vecteur de biais $\{b'_1 \cdots b'_m \cdots b'_{ns}\}$.

Les poids des différentes connexions sont les paramètres θ du modèle.

Ainsi, nous identifions le modèle neuronal du magnétron sous la forme d'une fonction non linéaire paramétrée par un ensemble de poids et biais estimés à partir d'une connaissance expérimentale du système :

$$\hat{y}_m = \sum_{l=1}^{nnc} W'_{lm} s_l + b'_m \quad 1 \leq l \leq nnc \text{ et } 1 \leq m \leq ns$$

$$\text{avec} \quad s_l = f_{NL} \left(\sum_{k=1}^{nnc} W_{lk} \cdot u_k + b_l \right) \quad 1 \leq k \leq ne$$

et f_{NL} étant une fonction non linéaire de type sigmoïde définie par $f_{NL}(x) = \text{logsig}(x)$ ¹³

¹⁰ Multi Layer Perceptron

¹¹ par opposition au réseau de neurones bouclé dont les sorties alimentent le vecteur d'entrées

¹² réseau de neurones dans lequel il n'existe pas de cycle dans les connexions

¹³ $\text{logsig}(x) = 1 / (1 + e^{-x})$

La méthodologie de l'identification d'un modèle neuronal repose sur :

1. une base de données expérimentales fournie par le dispositif expérimental décrit au chapitre 3 ;
2. la définition d'une structure du modèle recherché :

Selon Hornik [16], un réseau de neurones doté d'une structure de type direct à une couche cachée et à sortie linéaire est capable de modéliser le comportement de toute fonction continue, sous condition que le nombre de neurones cachés sigmoïdes soit suffisant pour intégrer la complexité du système. En s'appuyant sur cette propriété, nous adopterons donc la structure représentée à la [Figure 26](#) pour toutes les modélisations que nous envisagerons pour la suite.

Dans le cadre de l'utilisation de ce type de réseau, il est important de signaler qu'une opération de normalisation a été appliquée aux entrées de chaque modèle. Dans notre cas, l'utilisation de cette normalisation est justifiée par la grande disparité des ordres de grandeur des données expérimentales caractérisant le système. Sans cela, la répartition des poids d'un modèle identifié à partir d'un jeu d'entrées d'étendues de variation hétérogènes tend à privilégier les entrées de plus grande ampleur absolue. En accord avec le domaine de définition de la fonction sigmoïde choisie comme fonction d'activation d'un neurone, toutes les entrées du réseau ont été ramenées dans l'intervalle de variations [0.1 ; 0.9]. Les calculs de normalisation et de dénormalisation sont explicités en Annexe, présentant les outils développés sous Matlab pour l'implémentation de réseaux de neurones.

3. l'estimation des paramètres du modèle :

Cette phase d'apprentissage du réseau consiste à déterminer les paramètres du modèle : les poids des connexions entre leurs différentes couches. Cette recherche est réalisée au cours d'une phase d'apprentissage supervisé, dont l'objectif est de minimiser l'erreur qui existe entre la sortie calculée par le RN et la sortie désirée, ou cible.

Elle est basée sur la minimisation d'un critère d'erreur quadratique J défini :

$$\mathbf{J} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\mathbf{y}}(i) - \mathbf{y}(i))^2$$

où N est le nombre total de données de la base d'apprentissage.

La [Figure 27](#) représente le schéma d'apprentissage du modèle où l'estimation des paramètres s'opère de manière itérative. Selon leur contribution à une fonction de

l'erreur, leur ajustement est fait par application de l'algorithme de Levenberg-Marquardt [17, 18] dont le choix est justifié par la possibilité d'offrir un bon compromis en terme de rapidité de convergence et de besoins en ressources de calcul sous l'environnement Matlab (un algorithme dit de Levenberg-Marquardt réduit permet de diminuer encore les besoins en espace mémoire sous Matlab) [19].

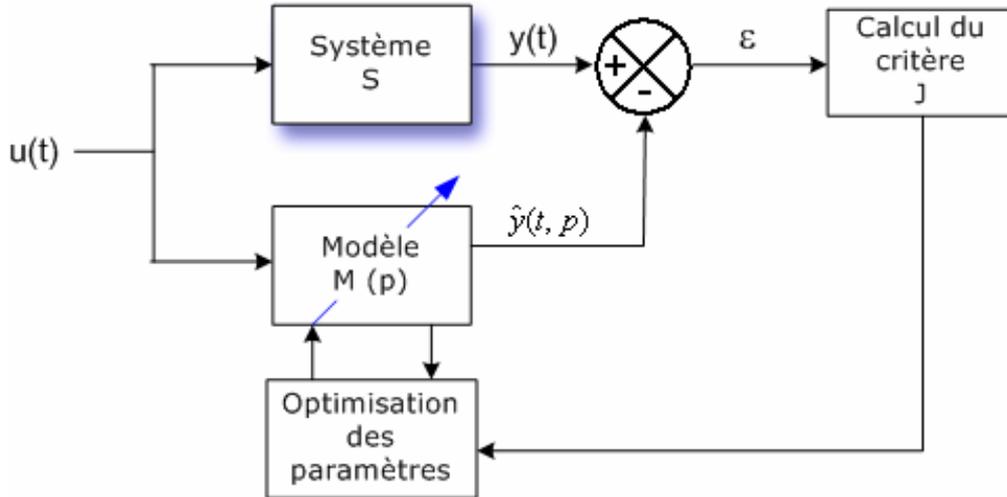


Figure 27 : Estimation des paramètres du modèle

4. la validation du modèle :

Cette dernière phase consiste à vérifier la capacité de généralisation du réseau sur une base de données différente de celle utilisée pour son apprentissage. L'intérêt de cette phase est d'évaluer la précision du modèle neuronal en comparant la sortie simulée obtenue pour un vecteur d'entrées mesurées ¹⁴ à la sortie cible associée (mesure).

Pour l'ensemble des modèles identifiés par la suite, $M(\theta)$ paramétré par θ , nous évaluerons leur précision au moyen :

- d'une représentation graphique des résidus de chaque sortie du modèle ;
- de l'erreur d'estimation absolue : $\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}(\theta)$;
- et de l'erreur relative (en %) : $\frac{\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}(\theta)}{\mathbf{y}}$.

En complément de l'évaluation (graphique ou numérique) du critère de l'erreur (absolue ou relative) commise par le modèle sur la base d'apprentissage, une étude plus poussée de la précision du modèle est réalisée par le biais d'une analyse de la courbe de régression linéaire entre les sorties simulées et réelles du système. A l'issue de cette analyse, seront obtenus d'une part l'équation de la droite de régression (pente et intersection de la droite avec l'axe

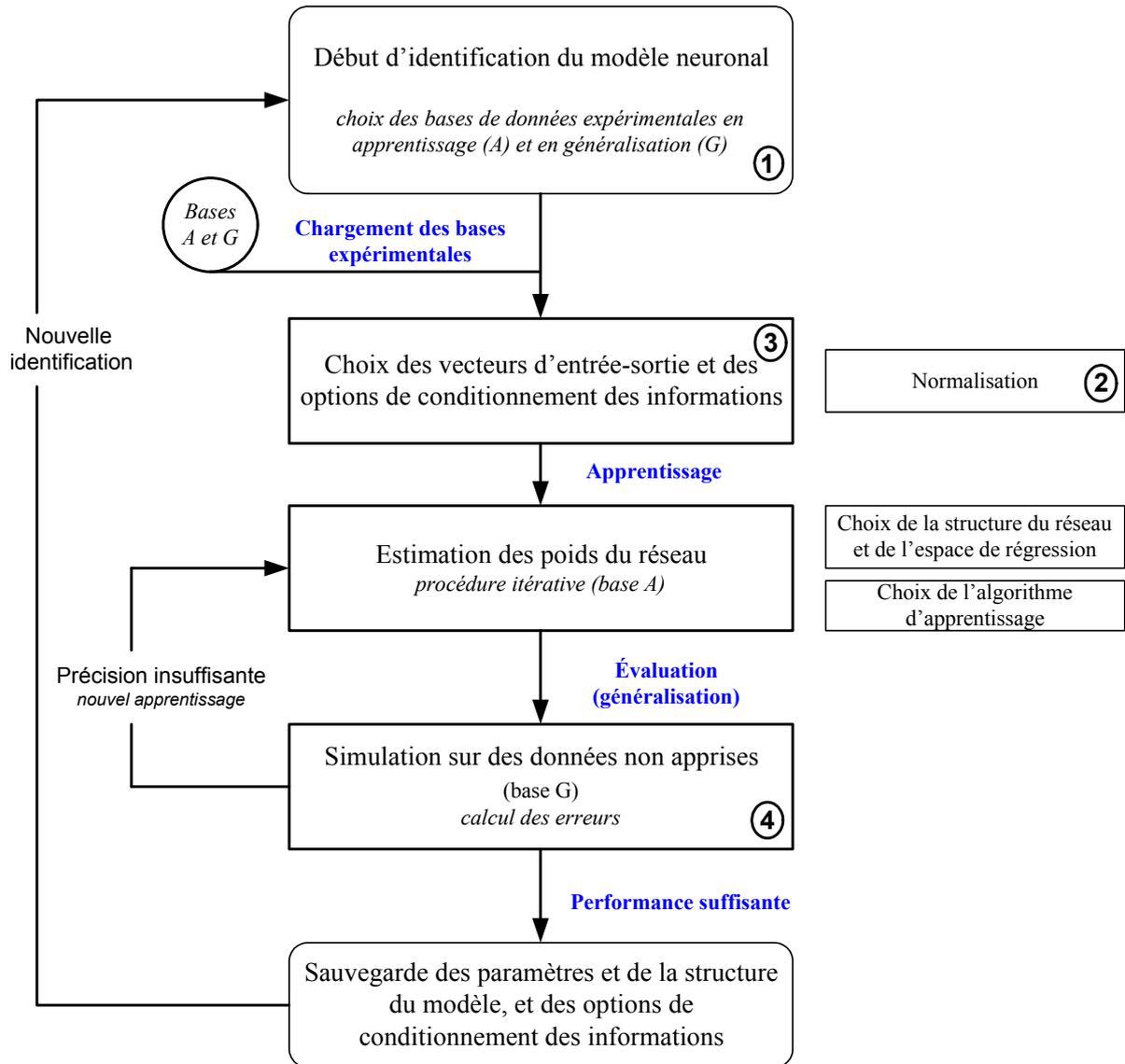
¹⁴ les variables d'entrées-sorties sont normalisées à partir des mêmes bornes que celles utilisées pour la normalisation de la base d'apprentissage

des ordonnées) et d'autre part le coefficient de corrélation, R , défini entre -1 et 1. Plus R sera proche de 1, meilleure sera l'adéquation entre les sorties simulées et réelles. R représente le coefficient de corrélation de Pearson d'un ensemble de variables appairées $\{X_i, Y_i\}$ avec $1 \leq i \leq N$ et est défini par l'équation suivante :

$$R = \frac{\text{covariance observée}}{\text{covariance positive maximum possible}} = \frac{SC_{XY}}{\sqrt{SS_X \cdot SS_Y}}$$

avec $SS_X = \sum_{i=1}^N X_i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^N X_i\right)^2}{N}$ et $SC_{XY} = \sum_{i=1}^N X_i \cdot Y_i - \frac{\left(\sum_{i=1}^N X_i\right)\left(\sum_{i=1}^N Y_i\right)}{N}$

Intéressons-nous maintenant à la mise en œuvre des RN pour la modélisation des systèmes physiques constitués du magnétron libre et du magnétron verrouillé par injection. La méthodologie employée pour l'identification de tous les modèles présentés par la suite respecte la méthodologie décrite précédemment et synthétisée par l'organigramme ci-dessous :



4.3.3.1 Modélisation à base de réseaux de neurones du magnétron verrouillé par injection

Avant de s'intéresser à l'élaboration de l'algorithme de contrôle proprement dit, nous allons mettre en œuvre une procédure d'identification du magnétron libre puis en configuration de verrouillage par injection.

L'intérêt de cette démarche est de valider l'aptitude de l'approche systémique à modéliser les phénomènes complexes non linéaires inhérents au magnétron libre ou verrouillé. C'est une étape nécessaire (mais pas suffisante) à toute démarche d'inversion de la fonction mathématique décrivant le système, consistant à déterminer les paramètres de commande en fonction du point de fonctionnement désiré pour le magnétron.

Hypothèses

- Mis à part l'inertie thermique du magnétron, les grandeurs d'état du magnétron (Puissance et Fréquence) ont un temps de réponse inférieur au temps d'échantillonnage des mesures (de l'ordre de 4 s). Ainsi, nous associerons à chaque période d'échantillonnage un point de fonctionnement stable du magnétron dans son espace de phase.
- Suite à notre action sur la maîtrise de l'environnement ambiant du magnétron en fonctionnement (Cf chapitre 3), nous avons fortement réduit l'influence du bruit thermique sa température. Nous avons vu également précédemment que le magnétron fonctionne à partir du moment où s'est instauré un régime quasi-permanent de l'évolution de la température où la dynamique de variation est faible. Ainsi, la température ne sera pas intégrée dans le jeu de variables du modèle. Par contre, elle pourra être judicieusement employée comme un témoin d'alerte dans une procédure de détection de dysfonctionnements du système.

4.3.3.1.1 Modèle neuronal du magnétron libre

Dans le cadre de notre dispositif expérimental, nous disposons de deux variables de commande, Sigcom et I_{bob} , et de trois grandeurs décrivant l'état du système, Vdet, F et V_Ia. Le système constitué par le magnétron libre peut être représenté sous la forme d'une boîte noire définie par ces cinq variables (Figure 28) :

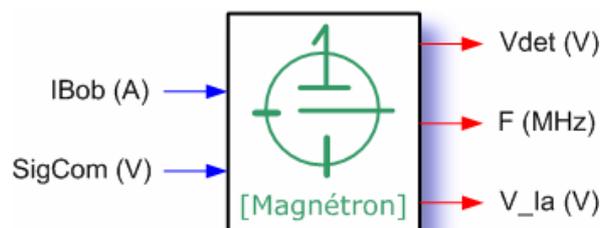


Figure 28 : Représentation systémique du magnétron libre

Modèle

Une base de données contenant 230 points et couvrant l'étendue maximale de variation des variables de commandes a été collectée sur un magnétron libre en fonctionnement.

Concernant la structure du réseau, nous adoptons celle correspondant à un réseau de type « feedforward » à une couche cachée identique à celle présentée à la [Figure 26](#).

Afin de compléter la topologie du réseau, il reste à préciser la valeur du nombre de neurones cachés NNC de la couche interne. Pour ce faire, un test de type essai-erreur a été mené sur la simulation du réseau pour différentes valeurs de NNC.

La [Figure 29](#) montre l'évolution de l'erreur quadratique moyenne (EQM) pour une valeur de NNC variant de 2 à 9. L'erreur quadratique moyenne est calculée par l'équation :

$$EQM = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\hat{y}_i(k) - y_i(k))^2$$

Il apparaît clairement que l'apprentissage du réseau est d'autant meilleur que le nombre NNC est important. Ceci s'explique par le fait que plus la couche interne est riche, meilleure sera la capacité du réseau à intégrer des informations liées aux phénomènes complexes non linéaires du système. Cependant il ne suffit pas d'augmenter à l'infini le nombre de neurones cachés pour obtenir le modèle optimum. En effet, un nombre trop grand pour NNC peut détériorer les qualités de généralisation. C'est le phénomène de surapprentissage. Dans ce cas, le réseau devient « hyper » spécialisé sur la base d'apprentissage mais perd en capacité de généralisation sur une base de données différente.

La [Figure 30](#) montre le comportement du coefficient de corrélation R entre les sorties simulées et réelles en généralisation pour différentes valeurs de NNC. Pour une valeur de NNC > 7, le phénomène de surapprentissage se traduit par une diminution importante de R. Il en ressort que deux valeurs optimales de NNC fournissent un coefficient R proche de 1 (R=1 signifiant une parfaite adéquation entre les sorties simulées et réelles).

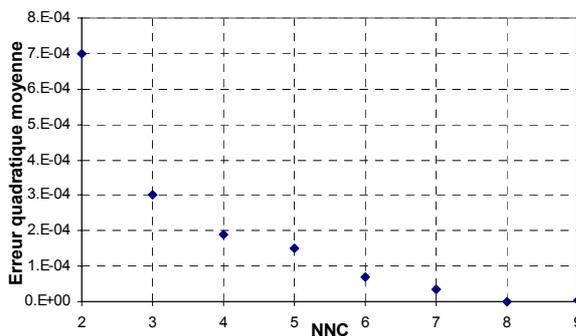


Figure 29 : Erreur quadratique moyenne d'apprentissage en fonction de nnc

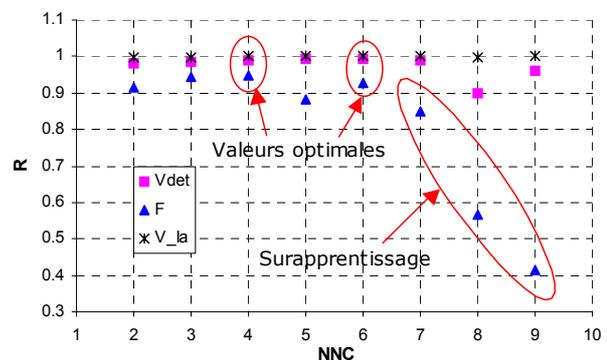


Figure 30 : Coefficient de corrélation R en fonction de nnc sur la base d'apprentissage

Afin d'avoir le meilleur compromis entre la précision d'apprentissage et la capacité de généralisation, nous optons pour la valeur optimale $NNC = 6$.

<i>NNC</i>	<i>EQM</i>	<i>R1</i>	<i>R2</i>	<i>R3</i>
4	$1,9 \cdot 10^{-4}$	0,991	0,95	1
6	$7 \cdot 10^{-5}$	0,993	0,929	1

où R1, R2 et R3 représentent les coefficients de corrélation respectifs de Vdet, F et V_Ia.

Résultats : Les Figure 31 à Figure 36 représentent, pour les 3 sorties du modèle, les résultats de simulation et les erreurs associées.

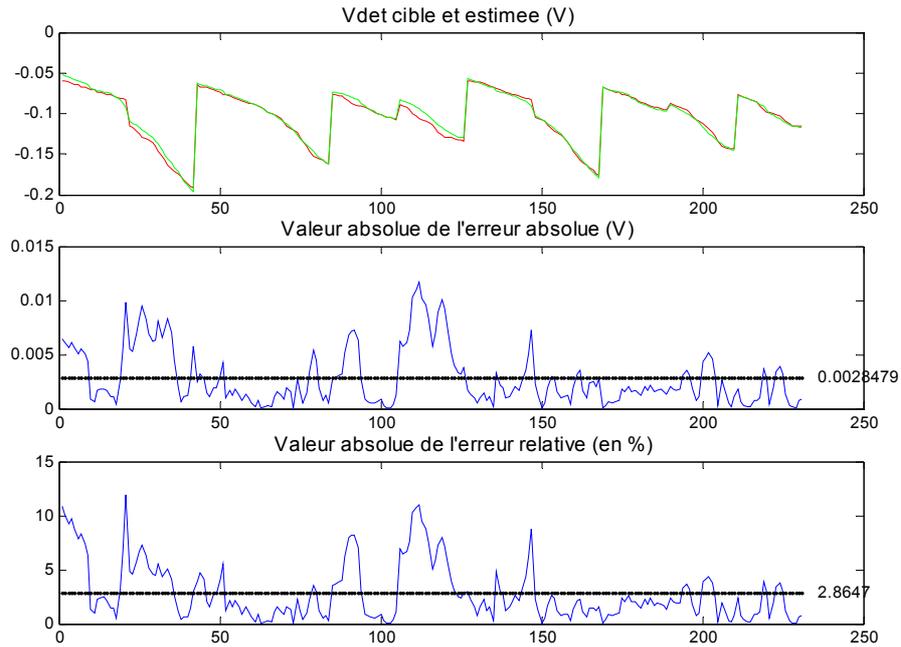


Figure 31 : Modélisation de Vdet pour le magnétron libre

L'analyse graphique de la sortie simulée et réelle sur la Figure 31 montre un comportement similaire sur l'ensemble de la base de généralisation, se traduisant quantitativement par une valeur moyenne de l'erreur absolue relative égale à 2.86 %. Ceci est confirmé par la courbe de régression linéaire de la Figure 32 présentant un coefficient de corrélation R égal à 0.993.

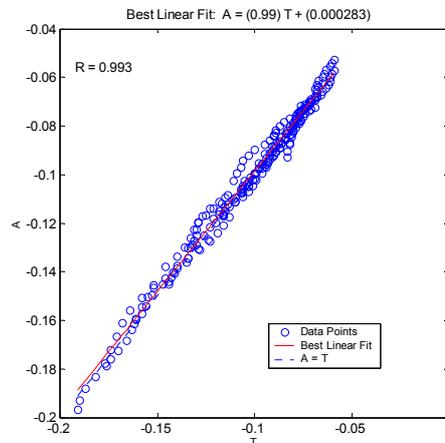


Figure 32 : Coefficient de corrélation Vdet

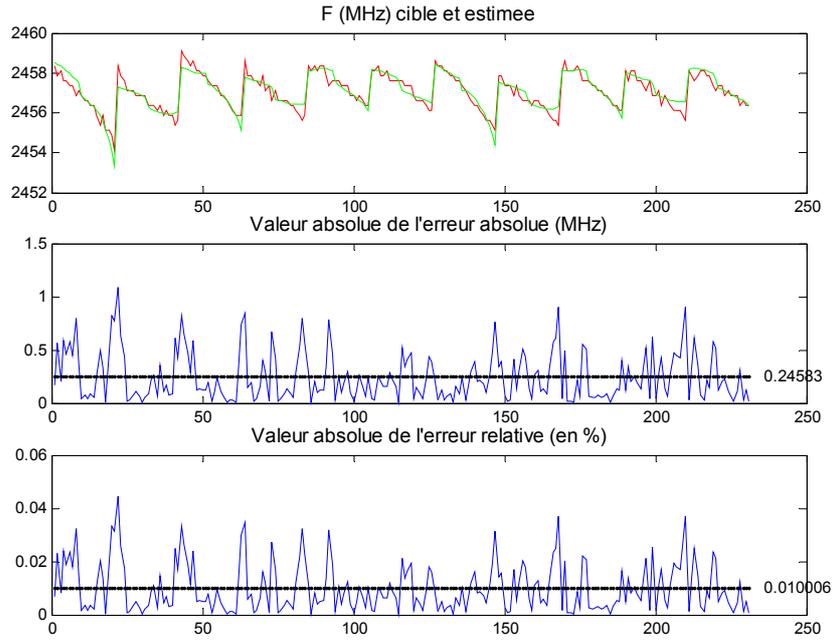


Figure 33 : Modélisation de la fréquence F pour le magnétron libre

Bien que les erreurs relatives ou absolues soient faibles (de l'ordre de 0.01 %), la comparaison graphique des sorties simulées et mesurées de la [Figure 33](#) montre une difficulté du modèle à suivre les valeurs cibles de la base d'apprentissage. A ce propos, une légère inadéquation entre la simulation et la mesure apparaît sur la courbe de régression linéaire de la [Figure 34](#) se traduisant par un coefficient de corrélation R moins bon que pour Vdet et égal à 0.929. Ceci s'explique par une imprécision de la mesure de la fréquence inhérente aux modes opératoires relatifs à l'analyseur de spectres.

La modélisation de V_{Ia} offre la meilleure précision (coefficient R égal à 1, [Figure 35](#)) qui se traduit par une concordance graphique des points simulés et mesurés représentés sur la [Figure 36](#) (erreur relative moyenne inférieur à 0.2 %).

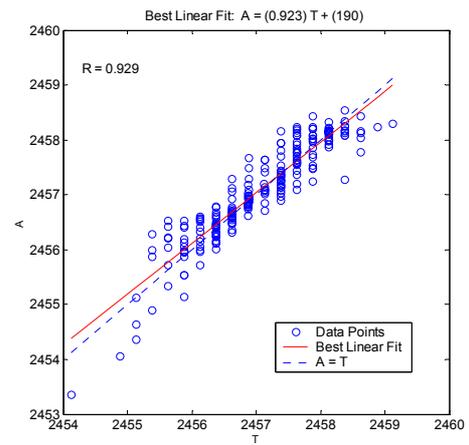


Figure 34 : Coeff. de corrélation pour F

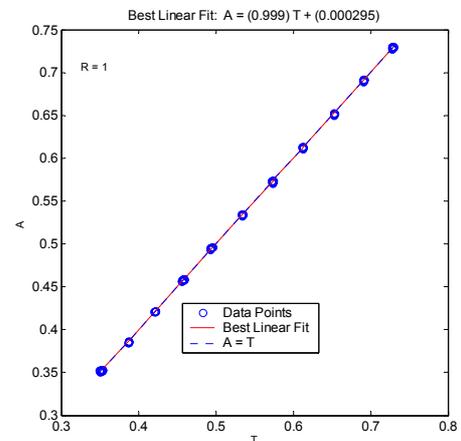


Figure 35 : Coeff. de corrélation pour VIa

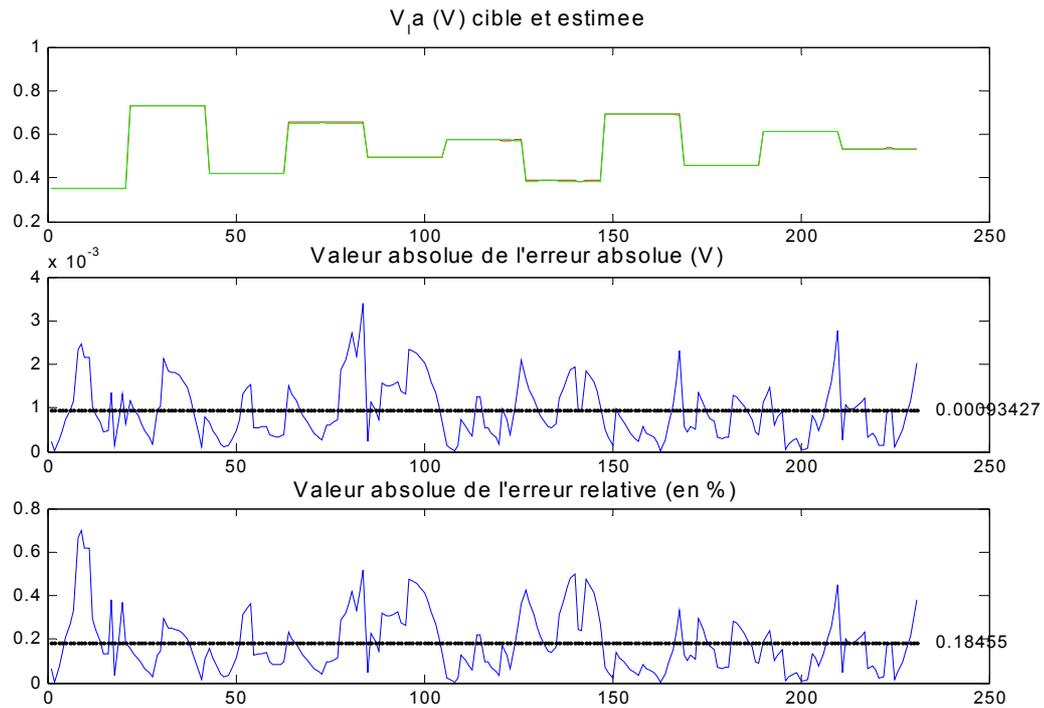


Figure 36 : Modélisation de V_{Ia} pour le magnétron libre

Le bon comportement du modèle en apprentissage et surtout en généralisation valide le modèle neuronal mis en œuvre pour le magnétron libre.

4.3.3.1.2 Modèle comportemental du Magnétron injecté

Dans le cas du magnétron verrouillé par injection, la représentation systémique du système associé correspond à la configuration du magnétron libre à laquelle vient s'ajouter les deux paramètres de contrôle du signal d'injection : ValimVCO et VcomVCO (Cf Figure 37).

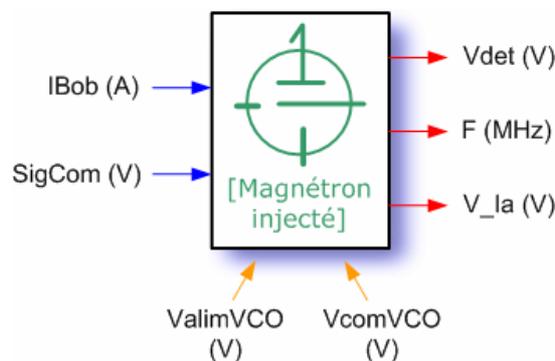


Figure 37 : Représentation systémique du magnétron injecté

Comme pour le modèle précédent, il est nécessaire de déterminer la valeur optimale de NNC avant de lancer la procédure d'apprentissage du modèle.

Les Figure 38 et Figure 39 concernent les tests de configurations de différentes valeurs de NNC sur une base d'apprentissage. Il apparaît clairement que pour une valeur de NNC

supérieure à 4, l'apport en terme de précision du modèle devient négligeable. Pour choisir la valeur optimale, nous avons eu recours à une procédure de validation consistant en un test en généralisation des divers modèles précédents sur une base de données expérimentale autre que celle utilisée pour l'apprentissage. La [Figure 40](#) montre l'évolution du coefficient de corrélation R entre les sorties simulées et réelles pour différentes valeurs de NNC.

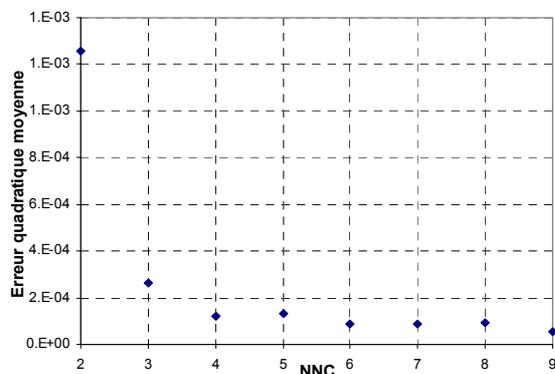


Figure 38 : EQM en fonction de NNC en apprentissage

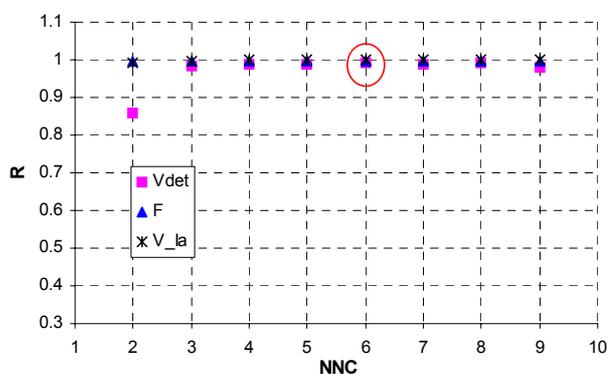


Figure 39 : Coeff. de corrélation R en fonction de NNC en apprentissage

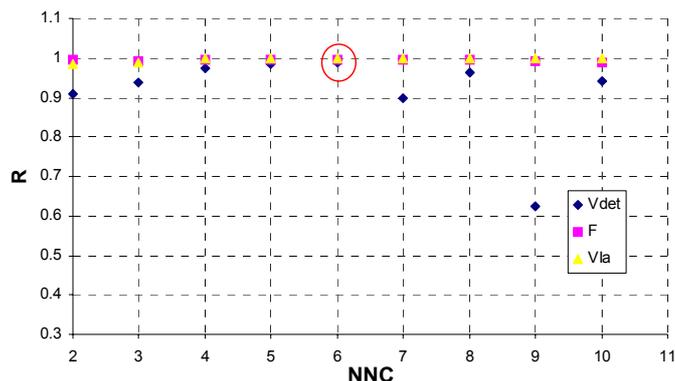


Figure 40 : Coeff. de corrélation R en fonction de NNC en généralisation

Il en ressort que la valeur $NNC=6$ offre la meilleure configuration en terme de précision sur les bases de généralisation et d'apprentissage.

Variables	Apprentissage			Généralisation		
	Err.Abs Moy.	Err.Rel Moy.	R	Err.Abs Moy.	Err.Rel Moy.	R
Vdet	0.0024	2.264	0.992	0.0021	2.2	0.988
F	0.4553	0.019	0.996	5.8	0.24	0.995
V_la	0.0009	0.057	1	0.002	0.2	1

Résultats

A l'instar de la modélisation du magnétron libre, les [Figure 41](#) à [Figure 46](#) représentent la confrontation graphique des sorties simulées et réelles, les erreurs (absolues et relatives) et les courbes de corrélation associées.

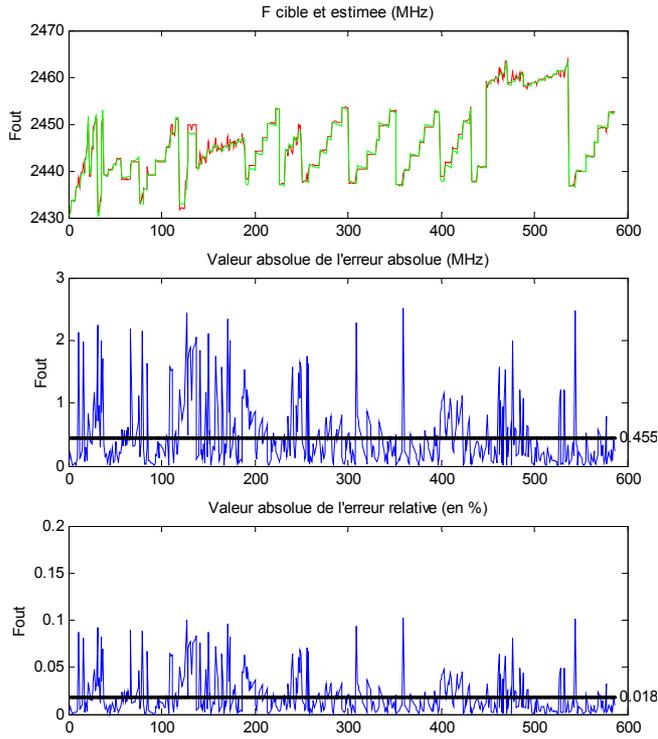


Figure 41 : Modélisation de F pour le magnétron injecté

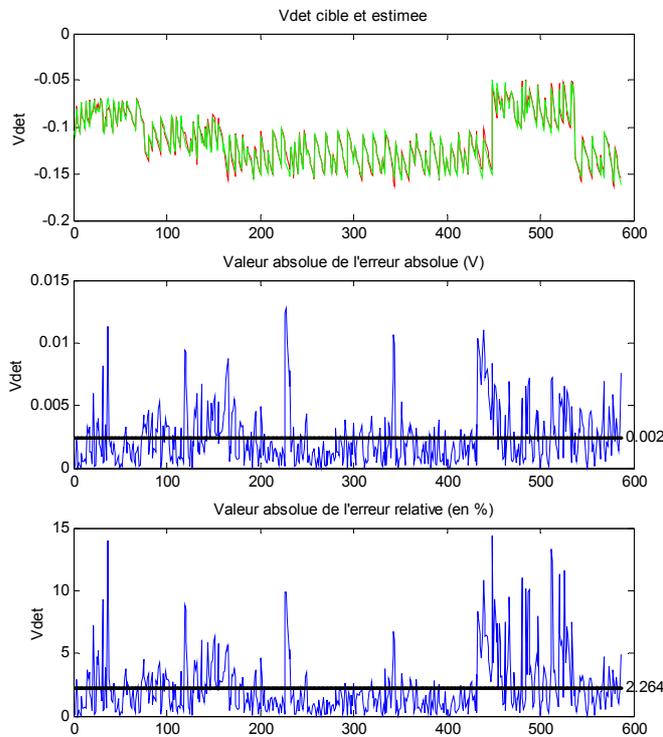


Figure 43 : Modélisation de Vdet pour le magnétron injecté

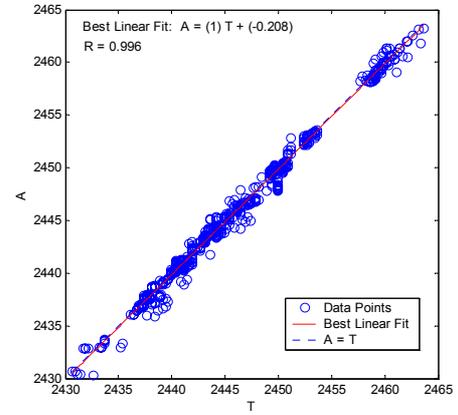


Figure 42 : Coeff. de corrélation R pour F

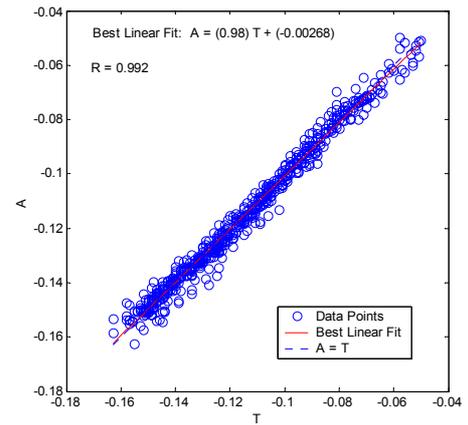
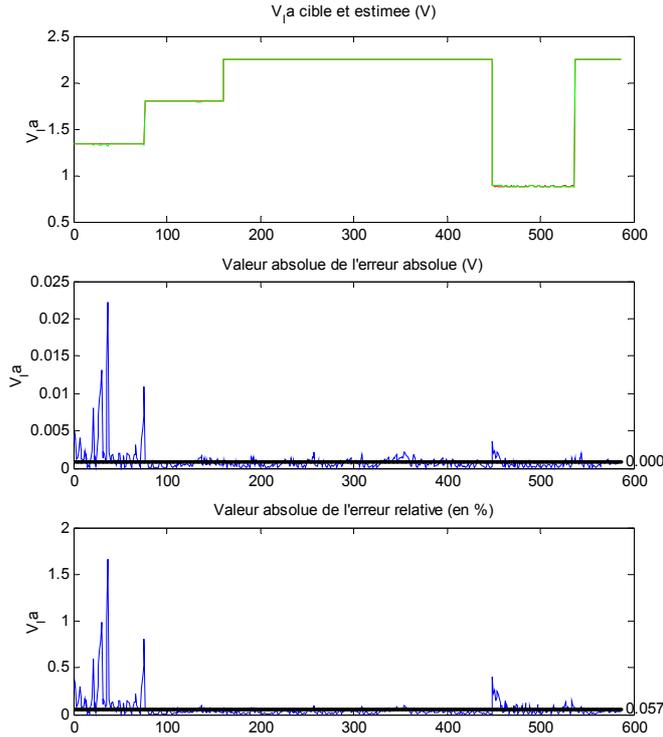


Figure 44 : Coeff. de corrélation R pour Vdet

Figure 45 : Modélisation de V_{Ia} pour le magnétron injecté

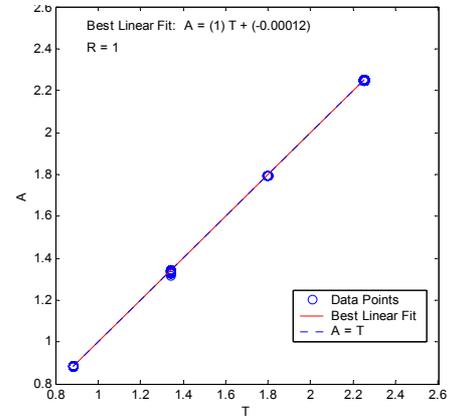
Avec une erreur relative moyenne inférieure à 2.5 %, et un coefficient de corrélation R supérieur à 0.99, la modélisation du magnétron verrouillé par injection au moyen d'un réseau de neurones de type feedforward direct à une couche interne (avec 6 neurones cachés) a été validée.

Ainsi, nous proposons d'utiliser les réseaux de neurones identifiés, comme modèle dans une stratégie de commande d'un magnétron verrouillé par injection.

4.3.4 Contrôle Direct Inverse (CDI)

Nous avons vu précédemment qu'une approche comportementale de type neuronal, basée sur une connaissance expérimentale de type entrées-sorties, permet de modéliser les phénomènes complexes non linéaires mis en jeu par le système constitué du magnétron verrouillé par injection.

Outre leur capacité à identifier des systèmes non linéaires dont la connaissance *a priori* est limitée, les réseaux de neurones ont montré leur aptitude à l'élaboration d'une stratégie de commande de systèmes dynamiques non linéaires [20, 21]. De ce fait, nous proposons la mise en œuvre d'un algorithme de commande neuronale du magnétron verrouillé par injection, consistant à identifier un correcteur approprié au comportement dynamique du magnétron injecté.

Figure 46 : Coeff. de corrélation R pour V_{Ia}

Dans cette optique, diverses configurations d'implémentation de réseaux de neurones sont possibles [22]. Dans notre cas, nous présentons l'application de la stratégie dite du Contrôle Direct Inverse (CDI) sur le magnétron verrouillé.

4.3.4.1 Principe du Contrôle Direct Inverse

Tout d'abord, il est important de définir la notion de dynamique dans notre approche.

En effet, compte tenu de l'hypothèse de quasi-stationnarité, la base de données expérimentales est constituée de telle sorte que la $k^{\text{ième}}$ période d'échantillonnage corresponde à un point de fonctionnement stable du système $(\mathbf{y}_k, \mathbf{u}_k)$. Dans ces conditions, au lieu de la terminologie classique de la dynamique sous l'aspect temporel illustrée par la [Figure 47](#), nous lui préférons la vision représentée à la [Figure 48](#) et correspondant à une discrétisation sous forme de trajectoires possibles des points de fonctionnements $(\mathbf{u}_k, \mathbf{y}_k)$ du magnétron définissant son espace de phase.



Figure 47 : Aspect temporel



Figure 48 : Aspect discret

Autrement dit, pour atteindre une valeur cible \mathbf{y}_k , en sortie du magnétron, une commande \mathbf{u}_k doit être appliquée à l'entrée du système.

La stratégie du CDI est fondée sur l'hypothèse que le système pour lequel on souhaite trouver un correcteur soit inversible. L'existence d'une fonction neuronale décrivant la relation $\mathbf{u}_k \rightarrow \mathbf{y}_k$ justifie la démarche d'une identification d'un modèle neuronal de la relation inverse $\mathbf{y}_k \rightarrow \mathbf{u}_k$: le modèle inverse. Comme le montre la [Figure 49](#), l'identification d'un réseau de neurones de type feedforward est réalisée à partir des couples $(\mathbf{u}_k, \mathbf{y}_k)$ de la base de données expérimentales. Dans le cas d'un modèle inverse, le critère d'apprentissage consiste à obtenir pour une réponse donnée du magnétron, la meilleure adéquation entre les vecteurs de commandes mesurés et estimés.

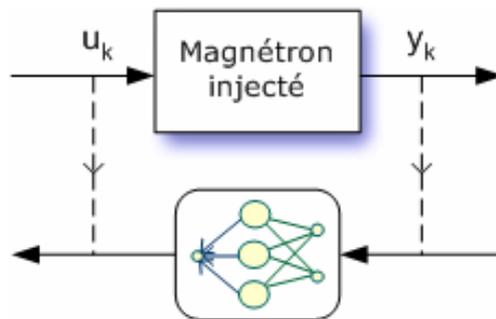


Figure 49 : Apprentissage du modèle inverse du magnétron injecté

Dés lors qu'une telle relation existe, le modèle neuronal inverse peut être implémenté directement en tant que correcteur dans un schéma de commande en boucle ouverte du magnétron (Cf [Figure 50](#)).

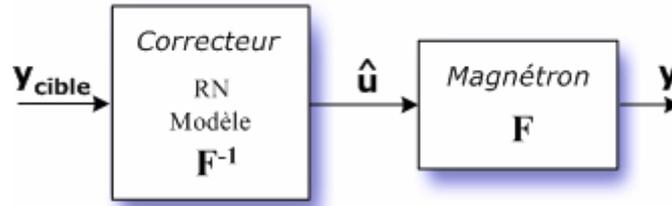


Figure 50 : Contrôle Direct Inverse en boucle ouverte

4.3.4.2 Identification et validation du correcteur neuronal

L'ensemble des grandeurs d'entrées-sorties mises en jeu par le modèle inverse du magnétron injecté à identifier est défini sur la représentation systémique de la [Figure 51](#).

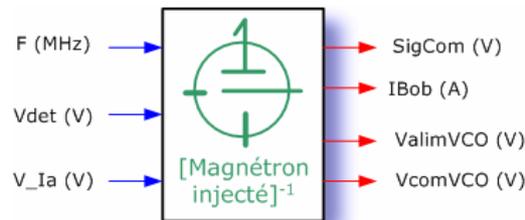


Figure 51 : Modèle inverse du magnétron injecté

Comme pour les modèles précédents, un travail préliminaire de recherche de la valeur optimale du nombre de neurones cachés est nécessaire. Avec une erreur quadratique moyenne minimum de $4.25e-03$ (Cf [Figure 52](#)) obtenue pour une valeur de NNC égale à 10, il apparaît une difficulté de l'apprentissage du réseau de neurones direct à trouver une cartographie de l'interaction Sorties \rightarrow Entrées. Plus précisément, comme le montre la [Figure 53](#), avec un coefficient de corrélation R inférieur à 0.6, l'estimation de la commande ValimVCO par le modèle fournit des valeurs très éloignées des mesures.

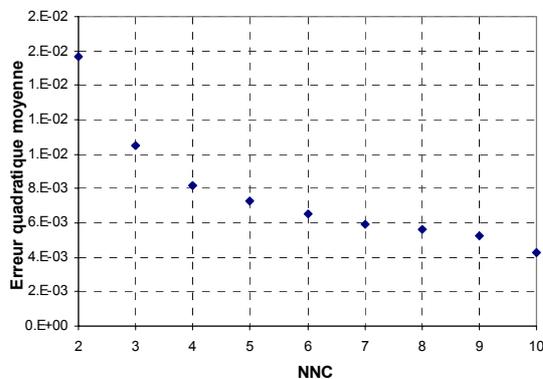


Figure 52 : EQM en fonction de NNC

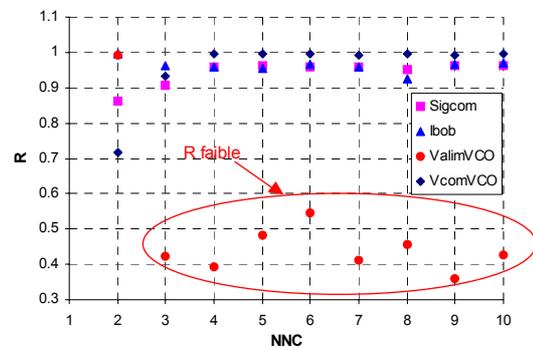


Figure 53 : Coefficients de corrélation R en fonction de NNC

Cette difficulté à identifier la fonction de transfert inverse du système est due à un manque d'informations inhérent à la simplicité relative de la structure de type feedforward direct du modèle inverse neuronal. Une complexification de la structure du réseau s'avère donc nécessaire. Pour cela, il ne s'agit plus d'identifier un modèle direct inverse mais un modèle bouclé inverse. Ce dernier permet d'intégrer davantage d'informations en tenant compte d'une trajectoire composée d'une suite d'états stationnaires antécédents (points de fonctionnement) dans le but d'aboutir à un état de référence voulu.

Considérons maintenant l'intégration du correcteur neuronal dans une boucle de commande fermée comme indiquée sur la Figure 54.

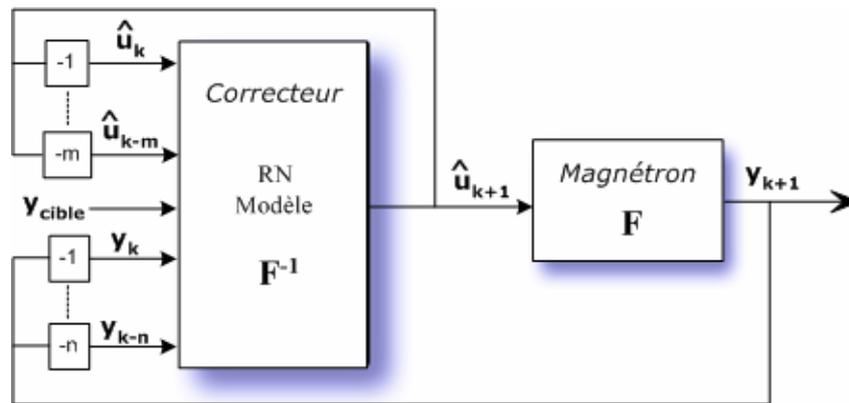


Figure 54 : Contrôle Direct Inverse en boucle fermée

Ainsi l'élaboration de la commande \hat{u}_{k+1} par le correcteur neuronal se fait à partir de :

- y_{cible} : la valeur cible à atteindre ;
- $\{u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-m}\}$: le vecteur des m commandes précédentes ;
- $\{y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-n}\}$: le vecteur des n sorties précédentes.

Ceci se traduit par l'identification d'un modèle inverse du système à base de réseau de neurones bouclé sur les entrées-sorties du système.

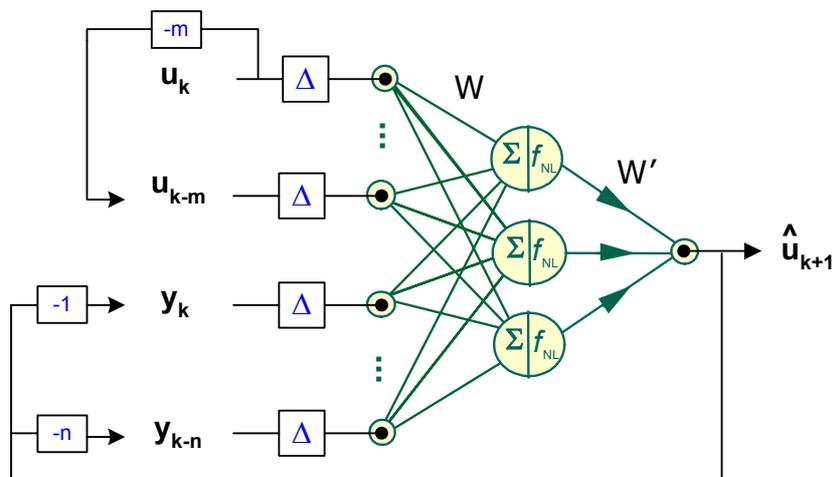


Figure 55 : Réseau de neurones bouclé

La mise en œuvre d'un réseau de neurones bouclé, de structure similaire à celle présentée à la [Figure 55](#), requiert la connaissance :

- de la fonction d'activation non linéaire f_{NL} (nous prendrons la même fonction sigmoïde utilisée pour les modèles précédents) ;
- du nombre de neurones cachés de la couche interne ;
- et de l'espace de régression du modèle défini par les coefficients n et m représentant les ordres de régression respectifs des sorties et des entrées du modèle. Cet espace procure au modèle neuronale une capacité de mémoire (assimilable à une notion de retard en temporel). Il est à noter que d'une part les entrées ou les sorties bouclées peuvent provenir soit de la simulation du modèle, soit des mesures réelles et que d'autre part n doit toujours être supérieur à m pour respecter le principe de causalité du système.

En pratique, quel que soit la dimension de l'espace de régression, il peut exister un retard entre la sortie et toutes les entrées du modèle ; c'est le paramètre noté Δ à la [Figure 55](#). Dans notre cas, l'hypothèse de quasi-stationnarité nous permet de considérer que le temps de réponse du système est suffisamment faible pour négliger ce retard éventuel ($\Delta=0$).

Détermination de l'espace de régression (n,m)

L'espace de régression est défini par l'ensemble des ordres de régression associés aux entrées-sorties du système. Dans le cas d'un système dynamique, cet espace définit le nombre optimal d'entrées-sorties passées qui doivent alimenter le vecteur d'entrées du modèle pour garantir une bonne estimation de la sortie $\hat{\mathbf{u}}_{k+1}$. Dans notre cas, cet espace représente le nombre optimal de points $\hat{\mathbf{u}}_i$ et \mathbf{y}_j (avec $0 \leq i \leq m$ et $0 \leq j \leq n$) qui décrivent la trajectoire du système dans son espace de phase jusqu'au point de fonctionnement $(\hat{\mathbf{u}}_{k+1}, \mathbf{y}_{k+1})$.

La détermination de l'espace de régression est une opération complexe qui consiste à valider une combinaison de coefficients (n,m) par la technique dite d'essai-erreur. Cependant, dans le cas d'un système déterministe faiblement bruité, une technique proposée par He [23] et reposant sur le calcul des coefficients de Lipschitz permet de définir l'ordre de grandeur de l'étendue de l'espace de régression. Considérons le système du magnétron injecté avec la notation discrète de la [Figure 48](#). Une évaluation de l'espace de régression du système a été menée par l'application du calcul des coefficients de Lipschitz sur les couples d'entrées-sorties mesurés. La [Figure 56](#) présente les coefficients de Lipschitz calculés pour différentes combinaisons d'un paramètre de régression défini par la somme des paramètres n et m . A la [Figure 56](#) la valeur optimale de cet ordre de régression global correspond à l'ordre à partir duquel les variations des coefficients deviennent faibles, soit :

$$n + m = 2 \quad \Rightarrow \quad n = m = 1$$

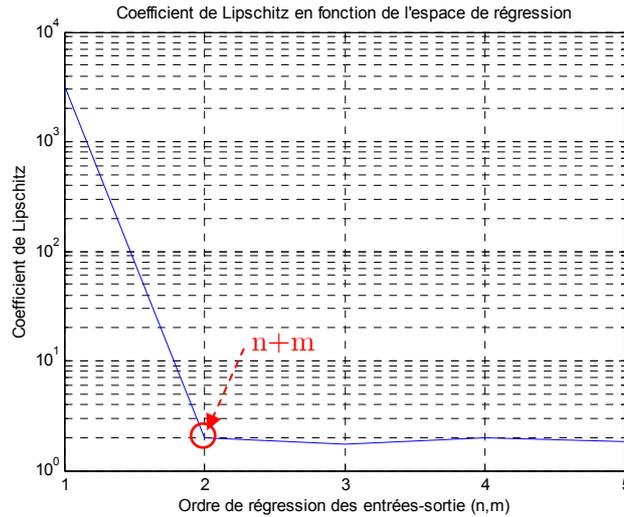


Figure 56 : Coefficients de Lipschitz pour différents ordres de régression

Ainsi, la sortie du système s’exprimant de manière générale sous la forme :

$$y_k = F[y_{k-1}, \dots, y_{k-n}, u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-m}]$$

s’écrit :

$$y_k = F[y_{k-1}, u_k, u_{k-1}]$$

soit :

$$y_{k+1} = F[y_k, u_{k+1}, u_k]$$

A partir de l’équation précédente, il est possible d’obtenir une fonction G fournissant la commande la plus récente u_{k+1} permettant d’atteindre y_{k+1} :

$$u_{k+1} = G[y_{k+1}, y_k, u_k]$$

Si cette fonction G représente la fonction de transfert inverse du système F^{-1} , la sortie y_{k+1} est alors la réponse du système à l’application de la commande u_{k+1} :

$$u_{k+1} = F^{-1}[y_{k+1}, y_k, u_k]$$

Autrement dit, en remplaçant la sortie y_{k+1} par la valeur cible à atteindre, l’implémentation d’un modèle neuronal décrivant l’équation précédente dans la boucle de commande représentée à la [Figure 57](#) peut jouer le rôle d’un correcteur du magnétron injecté.

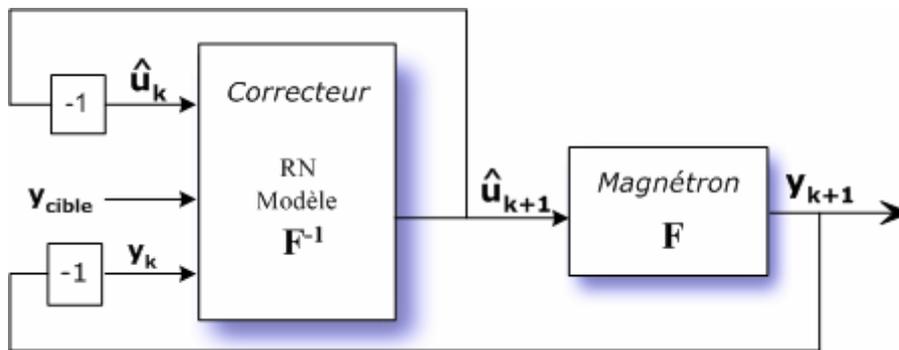


Figure 57 : Boucle de commande du magnétron injecté

Après avoir défini l'espace de régression, il s'agit de compléter la définition de la structure du réseau de neurones en déterminant le nombre optimal de neurones cachés NNC. Pour ce faire, une série d'apprentissage de réseaux a été réalisée pour différentes valeurs de NNC.

La [Figure 58](#) montre que pour un nombre de neurones cachés supérieur à 5, le gain en terme de précision du modèle n'est plus significatif par rapport à l'augmentation du temps d'apprentissage engendré par une trop grande richesse de la couche interne. La [Figure 59](#) représentant l'évolution du coefficient de corrélation R pour différentes valeurs de NNC en généralisation, permet d'affiner le choix de ce paramètre.

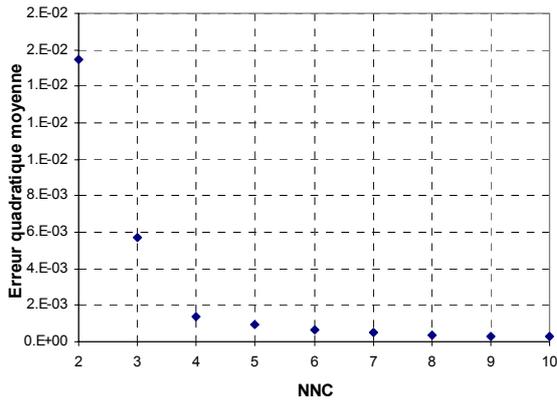


Figure 58 : EQM sur l'apprentissage en fonction de NNC

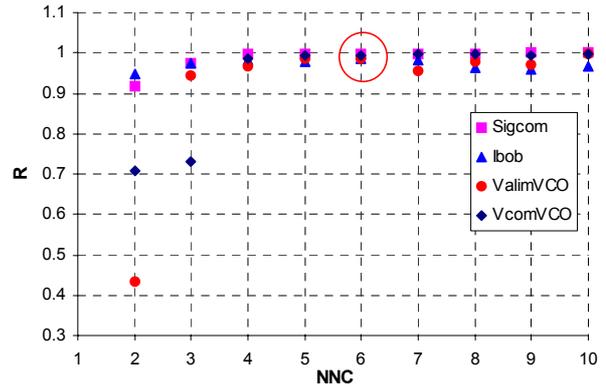


Figure 59 : Coeff. de corrélation R en fonction de NNC en généralisation

Ainsi, il s'avère que la valeur $NNC = 6$ offre la meilleure adéquation entre les sorties simulées et réelles.

NNC	MSEREG	R Sigcom	R Ibob	R ValimVCO	R VcomVCO
6	6.54E-04	0.999	0.987	0.987	0.995

En respectant la même notation qu'à la [Figure 48](#) (\mathbf{u}_k pour l'entrée et \mathbf{y}_k la réponse associée du magnétron injecté) la modélisation de la fonction de transfert inverse du magnétron injecté revient à identifier un modèle neuronal bouclé constitué de 6 neurones cachés selon la configuration ci-dessous :

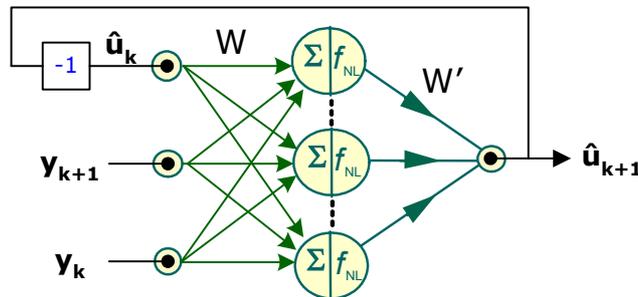


Figure 60 : Modèle neuronal de la fonction de transfert inverse du magnétron injecté

Résultats

Les [Figure 61](#) à [Figure 68](#) représentent les résultats de simulations du modèle inverse neuronal.

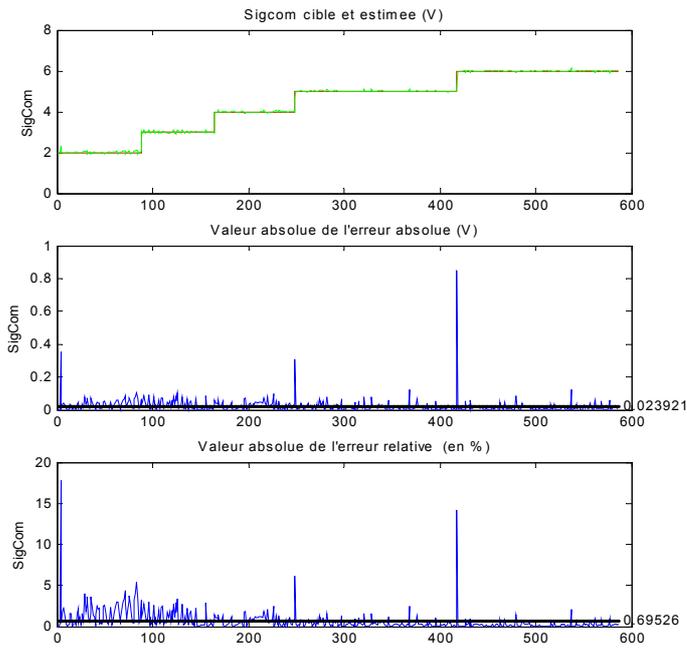


Figure 61 : Modélisation de Sigcom

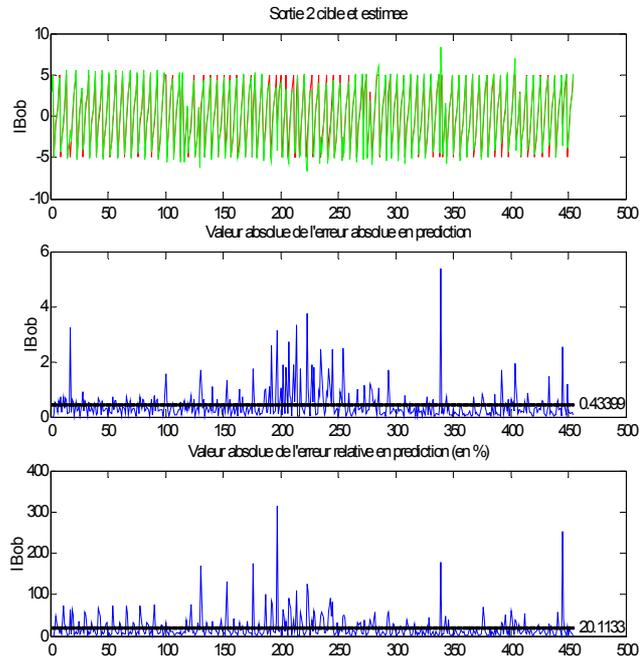


Figure 63 : Modélisation de Ibob

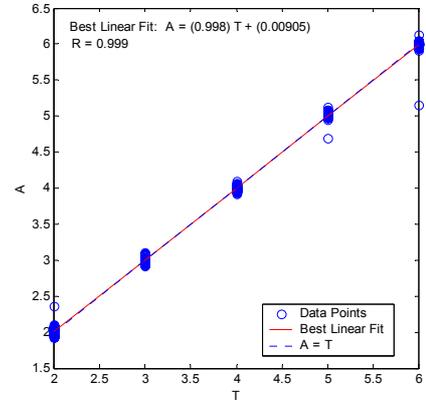


Figure 62 : Coeff. de corrélation R pour Sigcom

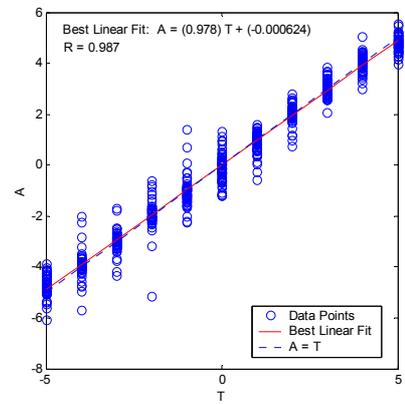


Figure 64 : Coeff. de corrélation R pour Ibob

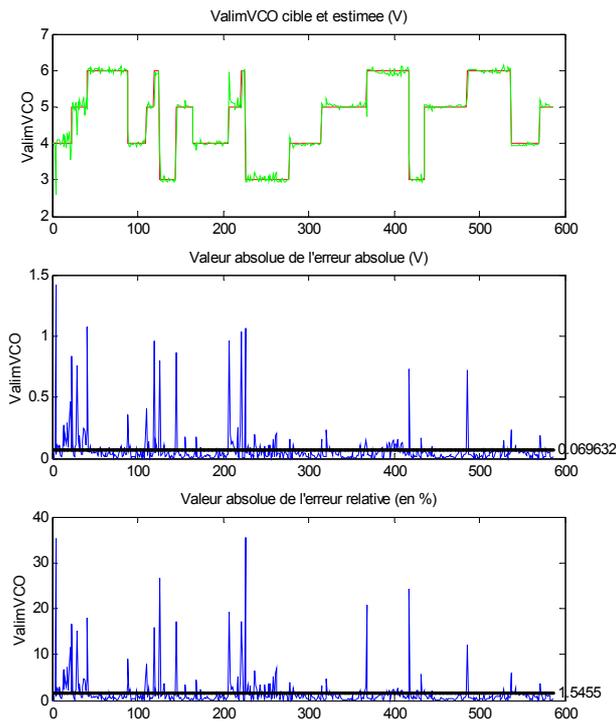


Figure 65 : Modélisation de ValimVCO

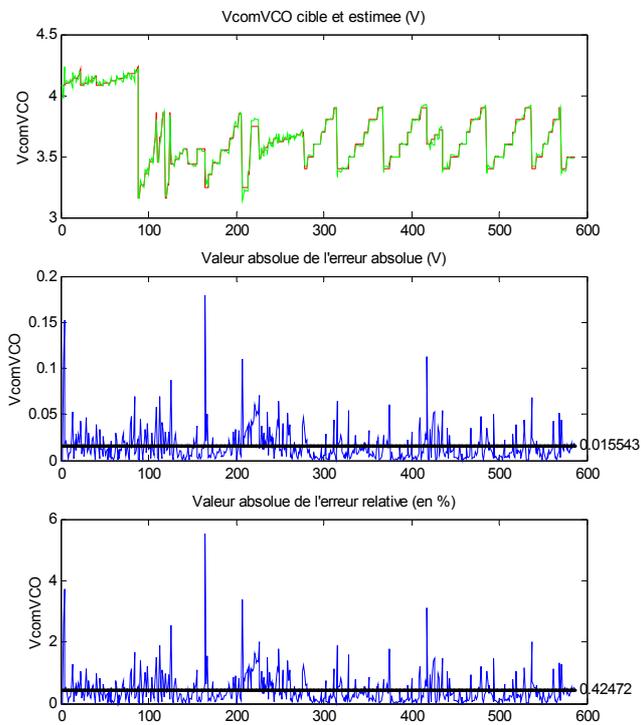


Figure 67 : Modélisation de VcomVCO

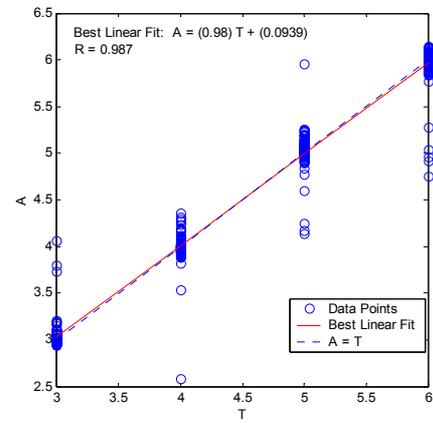


Figure 66 : Coeff. de corrélation R pour ValimVCO

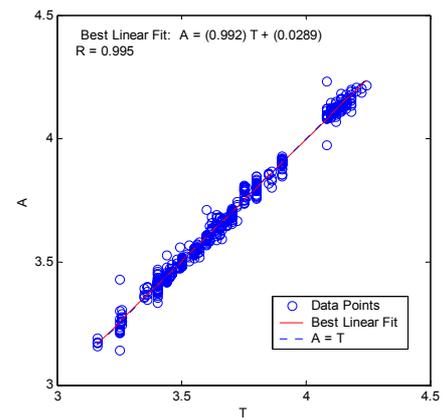


Figure 68 : Coeff. de corrélation R pour VcomVCO

Avec une erreur relative moyenne inférieure à 20 %, et un coefficient de corrélation R supérieur à 0.987, la modélisation de la fonction de transfert inverse du magnétron verrouillé par injection au moyen d'un réseau de neurones de type feedforward bouclé à une couche interne (avec 6 neurones cachés) a été validée.

4.3.4.3 Implémentation du CDI sur une voie HF - Résultats

Le réseau de neurones défini précédemment, modélisant le comportement dynamique inverse du magnétron injecté a été implémenté sous l'environnement Labview sur une voie HF¹⁵ du dispositif expérimental présenté au chapitre 3.

La [Figure 69](#) représente l'interface de l'algorithme de contrôle direct inverse où :

- A est une temporisation pour le régime permanent ;
- B est la consigne initiale ou de démarrage du magnétron ;
- C est la valeur cible de la puissance et de la fréquence ;
- D est le jeu de commandes fourni par le modèle neuronal inverse et appliqué au magnétron ;
- E est la mesure des grandeurs de sortie du magnétron ;
- F est un indicateur de la température de fonctionnement du magnétron ;
- G est l'évolution graphique des grandeurs de sortie du magnétron ;
- H est la sauvegarde des mesures dans un fichier.

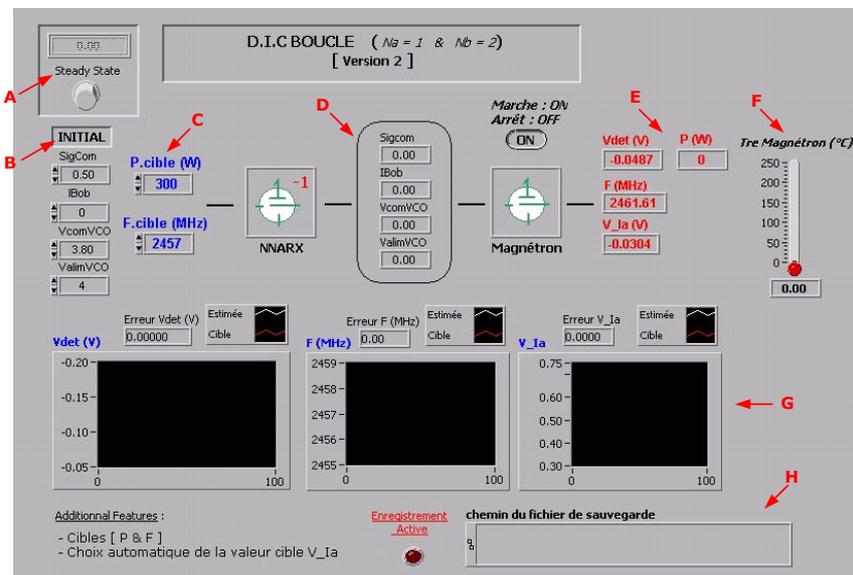


Figure 69 : Face avant du C.D.I. bouclé

Pour des raisons de clarté, une réduction du nombre des valeurs de consignes configurables par l'utilisateur a été menée sur la partie en amont des grandeurs d'entrée du correcteur neuronal (partie C). Ainsi, au niveau de la face avant il ne subsiste plus que le paramétrage manuel des valeurs cibles pour la puissance et la fréquence du magnétron. De ce fait, une

¹⁵ Nous présentons ici les résultats de l'implémentation du contrôle sur la voie 1.

procédure de conversion doit être réalisée pour faire correspondre ces consignes aux grandeurs d'entrée du modèle inverse neuronal (Cf [Figure 70](#)).



Figure 70 : Conversion des consignes vers les grandeurs d'entrée du correcteur

Deux opérations de conversion sont obtenues directement par des relations simples :

- $F(\text{MHz}) \rightarrow F(\text{MHz})$ par la fonction mathématique Identité ;
- $P(\text{W}) \rightarrow V_{\text{det}}(\text{V})$ par la relation de conversion du détecteur HF (Cf chap 3).

Reste à déterminer la valeur de V_{Ia} correspondant au couple de consignes (F, P) . Plus précisément, cette grandeur étant représentative de l'aspect quantitatif de l'interaction énergétique du faisceau d'électrons avec la structure résonnante interne du magnétron, il est logique de la définir au moyen de la relation $P(\text{W}) \rightarrow V_{\text{Ia}}(\text{V})$.

Pour ce faire, la relation précédente permettant d'obtenir la puissance P en fonction de la tension V_{det} , il ne reste donc plus qu'à trouver une correspondance entre V_{det} et V_{Ia} pour avoir la conversion souhaitée.

Sur la [Figure 71](#), nous avons représenté la répartition des couples de points $\{V_{\text{det}} ; V_{\text{Ia}}\}$ sur toute l'étendue de la base de données expérimentales.

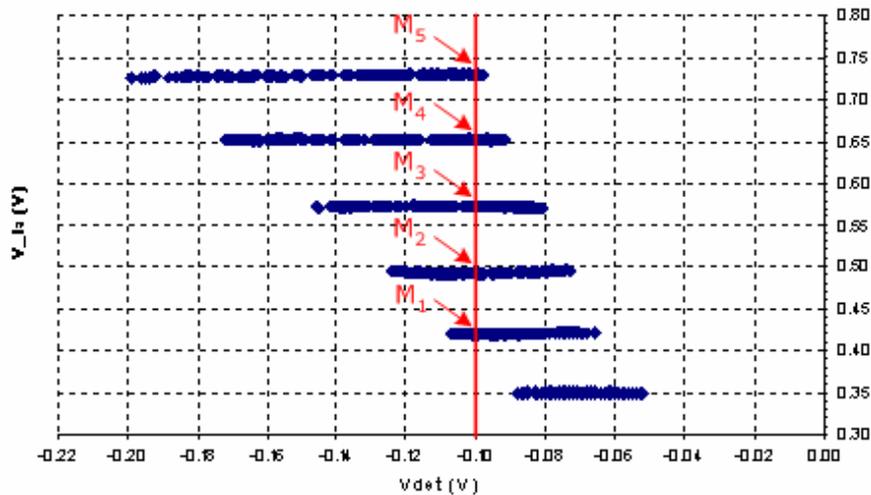


Figure 71 : Répartition de l'ensemble des couples de points $\{V_{\text{det}}, V_{\text{Ia}}\}$

Pour une valeur de V_{det} fixe, plusieurs solutions de V_{Ia} sont possibles. Or il a été montré au chapitre 3 qu'il existe une relation linéaire entre V_{Ia} et SigCom. Autrement dit, à un palier de valeurs constantes V_{Ia} correspond un palier de valeurs constantes SigCom. Ainsi, à un mode d'alimentation fixe du magnétron (*ie* à une valeur de SigCom constante), est

associée une gamme de variation possible de la puissance en sortie du magnétron définie par la largeur du palier.

De plus, de par son rôle de commande de l'alimentation du magnétron, la grandeur SigCom influence fortement les grandeurs caractéristiques du magnétron. Afin d'éviter une trop grande perturbation du magnétron lors du contrôle, il est donc recommandé de limiter ses variations.

Notre choix de V_Ia correspondra donc à celui offrant la meilleure situation en terme de marge de manœuvre de la puissance (augmentation ou diminution) pour une valeur de Sigcom fixe. Concrètement, cette configuration correspond à un point positionné au centre d'un des paliers à V_Ia constant. Par exemple, à la Figure 71, pour une valeur de $Vdet$ égale à -100 mV, parmi les cinq points possibles $\{M_1 \dots M_5\}$, le choix du point M_2 est le plus judicieux.

Résultats

L'algorithme du CDI a été mis en œuvre sur un magnétron, dans une configuration correspondant à une utilisation pour une application de TESF sur une durée de 450 s :

- Consigne de fréquence fixe ;
- Consignes de puissance variables autour d'un fonctionnement du magnétron à mi-puissance.

Tout d'abord, examinons d'un point de vue qualitatif le comportement du correcteur neuronal. En effet, il est intéressant de noter qu'à l'issue de l'apprentissage supervisé le réseau de neurones a réalisé les associations suivantes :

- $P \leftrightarrow \{Sigcom ; Ibob\}$

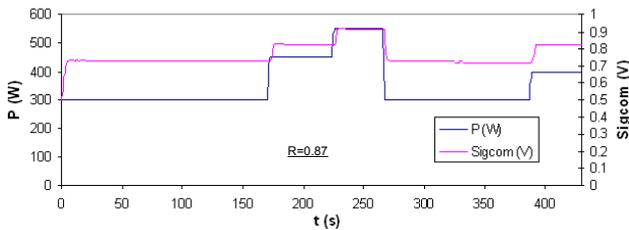


Figure 72 : Corrélation entre P et Sigcom

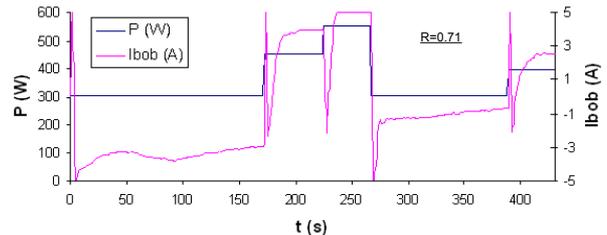


Figure 73 : Corrélation entre P et Ibob

Il apparaît clairement sur les Figure 72 et Figure 73, représentant le comportement des commandes Sigcom et Ibob par rapport à la puissance, qu'il existe une corrélation entre la puissance du magnétron et chacune de ces deux commandes. Le tableau ci-dessous exprime le coefficient de corrélation entre P et chacune d'elles :

Coefficient de corrélation	
$P \leftrightarrow Sigcom$	$P \leftrightarrow Ibob$
0.87	0.71

Une corrélation du même ordre n'a pas pu être mise en évidence entre la puissance P et les paramètres du signal d'injection ($VcomVCO$ et $ValimVCO$).

- F \Leftrightarrow VcomVCO

La consigne de fréquence étant fixe, nous avons mis en évidence la corrélation entre la fréquence et la tension VcomVCO par une étude de la sensibilité des sorties \hat{y}_i du modèle neuronal par rapport à chacune des entrées u_i au point de fonctionnement d'indice k est définie de la manière suivante :

$$\left. \frac{\partial \hat{y}_j}{\partial u_i} \right|_{u_{k=i}=\bar{u}_k} = \frac{\hat{y}_j(k+1) - \hat{y}_j(k)}{\Delta u_i} \quad \text{avec } 1 \leq i \leq ne ; 1 \leq j \leq ns$$

Les courbes de sensibilité de la fréquence représentées en valeur normalisée à la Figure 74, mettent en évidence une corrélation entre la fréquence et deux variables de commande : les tensions VcomVCO et Sigcom. Ainsi, il en ressort d'une part que Sigcom est une commande agissant à la fois sur la puissance et sur la fréquence, et d'autre part que le contrôleur a intégré la propriété de synchronisation de la fréquence du magnétron sur celle du signal d'injection en situation de verrouillage.

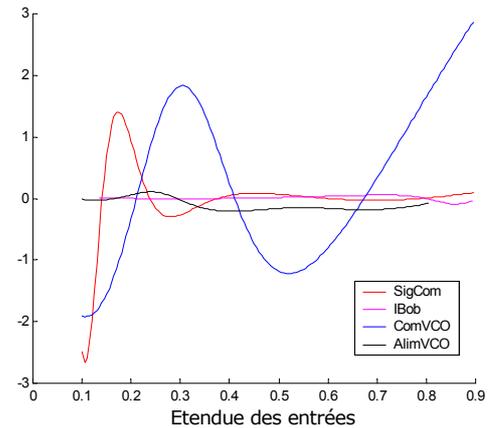


Figure 74 : Sensibilité de la Fréquence

Concernant la grandeur ValimVCO, l'influence de la puissance du signal d'injection sur les caractéristiques du magnétron est de type indirecte puisque ce paramètre intervient sur la largeur de la bande de verrouillage du magnétron.

Examinons le comportement du magnétron dans le cadre d'un fonctionnement associé à une boucle de contrôle basé sur le CDI (Cf Figure 75).

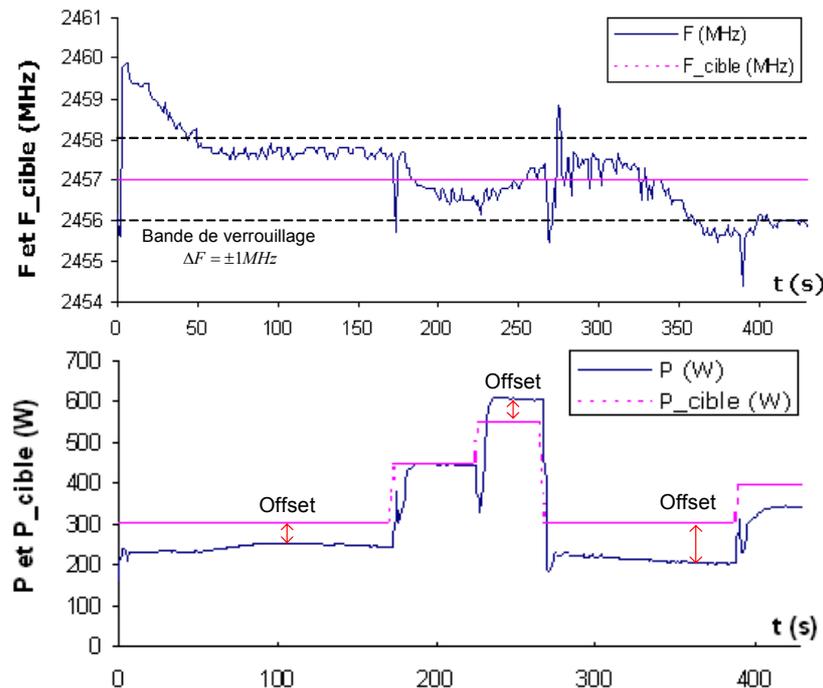


Figure 75 : Contrôle Direct Inverse de la fréquence et de la puissance du magnétron

Après une phase transitoire, durant environ 50 s, le contrôleur parvient à rapprocher la fréquence du magnétron vers la fréquence de consigne. Ensuite, l'écart de variation en fréquence du magnétron reste confiné dans un intervalle ΔF égale à ± 1 MHz, traduisant le verrouillage du magnétron (ΔF étant inférieur à la précision de la mesure fournie par l'analyseur de spectre).

Concernant le comportement en puissance, nous constatons une réponse stable du magnétron (feedback implicite du système par la structure bouclée du RN) mais entachée d'un offset permanent pour certaines valeurs de consignes. Cet écart s'explique principalement par l'imprécision du contrôleur neuronal (avec notamment une erreur moyenne de 20 % sur l'identification de la grandeur I_{bob}).

4.3.5 Contrôleur hybride : DIC & PID

Pour faire face aux limitations de la stratégie de contrôle du CDI, nous proposons une configuration de contrôleur de type hybride constituée du modèle neuronal de la fonction de transfert inverse du magnétron injecté présenté précédemment associé à un contrôleur linéaire classique de type PID¹⁶. L'intérêt principal de cette stratégie hybride est d'améliorer les performances du contrôleur neuronal non linéaire, de type feedforward, fourni par le CDI en le dotant des propriétés inhérentes à la structure de type contre-réaction du contrôleur linéaire PID. L'ensemble des caractéristiques du contrôleur neuronal et du correcteur PID constituant le correcteur hybride est synthétisé dans le tableau récapitulatif suivant :

Propriétés du contrôleur hybride

<i>RN de type Feedforward</i>	<i>Contre-réaction linéaire (PID)</i>
- Modélisation du comportement dynamique inverse du magnétron injecté.	- Gain en stabilité et en rapidité (par son effet dérivé)
- Prise en compte de l'aspect non linéaire des phénomènes mis en jeu par le système.	- Gain en précision (par son effet intégral)

Compte tenu des propriétés intrinsèques des deux types de contrôleur évoqués précédemment, il serait judicieux de concevoir une stratégie de contrôle hybride permettant de les rendre complémentaires. Le principe de fonctionnement du contrôleur consisterait à conjuguer l'aptitude du modèle neuronal inverse du système à déterminer la trajectoire optimale dans l'espace de phase pour atteindre une valeur cible donnée avec la capacité du contrôleur PID à améliorer la robustesse du système contre les perturbations.

Deux types de structure du contrôleur hybride sont susceptibles d'être mises en œuvre dans le cadre de cette configuration :

- structure de type série ;
- structure de type « dual mode ».

¹⁶ Proportionnel Intégral Dérivé

4.3.5.1 Contrôleur hybride de type série

Cette première structure de contrôleur hybride, dit de type série, consiste à additionner la réponse du correcteur purement neuronal à celle du correcteur linéaire PID. Basé sur une architecture simple, cet algorithme de contrôle a déjà été proposé dans le cas de contrôles de systèmes de nature non linéaire et soumis à des phénomènes d'hystérésis [24, 25].

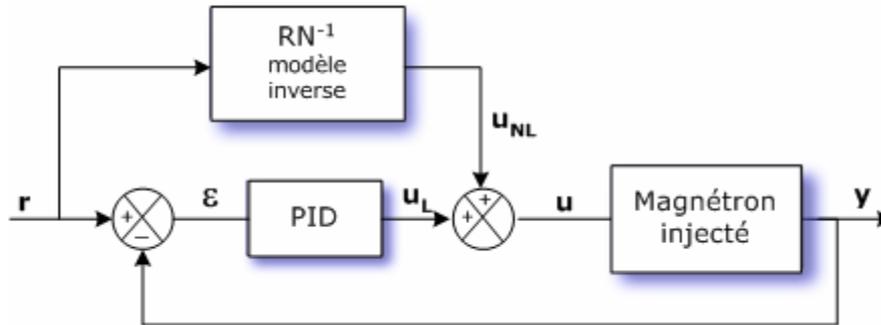


Figure 76 : Contrôleur hybride de type série

En adoptant la notation précisée sur la Figure 76, la réponse du correcteur hybride série est défini par :

$$u = u_{RN_Feedforward}^{(r)} + u_{PID}^{(\varepsilon)}$$

Compte tenu du domaine de validité de chacun des deux contrôleurs concernés, il s'avère que la nature du contrôleur hybride peut être vue comme la synthèse d'un contrôleur intégrant d'une part l'aspect non linéaire du système, $u_{NL}(r)$, via le correcteur neuronal, et d'autre part l'aspect linéaire du système, via le contrôleur PID classique.

$$u_{contrôleur} = u_{NL}^{(r)} + u_{PID}^{(\varepsilon)}$$

Dans notre cas, étant donné que nous avons identifié le modèle inverse du magnétron injecté selon un apprentissage de type généralisé¹⁷, le comportement du correcteur hybride est régi de manière égale par la réponse du correcteur neuronal et par celle du correcteur classique. De fait, cette stratégie nécessite de porter une attention particulière sur le caractère exhaustif du contenu de la base d'apprentissage du correcteur neuronal, tant du point de vue quantitatif que qualitatif (nécessité de couvrir toute l'étendue du domaine de variation du système selon des dynamiques de changement de consignes variables). Pour éviter d'être tributaire de la qualité de la construction de la base de données, il est généralement préférable de mettre en œuvre une procédure d'apprentissage spécialisée¹⁸ du contrôleur neuronal [25]. Dans ce cas, le contrôleur classique joue le rôle de correcteur pendant que le correcteur neuronal apprend le comportement dynamique du système. Ainsi, en sus du caractère adaptatif, l'apport du correcteur neuronal est progressif dans le cadre du correcteur hybride.

¹⁷ apprentissage « off-line » sur une base de données expérimentales

¹⁸ apprentissage « on line » sur des mesures issues du système en fonctionnement

Outre l'effort nécessaire à une bonne précision du contrôleur neuronal, cette stratégie pose également le problème de la configuration du correcteur PID. En effet, il est clair que le réglage des paramètres du correcteur PID peut se révéler complexe dans le cadre d'une sollicitation à dynamique variable entraînant un comportement fortement non linéaire du système. Le contrôleur hybride de type série offre l'avantage de bénéficier à la fois d'un contrôleur neuronal capable de fournir une réponse pour un fonctionnement non linéaire du système ainsi que d'un contrôleur PID classique valide pour un fonctionnement linéaire du système.

Afin de prendre en compte les corrélations entrées-sorties évoquées plus haut, nous avons opté pour l'utilisation de deux correcteurs PID :

- PID1 pour la puissance via les commandes [Ibob, ValimVCO & V_Ia]
- PID2 pour la fréquence via la commande VcomVCO

Au niveau de la face avant de l'algorithme de contrôle représenté à la [Figure 77](#), en plus des informations correspondant au CDI, s'ajoutent les paramètres de réglage des deux correcteurs PID.

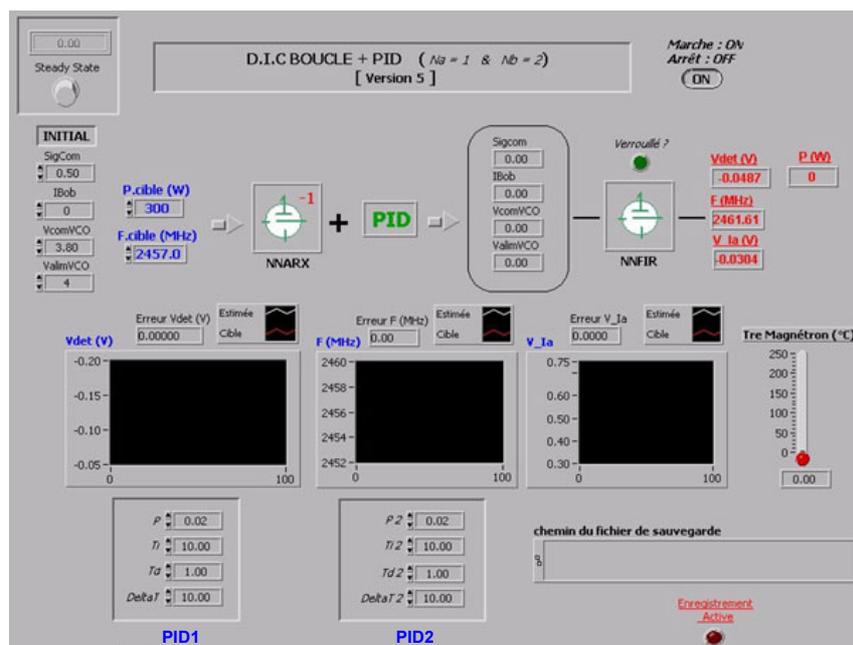


Figure 77 : Face-avant de l'association en série du CDI et du PID

Résultats

Une détermination expérimentale du réglage des correcteurs PID nous a permis de choisir les valeurs indiquées à la [Figure 77](#). La puissance initiale du magnétron étant fixée à moyenne puissance (300 W), nous observons la réponse du magnétron, sur une durée d'environ 370s, à un échelon de consigne en puissance d'une part et à des variations de faible amplitude de la consigne en fréquence (autour d'une valeur égale à 2457 MHz) d'autre part.

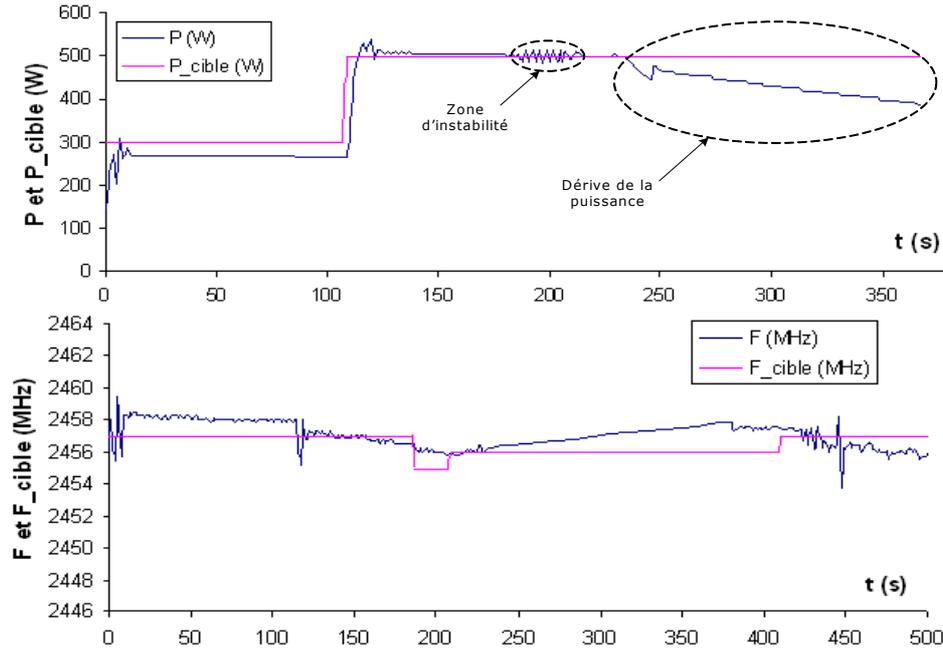


Figure 78 : Contrôle hybride série de la fréquence et de la puissance

L'analyse du comportement en puissance du magnétron face à un échelon de forte amplitude (augmentation de 66 %), représenté à la [Figure 78](#), procure trois informations importantes :

- Après une période transitoire, d'environ 15 s, la réponse du magnétron est stable avec une amélioration significative de la précision. Ceci se traduit par une réduction de l'offset en régime quasi-stationnaire.
- Pour $180 \text{ s} < t < 210 \text{ s}$, nous observons une zone d'instabilité. La commande hybride étant la résultante des réponses du contrôleur neuronal et PID, il est difficile de déterminer la cause de l'apparition de cette zone d'oscillations.
- Enfin pour $t > 220 \text{ s}$, le magnétron subit une dérive de la puissance se traduisant par une augmentation de l'écart avec la puissance de consigne. L'origine de cette dérive en puissance est la perturbation thermique du système constatée sur les thermogrammes présentés plus haut. Face à cela, le contrôleur hybride de type série est incapable de corriger la diminution constante de la puissance en sortie du magnétron.

Concernant le comportement en fréquence, la valeur de la fréquence du magnétron reste incluse dans la bande de verrouillage mais semble peu sensible aux changements de consigne. Un comportement instable de la fréquence survient à partir de $t = 420 \text{ s}$, signifiant le déverrouillage du magnétron.

Pour comprendre le phénomène de dérive de la puissance, une analyse du comportement des consignes a été menée. En se référant aux corrélations évoquées plus haut, la commande de la puissance du magnétron est régie par la contribution de deux leviers de commande principaux : Sigcom et I_{bob} . La [Figure 79](#) représente l'évolution comparative de ces deux commandes par rapport à la puissance du magnétron.

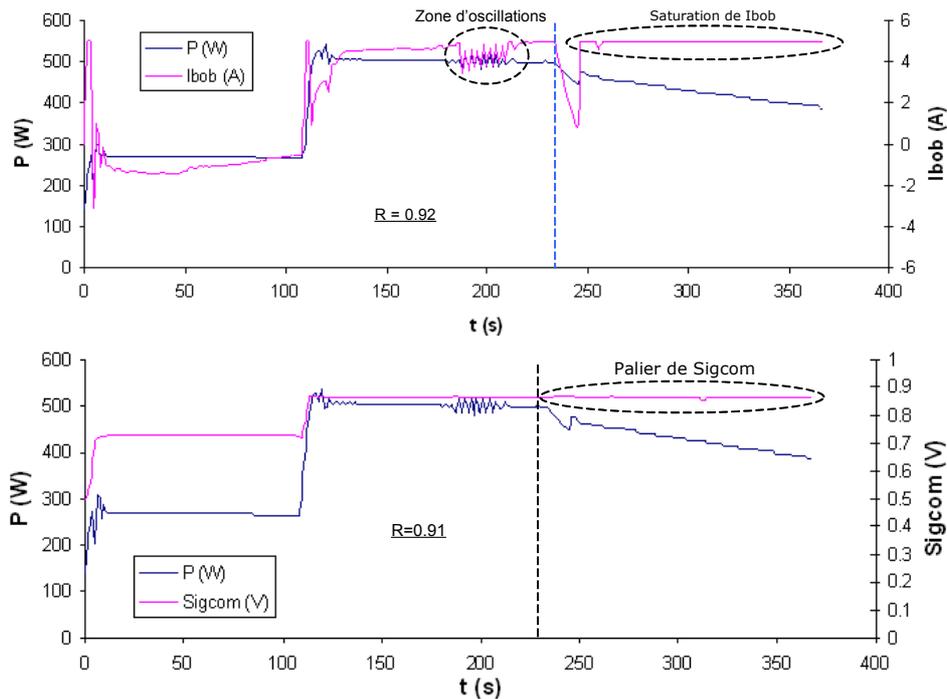


Figure 79 : Evolution de Ibob et Sigcom par rapport à la puissance

Sur la partie haute de la [Figure 79](#), l'incapacité du contrôleur hybride à corriger l'erreur à partir du repère vertical en pointillés s'explique par une saturation de la commande Ibob à sa valeur maximale (+5 A). Les valeurs de commande issues du contrôleur hybride étant bornées par un module limiteur, la commande Ibob devient inefficace pour contrer la diminution de P .

De plus, sur la partie basse de la [Figure 79](#), le deuxième organe de commande, Sigcom, susceptible d'agir sur la puissance en sortie du magnétron, reste figé à un niveau palier de Sigcom. Ainsi avec l'algorithme de contrôle utilisé, cette valeur, bien qu'étant déterminée à chaque itération de calcul de consigne, reste constante tout au long de la dérive de la puissance, empêchant ainsi toute évolution possible de Ibob (Cf [Figure 79](#)).

Pour y remédier, une procédure de réajustement automatique de la commande Sigcom doit être mise en œuvre lorsque le courant Ibob se trouve en butée sur une valeur extrême (maximale ou minimale).

4.3.5.2 Contrôleur hybride de type « dual mode »

Une autre vision du contrôleur hybride consiste à optimiser la pertinence de la contribution du correcteur neuronal par rapport au correcteur classique dans la réponse du correcteur hybride.

Plus précisément, compte tenu de la nature de chacun des deux contrôleurs constituant le contrôleur hybride, il serait judicieux de dissocier leur action suivant le fonctionnement du système en régime linéaire ou non linéaire.

Plus précisément nous adoptons une structure de correcteur hybride dont le principe de fonctionnement est basé sur une utilisation du correcteur neuronal et du correcteur classique en « dual mode » ou mode *exclusif*.

Sur le schéma de principe du contrôleur hybride, représenté à la Figure 80, le module interrupteur K symbolise la prise en compte exclusive d'un des deux contrôleurs dans la boucle de contrôle. Ainsi, selon le régime de fonctionnement du système, deux configurations de stratégie de commande peuvent être choisies en actionnant l'interrupteur K :

- K en position 1 : $u = u_{NL} \Rightarrow$ La réponse du contrôleur est déterminée uniquement par le contrôleur neuronal en boucle ouverte. Cette configuration est valide pour un domaine de variation non linéaire.
- K en position 2 : $u = u_L \Rightarrow$ La réponse du contrôleur est déterminée uniquement par le correcteur linéaire PID classique en boucle fermée. Dès lors que le comportement du magnétron se rapproche de celui d'un système linéaire, le correcteur PID seul suffit à assurer le contrôle du magnétron.

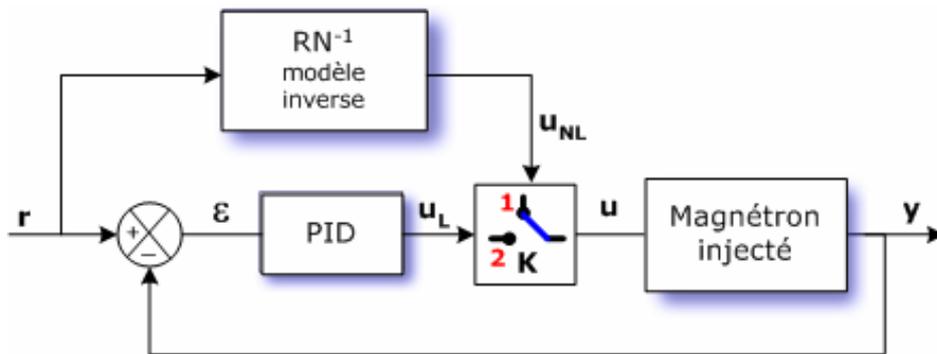
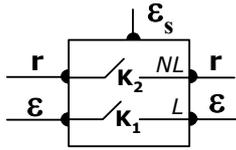


Figure 80 : Principe du contrôle hybride exclusif à deux états

Il apparaît que la mise en œuvre de cette stratégie de contrôle requiert l'élaboration d'une procédure de discrimination entre le choix d'un fonctionnement en régime linéaire ou non linéaire afin d'activer le contrôleur adéquat. De manière analogue à l'étude de circuits électroniques en régime petits signaux, nous utiliserons un critère de linéarisation du système basé sur l'évaluation de l'écart ε entre la sortie y du magnétron et la valeur cible r à atteindre. Pratiquement, ceci se traduit par une opération de détection de valeur seuil ε_{Max} en deçà de laquelle la faiblesse des variations permet une approximation du magnétron injecté à un système linéaire. Nous représenterons cette opération sous la forme d'un regroupement d'interrupteurs (K_1, K_2) commandés par la réponse ε_s , réponse de la comparaison de l'erreur ε par rapport à la valeur seuil ε_{Max} , et obéissant à la table de vérité suivante :

$\varepsilon_s = \varepsilon < \varepsilon_{\text{max}} ?$	K_1	K_2
0	0	1
1	1	0



Le critère de linéarisation du problème est défini comme suit :

- Si $\varepsilon_s \leq \varepsilon_{Max}$: le régime de fonctionnement choisi est linéaire (L)
- Si $\varepsilon_s > \varepsilon_{Max}$: le régime de fonctionnement choisi est non linéaire (NL)

Il est important de signaler que le choix de $K_1 = \bar{K}_2$ (Cf table de vérité) dissocie complètement l'action des interrupteurs (K_1, K_2). Plus précisément, ces derniers opèrent selon un mode de fonctionnement de type XOR¹⁹, autrement dit que la réponse du correcteur neuronal est nulle pour une entrée nulle (cette condition étant toujours vérifiée par le correcteur PID).

Ainsi, selon la situation du système vis à vis du critère de linéarisation, la stratégie mise en place par ce type de contrôleur hybride pour atteindre une valeur cible donnée est basée sur deux actions distinctes et complémentaires (Cf Figure 81) :

- Régime de fonctionnement NL : La stratégie consiste à parcourir l'espace de phase du magnétron injecté pour se rapprocher au plus près de la valeur cible. Cette tâche faisant apparaître des phénomènes non linéaires sera prise en charge par le contrôleur neuronal.
- Régime de fonctionnement L : Dès que le point de fonctionnement se trouve au voisinage de la valeur cible, le contrôleur linéaire classique prend le relais pour éliminer l'erreur résiduelle due à l'imprécision du modèle neuronal.

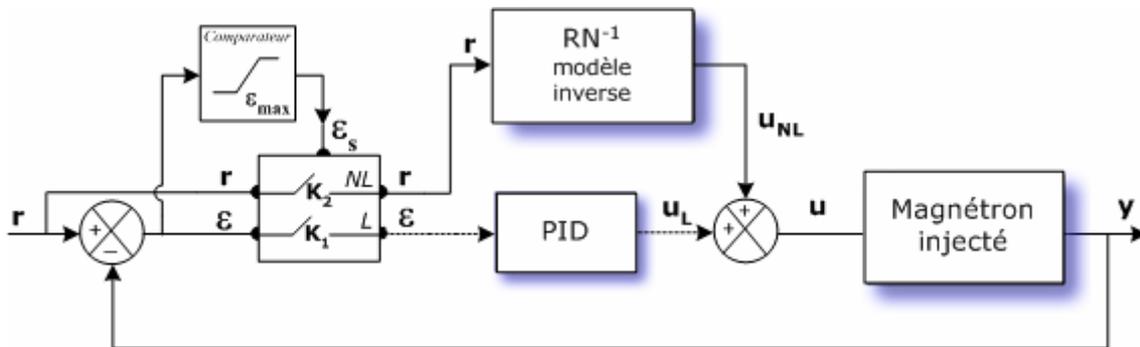


Figure 81 : Boucle de contrôle hybride de type « exclusif »

Dans notre cas, afin que le contrôleur PID puisse pallier les insuffisances du contrôleur neuronal, le critère de linéarisation est défini avec une valeur seuil ε_{Max} majorant l'offset permanent créé par le contrôleur neuronal. Ainsi le correcteur PID pourra être activé si les conditions suivantes sont respectées :

$$\Delta F \leq 1\% \text{ et } \Delta P \leq 30\%$$

En outre, afin de faire face aux phénomènes de dérive de la puissance en sortie du magnétron au cours du temps, un dispositif de prévention de saturation de la commande I_{bob} a été mis en œuvre dans la boucle de contrôle. Ainsi, lorsque I_{bob} se rapproche d'une zone extremum

¹⁹ Ou Exclusif

définie par $|I_{bob}| \geq 4.5 \text{ A}$, un réajustement de la valeur de Sigcom (via la valeur cible V_Ia) est opéré afin de disposer d'une marge de manœuvre suffisante de variation de I_{bob} .

Le choix optimal pour cette procédure de réajustement de Sigcom est tel que le point de fonctionnement du magnétron se trouve au milieu d'un palier à V_Ia constant sur la Figure 71.

Résultats

L'implémentation de l'algorithme de contrôle a été effectuée sur un magnétron injecté suivant la boucle de contrôle représentée à la Figure 81. La structure de la face avant du CDI en mode « exclusif » est similaire à celle du CDI en mode série, et le réglage des paramètres caractéristiques des correcteurs PID pour la fréquence et la puissance est conservé (Cf Figure 82).

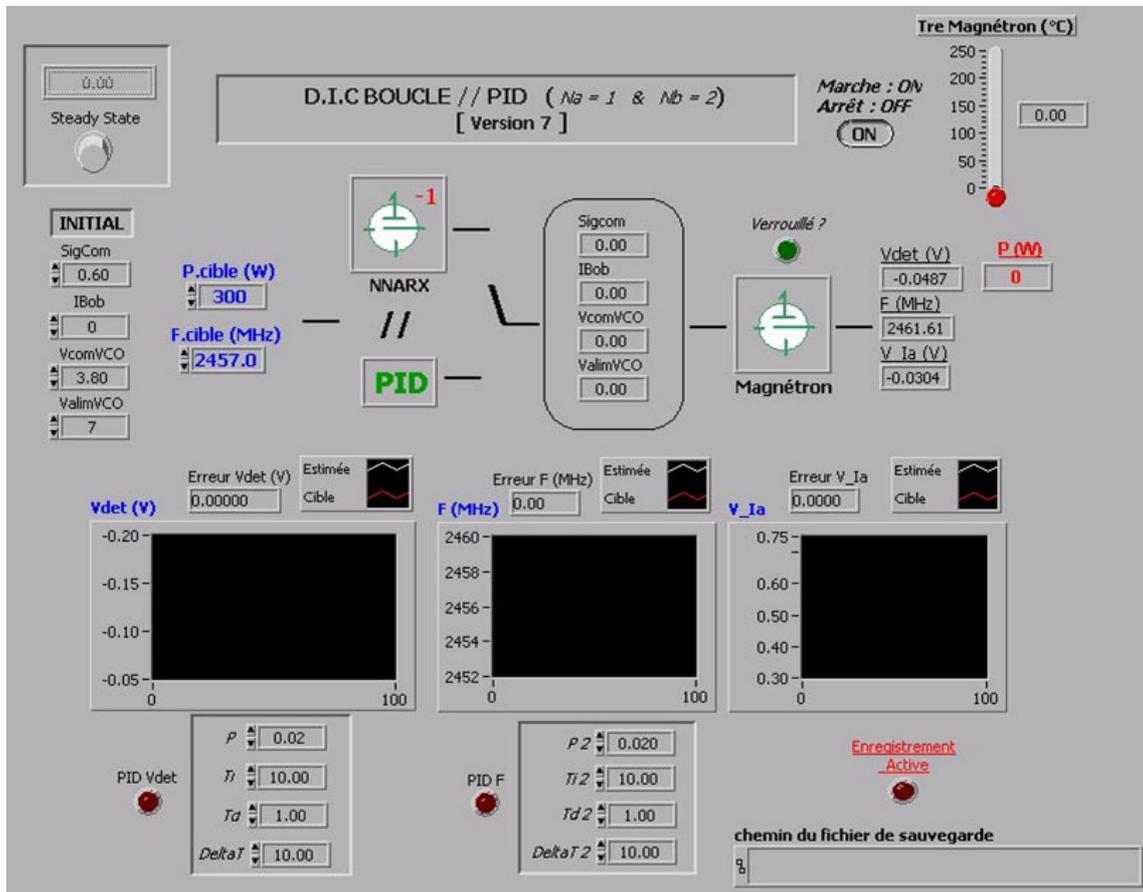


Figure 82 : Face avant du contrôleur hybride en mode « exclusif »

Dans le but de vérifier la robustesse du contrôleur hybride face à la perturbation thermique évoquée précédemment, nous observons le comportement du magnétron en fonctionnement sur une longue durée ($\cong 30 \text{ min}$) et à moyenne puissance (300 W).

Au bout du temps $t = 840$ s, un écart brutal et important de la puissance et de la fréquence

par rapport à leur valeur cible survient: $\begin{cases} \Delta F = -3 \text{ MHz} \\ \Delta P = 17 \% \end{cases}$ (Cf Figure 83)

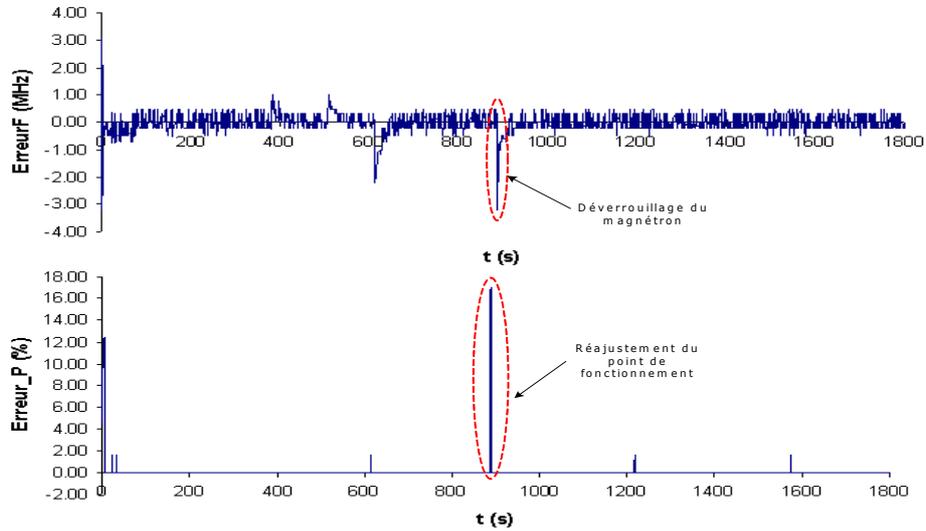


Figure 83 : Evolution de l'erreur en puissance et fréquence en sortie du magnétron

On retrouve cet écart brutal sur la réponse en fréquence et en puissance du magnétron au cours du temps représentée à la Figure 84. Contrairement au contrôleur précédent, l'amélioration de la réactivité des commandes permet un réajustement du point de fonctionnement.

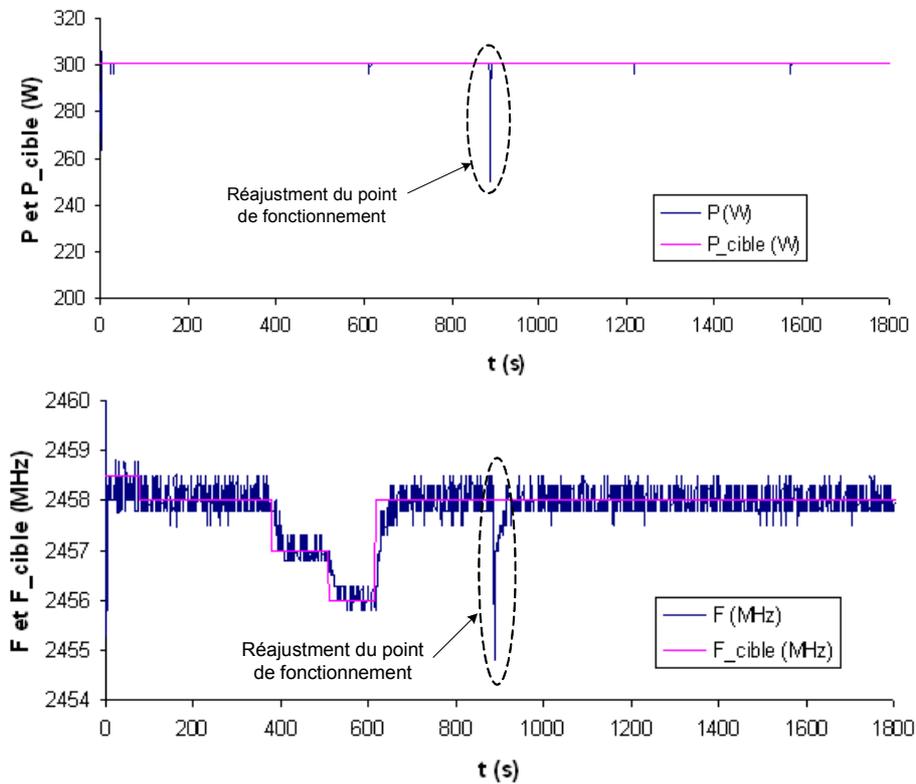


Figure 84 : Réponse en F et P du magnétron lors du réajustement de Sigcom

Pour valider la capacité du correcteur hybride à répondre à cette situation de dérive en puissance, il est intéressant d'analyser la courbe d'évolution représentée à la [Figure 85](#) de la commande Ibob par rapport à la réponse en puissance du magnétron.

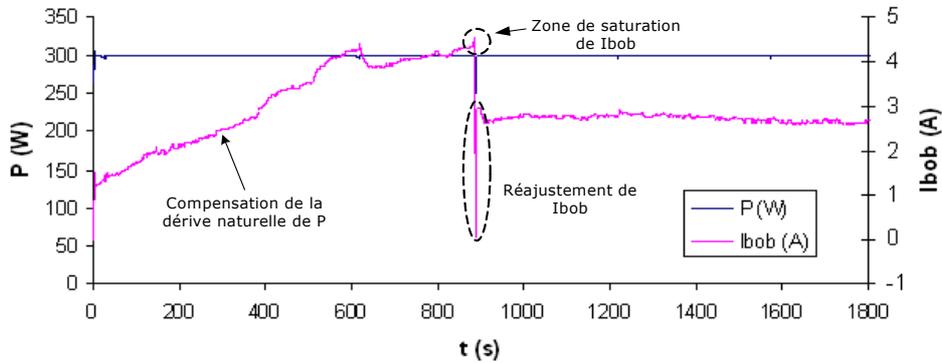


Figure 85 : Observation de la dérive en Ibob

Cette courbe peut être décomposée en trois étapes principales :

- $t \leq 840$ s : la commande Ibob connaît une augmentation croissante afin de compenser la dérive naturelle de la puissance du magnétron.
- $t = 840$ s : Ibob atteint la zone d'extremum provoquant un réajustement automatique de la valeur de Sigcom (Cf [Figure 86](#))
- $t \geq 840$ s : Suite à la nouvelle consigne de Sigcom, la commande Ibob s'est éloignée de la zone d'extremum et retrouve une marge de manœuvre suffisante pour maintenir la puissance du magnétron à la valeur de consigne.

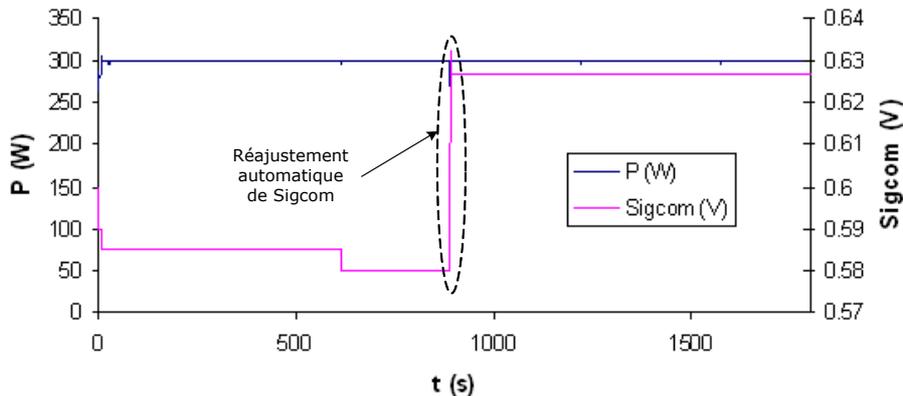


Figure 86 : Réajustement automatique de Sigcom

Le retour de la puissance à la valeur de consigne à l'issue de la procédure de réajustement de Sigcom montre l'aptitude du contrôleur hybride à répondre à une perturbation interne au système.

Concernant le contrôle en fréquence, la partie basse de la [Figure 84](#) montre un bon comportement du magnétron à suivre les consignes en fréquence variant dans une bande de 2.5 MHz. Sur la [Figure 87](#), nous pouvons constater qu'en dehors de la zone de perturbation causée par le réajustement de Sigcom, le verrouillage du magnétron est maintenu au moyen

d'une prise en charge par le contrôleur hybride des paramètres du signal d'injection : ValimVCO et VcomVCO.

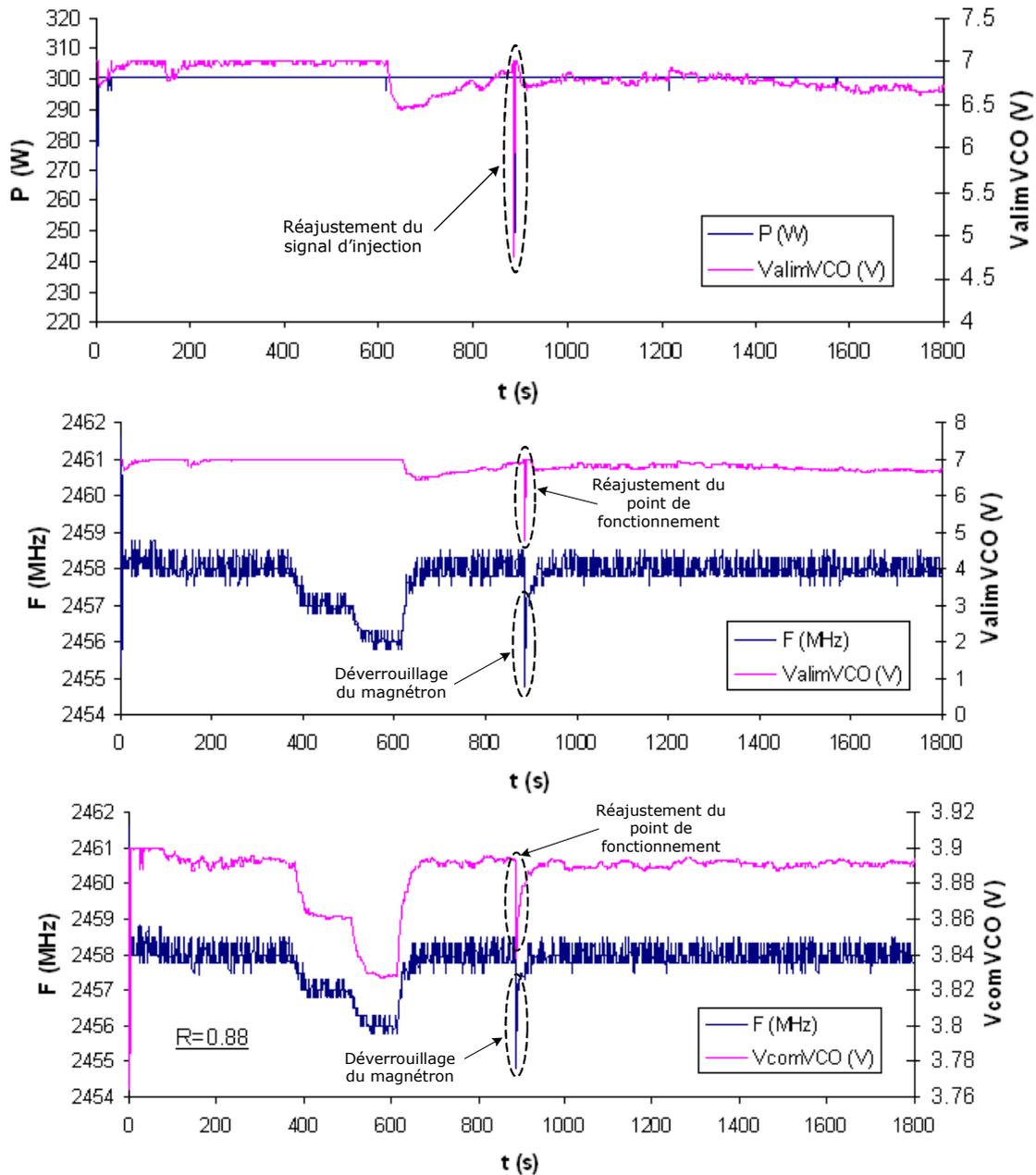


Figure 87 : Evolution des caractéristiques du signal d'injection

Ce premier test nous a permis de valider la stratégie de suppression des phénomènes de dérive naturelle de la puissance en sortie du magnétron.

Un deuxième test de l'algorithme du contrôleur hybride en mode « exclusif » a été mené sur une voie HF pour des variations de consigne de puissance autour de la valeur à mi-puissance (300 W) ainsi que des variations de consigne en fréquence autour de la fréquence 2.457 GHz.

La réponse en fréquence et en puissance du magnétron injecté dans cette configuration est représentée à la [Figure 88](#).

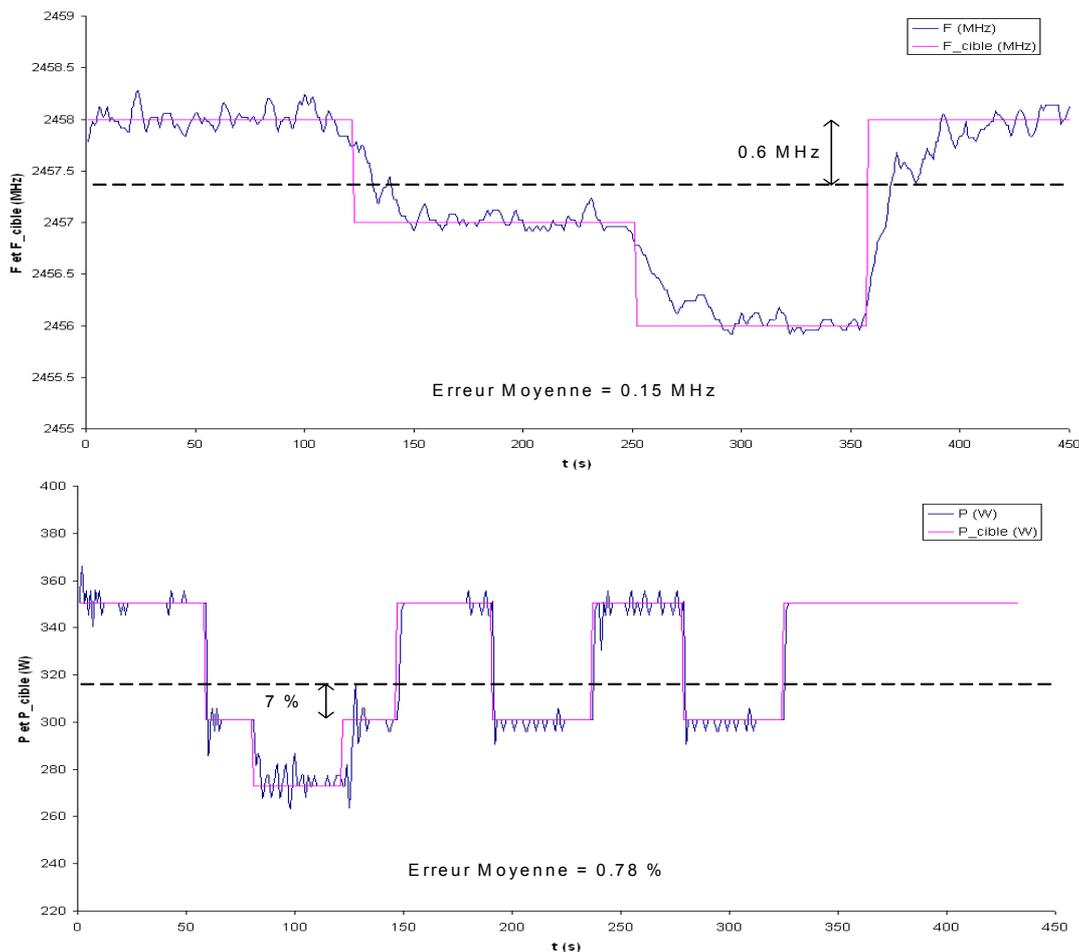


Figure 88 : Comportement en P et F du CDI hybride en mode « exclusif »

Sur la partie haute de la [Figure 88](#), le comportement en amplitude du magnétron suit de manière convenable les changements de consigne avec pour certaines zones un comportement oscillant du système procurant un écart maximal de 7 %. En terme de précision, nous obtenons une erreur moyenne faible, inférieure à 1 % sur l'ensemble du test.

Concernant le comportement en fréquence (partie basse de la [Figure 88](#)), le magnétron se trouve doté d'une agilité en fréquence sur une bande de 2 MHz, autour de la fréquence 2.457 GHz. De plus, il est à noter que la période transitoire pour atteindre chaque changement de consigne en fréquence est supérieure à celle correspondant à la puissance.

Le choix de l'algorithme de contrôle direct inverse de type hybride et fonctionnant en mode « exclusif » fournit donc de meilleurs résultats en terme de précision et de stabilité sur le contrôle en fréquence et en puissance du magnétron verrouillé par injection. Concernant la robustesse du contrôleur hybride, il est important de dissocier l'apport du contrôleur neuronal par rapport au contrôleur PID.

Deux critères permettent de qualifier le contrôle d'un système :

- l'asservissement (qualité de poursuite ou du suivi d'une consigne) ;
- la robustesse de l'algorithme en présence de perturbations.

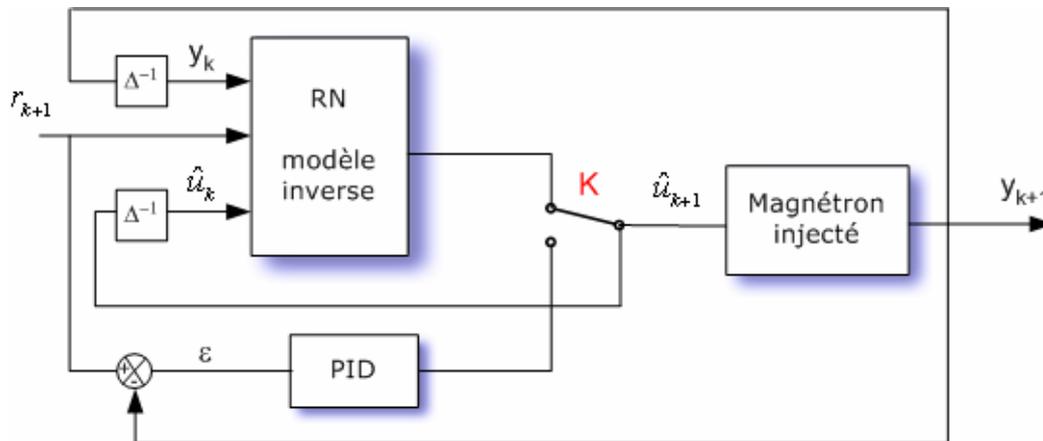


Figure 89 : Structure du CDI hybride en mode "exclusif"

La notion de robustesse du contrôle d'un système au sens classique de l'automatique implique la prise en compte de l'information d'erreur ε . Ainsi, comme le montre la [Figure 89](#), seul le contrôleur PID est concerné par l'aspect de robustesse de la boucle de contrôle.

En terme d'asservissement, il est important de signaler une limitation du contrôleur hybride présenté précédemment lors de changement de consigne de forte amplitude. En effet, par souci de couvrir toute la gamme de fonctionnement possible du magnétron injecté, la base de données expérimentales a été construite selon une évolution croissante monotone et à faible incrément des variables de commande. Et c'est sur ce type de base que l'apprentissage du contrôleur neuronal a été mené. De fait, ce dernier n'a pas intégré de manière exhaustive le comportement dynamique du magnétron. Pour y remédier, une amélioration du contrôleur neuronal peut être obtenue en élaborant une base d'apprentissage correspondant à des valeurs de consigne de dynamique diverse dans l'espace de verrouillage du magnétron.

4.4 Vérification expérimentale de la phase

Dans le cadre d'un fonctionnement d'un ensemble de magnétrons en un réseau d'émission, outre le contrôle de la puissance et de la fréquence, il est nécessaire d'assurer un fonctionnement de tous les magnétrons en phase pour garantir un transfert d'énergie maximal selon une directivité choisie. Afin de conforter la pertinence du choix de l'algorithme de commande hybride en vue d'une intégration dans une démarche de synchronisation de plusieurs magnétrons, il est important de vérifier l'hypothèse de stabilité de la phase du magnétron en situation de verrouillage par injection.

Pour ce faire, nous avons implémenté sur une voie HF du dispositif expérimental présenté au chapitre 3, une procédure de mesure de la phase en sortie d'un magnétron verrouillé par injection.

4.4.1 Mesure de la Phase

Tout d'abord, en accord avec la théorie du verrouillage par injection d'un oscillateur libre, il est important de préciser la notion de phase que nous souhaitons mesurer pour une voie HF. En effet, nous avons vu au chapitre 2, que le comportement en phase du magnétron opérant en situation de verrouillage par injection est caractérisé par :

- une variation de l'amplitude de sortie du magnétron en fonction de l'écart entre la fréquence du signal d'injection et celle d'oscillation libre (courbe de Van Der Pol) ;
- et une rotation de $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_{inj}$, déphasage entre la phase du signal de sortie du magnétron φ et celle du signal d'injection φ_{inj} , dans un intervalle majorée par le critère de stabilité du régime d'oscillation forcée définie par $[-90^\circ, +90^\circ]$ selon Tucker.

En particulier cette dernière caractéristique traduit la relation entre le déphasage $\Delta\varphi$ et la notion de largeur de bande de verrouillage. Ainsi, dans le cas d'un magnétron verrouillé par injection, nous nous intéresserons à la détermination expérimentale du déphasage $\Delta\varphi$ observé au niveau de la sortie du magnétron (Figure 90).

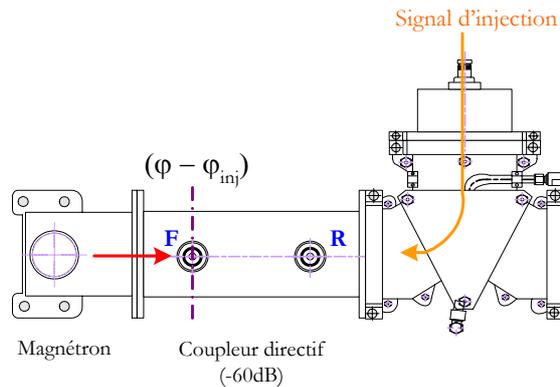


Figure 90 : Mesure du déphasage sur une voie HF

4.4.2 Principe de la mesure

La mesure du déphasage $\Delta\varphi$ déployée sur une voie HF de notre dispositif expérimental est basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux HP8719D, placé dans une configuration de mesure de coefficients de transmission de type S_{21} pour des signaux de forte amplitude. La Figure 91 montre l'implémentation de l'instrumentation dévolue à la mesure du déphasage sur une voie HF.

Pour les besoins de la mesure, nous avons mis à profit la capacité de l'analyseur de réseaux à générer un signal cohérent de fréquences variables (port RF OUT), fourni par un oscillateur local (OL) de précision (synthétiseur interne du HP8719D).

Ce signal est ensuite amplifié et distribué via un coupleur directionnel vers :

- le port REF IN recevant le signal de référence nécessaire à la mesure ;
- et le port RF IN recevant le signal d'injection.

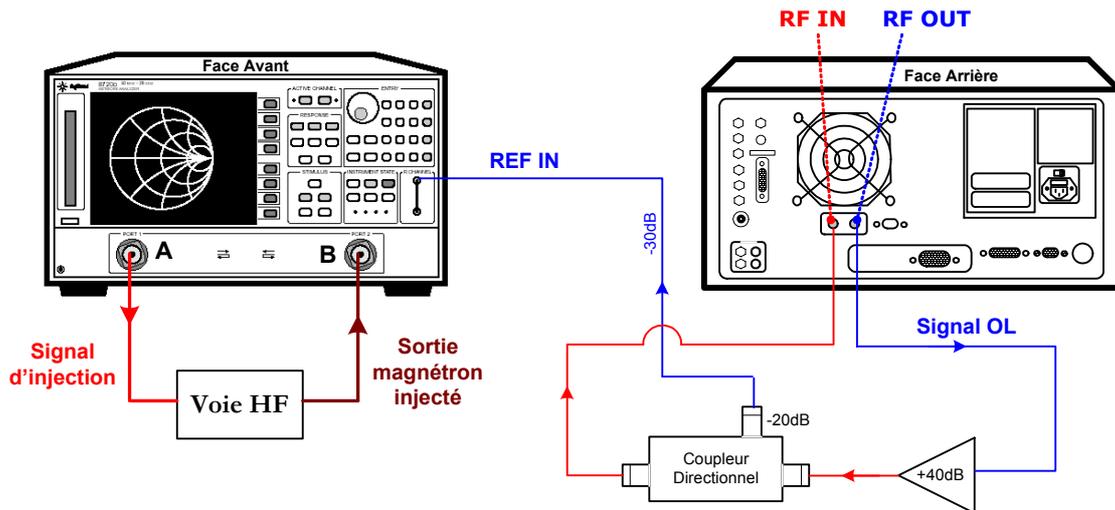


Figure 91 : Dispositif expérimental pour la mesure du déphasage d'une voie HF

La Figure 92 illustre le principe de mesure du déphasage entre deux signaux arrivant aux ports A et B de l'analyseur de réseaux.

Le signal d'injection aboutissant au port RF IN de la face arrière subit un prélèvement d'échantillon, qui est stocké dans un registre mémoire interne, A Sampler, avant d'être dirigé vers le port A en face avant. Un prélèvement du signal de référence arrivant sur le port RF IN en face avant est également effectué (stockage dans le registre R Sampler). Enfin l'information sur le signal de sortie du magnétron arrivant au port B est stockée dans le registre B Sampler avant d'être dissipé à travers une charge résistive.

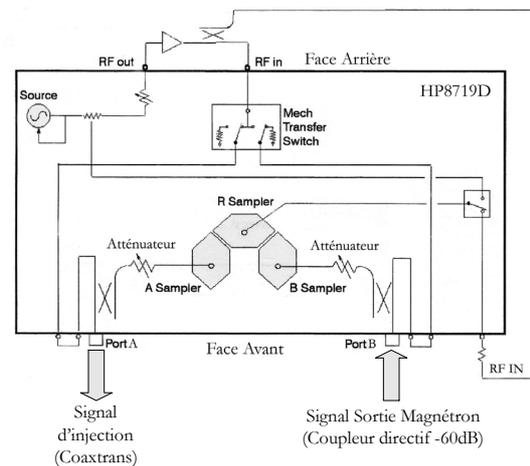


Figure 92 : Configuration interne du HP8719D

L'analyseur de réseaux détermine alors le déphasage entre le port A et le port B en comparant les phases des signaux stockés dans les registres A Sampler et B Sampler par rapport à une même référence de phase R Sampler. Avec la configuration adoptée plus haut, le déphasage fourni par l'analyseur de réseaux correspond au déphasage entre la sortie du magnétron et le signal d'injection.

4.4.3 Résultats

Dans le but de caractériser le comportement fréquentiel du système en situation de verrouillage par injection, une procédure de mesure du déphasage $\Delta\phi$ et du gain a été réalisée sur une voie HF²⁰ de notre dispositif expérimental pour une bande de fréquences allant de 2.45 GHz à 2.47 GHz et pour les valeurs extrêmes des deux paramètres de

²⁰ Voie HF N°1

commande principaux du magnétron : ± 5 A pour le courant de l'électroaimant Ibob, et [0.6V ; 1V] pour la tension de commande de l'alimentation du magnétron Sigcom.

La partie droite de la [Figure 93](#) représente le rapport de l'amplitude du signal de sortie du magnétron sur celle du signal d'injection. Le marqueur 1 repéré sur la courbe est situé sur la valeur maximale de la courbe de gain et correspond au cas où il y a concordance entre la fréquence du signal d'injection F_{inj} et la fréquence d'oscillation libre du magnétron F_0 . En outre, de part et d'autre de ce marqueur, l'amplitude du signal étant fixe durant la mesure, nous retrouvons l'allure de la courbe de Van Der Pol caractérisée par le phénomène de diminution de l'amplitude de sortie du magnétron injecté avec l'écart entre F_{inj} et F_0 .

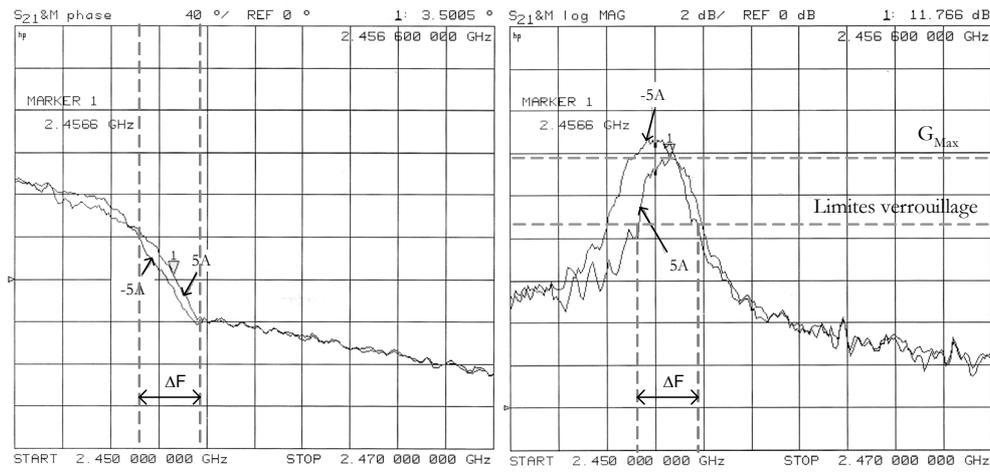


Figure 93: Courbes de déphasage et de gain pour les valeurs extrêmes de Ibob sur une bande de fréquences

Sur cette courbe, nous avons représenté également le seuil de gain définissant la largeur de la bande de verrouillage ΔF . En reportant ΔF sur la partie gauche de la [Figure 93](#), représentant le comportement du déphasage, il apparaît que la bande de verrouillage est associée à une rotation de phase comprise dans un intervalle allant de -40° à $+40^\circ$. De surcroît, à l'instar de la courbe de gain, le marqueur 1 se trouve au milieu de bande de verrouillage ΔF .

Il est à noter également que ce comportement en phase et en gain du magnétron en situation de verrouillage par injection se retrouve également pour des variations de la tension de commande d'alimentation du magnétron Sigcom ([Figure 94](#)).

Un autre phénomène, prévu par la théorie de l'injection, est observable sur les courbes de gain des [Figure 93](#) et [Figure 94](#). La largeur de bande de verrouillage est inversement proportionnelle au rapport $R = \frac{\text{amplitude signal de sortie du magnétron}}{\text{amplitude du signal d'injection}}$.

En effet, comme l'illustre le tableau de mesures ci dessous, ceci se traduit par une diminution de la largeur de bande de verrouillage lorsque les variables de commande tendent à augmenter la puissance en sortie du magnétron.

	R max		R min	
<i>I</i> _{bob} / <i>Sigcom</i>	5 A / 0.8 V	$\Delta F = 2.17$ MHz	5 A / 0.8 V	$\Delta F = 3$ MHz
<i>I</i> _{bob} / <i>Sigcom</i>	0 A / 1 V	$\Delta F = 1.92$ MHz	0 A / 0.6 V	$\Delta F = 3.92$ MHz

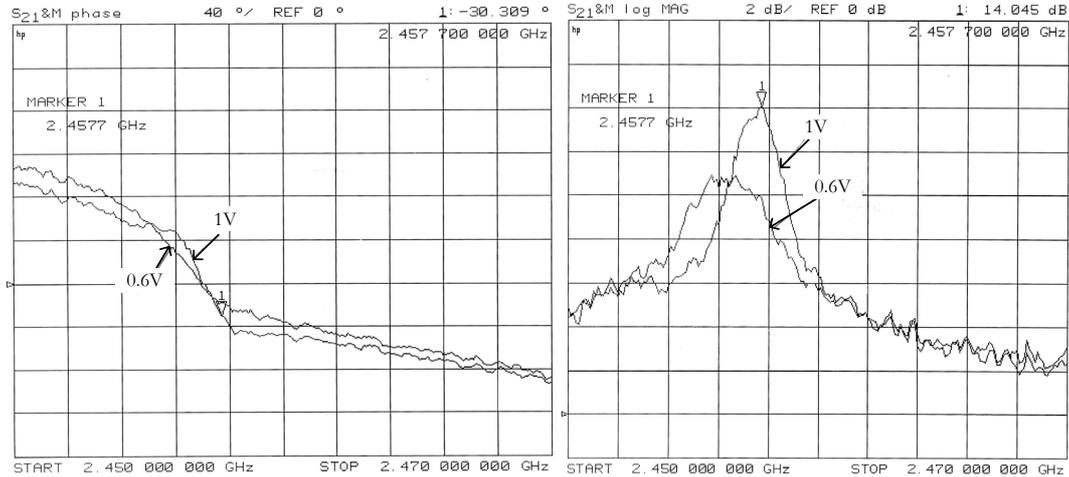


Figure 94 : Courbes de déphasage et de gain pour les valeurs extrêmes de *Sigcom* sur une bande de fréquences

Enfin, selon la théorie du verrouillage par injection décrite au chapitre 2, le déphasage $\Delta\varphi$ entre l'oscillateur injecté et la source de référence s'écrit :

$$\sin \Delta\varphi = \frac{\Delta f}{B} \text{ avec } B = \frac{P_1}{P_0} \cdot \frac{F_0}{2Q_E}$$

Cette équation met en évidence deux autres propriétés caractéristiques d'un oscillateur libre placé en situation de verrouillage par injection :

- La largeur de bande de verrouillage Δf est inversement proportionnelle au facteur de qualité externe Q_E (avec $\Delta\varphi$ constant). Cette propriété est observable sur les courbes de gain où celles dotées d'un facteur de qualité externe maximum (pour $I_{bob} = 5$ A et $Sigcom = 1$ V) correspondent au cas où la largeur de bande est minimum.

<i>I</i> _{bob} / <i>Sigcom</i>	$Q_E = \frac{\Delta f}{F}$	Δf (MHz)
5 A / 0.8 V	1133	$\Delta F = 2.17$ MHz
0 A / 1 V	1282	$\Delta F = 1.92$ MHz
-5 A / 0.8 V	818	$\Delta F = 3$ MHz
0 A / 0.6 V	627	$\Delta F = 3.92$ MHz

- Intéressons-nous au cas particulier où il y a concordance entre la fréquence d'oscillation libre du magnétron et celle du signal d'injection. Nous avons vu précédemment que cette situation implique une valeur de déphasage faible. Ainsi, en

approximant la grandeur $\sin \Delta\varphi$ par son développement limité à l'ordre 1, l'équation donnant le déphasage devient :

$$\sin \Delta\varphi = \frac{\Delta f}{B} \Rightarrow \Delta\varphi \simeq \frac{\Delta f}{B}$$

Soit
$$\Delta\varphi \simeq (F_0 - F_{inj}) \cdot \frac{P_0}{P_1} \frac{2Q_E}{F_0}$$

D'où
$$\frac{\partial(\Delta\varphi)}{\partial(F_{inj})} \simeq -\frac{P_0}{P_1} \frac{2Q_E}{F_0}$$

Ainsi ceci se traduit de manière qualitative sur les courbes de phase par le fait que la rotation de phase correspondant au gain maximum est caractérisée par une évolution linéaire dont la pente est négative et proportionnelle au facteur de qualité externe du magnétron Q_E .

Cette démarche de quantification du déphasage nous permet donc de valider l'hypothèse de stabilité de la phase lorsque le magnétron fonctionne en condition de verrouillage par injection. Nous verrons dans les perspectives évoquées au chapitre suivant l'intérêt capital de cette information pour l'implémentation de la boucle de commande de type hybride dans une configuration de réseau phasé de magnétrons.

REFERENCES

1. Fossard, A.J. and D. Normand-Cyrot, *Systèmes non linéaires*. Masson ed, ed. Automatique. 1993, Paris.
2. Devito, P.A., *Some Properties of an Injection-Locked Pulsed Magnetron*. Physical Sciences Research Papers, 1973. 530.
3. Mira, C., *Systèmes asservis non linéaires*. Hermès ed. 1990. 424.
4. Daryoush, A.S., et al., *Theory of Subharmonic Synchronization of Nonlinear Oscillators*. IEEE MTT-S Digest, 1989: p. 735-738.
5. Zhang, X., et al., *A Study of Subharmonic Injection Locking for Local Oscillators*. IEEE Microwave and guided wave letters, 1992. Vol. 2, No. 3: p. 97-99.
6. Zhang, X., X. Zhou, and A.S. Daryoush, *A Theoretical and Experimental Study of the Noise Behavior of Subharmonically Injection Locked Local Oscillators*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1992. Vol. 40, No. 5: p. 895-902.
7. Wong, K.W. and A.K.Y. Lai, *Microwave Injection-Locked Oscillator Subharmonic Locking Bandwidth Enhancement Using Multifeedback Technique*. 1993.
8. Dombrowski, G.E., *Simulation of Magnetrons and Crossed-Field Amplifiers*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1988. Vol.35, No.11: p. 2060-2067.
9. Chen, X., M. Esterson, and P.A. Lindsay, *Computer Simulation of Magnetrons*. Vacuum Electronics and Displays, 1992. ITG-Fachbericht 120/IEEE, VDE-Verlag, Berlin: p. 99-104.
10. Chen, X., M. Esterson, and P.A. Lindsay, *Computer Modelling of Phase Locking in Magnetrons*. SPIE, 1996. 2843: p. 47-56.
11. Chen, X., M. Esterson, and P.A. Lindsay, *3D Simulation of Microwave Magnetrons*. The Institution of Electrical Engineers, 1997: p. 4.
12. Grondin, B., *Les réseaux de neurones pour la modélisation et la conduite des réacteurs chimiques: simulations et expérimentations*. 1994, Université de Bordeaux. p. 184.
13. Benne, M., *Les réseaux de neurones pour la modélisation et le contrôle du procédé d'évaporation: expérimentations et applications industrielles en sucrerie de cannes*. 1999, Université de La Réunion. p. 179.
14. Chen, S. and S.A. Billings, *Neural networks for non-linear dynamic system modelling and identification*. International Journal of Control, 1992. 56: p. 319-346.
15. McCulloch, W. and W. Pitts, *A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity*. Bulletin of mathematical biophysics, 1943. 7: p. 115-133.
16. Hornik, K., M. Stinchcombe, and H. White, *Multilayer Feedforward Networks are Universal Approximators*. Neural Networks, 1989. Vol.2: p. 359-366.
17. Levenberg, K., *A method for the resolution of certain non linear problems in least squares*. Quart. Appl. Math., 1944. II(2): p. 164-168.
18. Marquardt, D.W., *An algorithm for least squares estimation of non linear parameters*. J. Soc. Indust. Appl. Math., 1963. 11(No2, June): p. 431-441.
19. Demuth, H. and M. Beale, *Neural Network Toolbox for use with Matlab*, ed. I. The MathWorks. 1998.
20. Balakrishnan, S.N. and R.D. Weil, *Neurocontrol: A Literature Survey*. Math. Comput. Modeling, 1996. Vol 23, N°1/2: p. 101-117.

21. Nikravesh, M., A.E. Farrell, and T.G. Stanford, *Dynamic neural network control for nonlinear systems_ optimal neural network structure and stability analysis*. Chemical Engineering Journal, 1997. 68: p. 41-50.
22. Norgaard, M., et al., *Neural Networks for modelling and control of dynamics systems*, ed. Springer. 2000.
23. He, X. and H. Asada. *A New Method for Identifying Orders of Input-Output Models for Nonlinear Dynamic Systems*. in *American Control Conference*. 1993. San Francisco, California.
24. Choi, S.B., et al., *Position control of an ER valve-cylinder system via neural network controller*. Mechatronics, 1997. Vol 7, N° 1: p. 37-52.
25. Wong, C.F., J. Shippen, and B. Jones, *Neural network control strategies for low specification servo actuators*. International Journal of Machine tools & manufacture, 1998. 38: p. 1109-1124.

Conclusions et Perspectives

S'inscrivant dans le cadre des travaux mis en œuvre par la communauté scientifique internationale en faveur de l'essor du Transport d'Énergie Sans Fil par propagation d'ondes hyperfréquences, cette étude, concernant *l'élaboration d'une stratégie de contrôle des grandeurs de sortie d'un magnétron verrouillé par injection*, constitue la première contribution de notre équipe de recherche à la démarche de développement de techniques existantes, voire d'émergence de techniques nouvelles, dédiées à une implémentation réelle dans une application de type TESH au niveau terrestre ou spatial.

La première difficulté à laquelle nous nous sommes confrontés concerne le caractère empirique des ressources bibliographiques traitant du magnétron en tant qu'oscillateur libre. Cette situation s'explique par la complexité des phénomènes physiques de nature non linéaire se produisant au sein de ce tube à vide. De plus, malgré les développements importants de la puissance de calcul informatique, les premiers modèles de connaissance, simulant un fonctionnement plus ou moins simplifié du magnétron, requièrent des temps de calculs incompatibles avec une implémentation dans une boucle de régulation classique. Pour y remédier, nous avons opté pour une modélisation comportementale du système étudié à l'aide des réseaux de neurones. Dans cette optique, un dispositif expérimental de caractérisation du magnétron, mis en œuvre au sein du laboratoire, nous a permis de valider notre démarche de représentation systémique à la fois du magnétron libre et du magnétron verrouillé par injection.

L'outil réseaux de neurones est-il aussi approprié pour identifier des modèles de représentation du système, en vue d'une intégration dans une boucle de régulation du magnétron verrouillé par injection ?

Pour répondre à cette question, nous avons mis en œuvre un algorithme de Contrôle Direct Inverse¹, basé sur l'identification d'un régulateur neuronal représentatif de la fonction de transfert inverse du système. Le modèle de ce correcteur neuronal, dédié au contrôle de la fréquence et de la puissance de sortie du magnétron, présente une architecture similaire à celle d'un prédictor construit à partir d'un réseau bouclé à non linéarité sigmoïdale (RBS).

L'implémentation de ce réseau de neurones dans l'algorithme de CDI a révélé un comportement stable et satisfaisant en terme de suivis de consignes, en dépit de l'existence en régime quasi-stationnaire d'une valeur offset provenant de l'imprécision du correcteur neuronal.

¹ CDI

Pour améliorer les performances du CDI, l'adoption d'un algorithme de contrôle hybride basé sur une combinaison des réponses du correcteur neuronal et d'un correcteur linéaire classique de type PID. Plus précisément, en régime de fonctionnement non linéaire, le rôle du régulateur neuronal est de déterminer la trajectoire à suivre dans l'espace de phase pour atteindre la valeur cible, tout en assurant le verrouillage du magnétron. Dès lors que le magnétron est au voisinage du point de consigne, l'apport du correcteur linéaire classique suffit pour affiner l'asservissement du magnétron. L'implémentation de cet algorithme de contrôle hybride a entraîné un gain en terme de précision se traduisant par la suppression de l'offset permanent. En outre, la robustesse de l'algorithme a pu être mise en évidence par un bon comportement du régulateur en présence de perturbations engendrées par une dérive thermique.

Afin de conforter notre choix de stratégie hybride par rapport au projet de synchronisation d'un réseau phasé de sources HF, nous avons mis en œuvre une procédure de mesure qui a confirmé un comportement stable du déphasage existant entre la sortie du magnétron et le signal d'injection, ceci lorsque l'hypothèse de verrouillage est vérifiée. Nous évoquerons dans les perspectives ci-après l'intérêt de cette information pour la synchronisation de deux voies HF distinctes.

Perspectives

Dans la continuité de ce travail, envisageons les améliorations pouvant être apportées à la procédure d'identification du contrôleur neuronal proprement dite afin de réduire l'erreur de modélisation. Nous clôturerons l'évocation des perspectives par la proposition d'une stratégie de synchronisation de deux voies HF.

⇒ Amélioration du dispositif expérimental

Tout d'abord, au niveau de la construction de la base de données (d'apprentissage ou de généralisation), une première amélioration peut être faite sur la détermination expérimentale des caractéristiques du signal d'injection. En effet, compte tenu de la nature bruitée du spectre du magnétron libre, il est impossible de discriminer le signal d'injection dans le spectre de réponse du magnétron injecté.

Or la fréquence et la puissance du signal d'injection sont obtenues à partir de lois empiriques les reliant aux variables de commande de la source d'injection. Il est clair qu'une mesure directe des paramètres du signal d'injection, sur le port reverse du coupleur directif en sortie du magnétron par exemple, permettrait d'augmenter la pertinence de l'information apportée au réseau de neurones sur la contribution du signal d'injection.

Ainsi une simple comparaison des mesures de la fréquence du signal d'injection et de celle du magnétron injecté constituerait un critère simple et fiable de détection de verrouillage. L'intérêt de cette mesure dissociée sur la qualité des bases de données expérimentales est donc indéniable.

⇒ Amélioration du régulateur neuronal

En conservant la structure du modèle RBS, deux actions peuvent être bénéfiques lors de l'étape d'identification du régulateur neuronal.

La première concerne la mise en place d'une base de données expérimentales couvrant certes le domaine de variation dans sa globalité mais intégrant aussi l'aspect dynamique du procédé en soumettant le magnétron à un profil de consignes variées. Cette démarche est d'autant plus justifiée que dans le cadre d'un apprentissage de type généralisé la qualité d'apprentissage du modèle est conditionnée par la richesse de la base de données expérimentales.

La deuxième action concerne l'application de l'algorithme de CDI avec une phase de démarrage, utilisant le correcteur neuronal initial issu de l'apprentissage généralisé, complété par un apprentissage spécialisé permettant d'adapter les paramètres du réseau de neurones à une évolution possible des propriétés du système. D'un point de vue pratique, ce mode opératoire devra veiller à limiter la complexité du réseau si l'on souhaite intégrer la boucle de contrôle dans un schéma de commande en temps réel. Ceci nous permettrait d'étendre l'étude du système au régime transitoire.

Enfin, à l'instar des correcteurs linéaires en boucle fermée, il peut être judicieux d'ajouter l'information d'erreur en tant que grandeur d'entrée du modèle afin d'enrichir le champ de compétence du contrôleur via la prise en compte de l'aspect dynamique du système.

⇒ Amélioration de la qualité spectrale du magnétron

Dans le cadre d'une validation du dispositif expérimental présentée au chapitre 3, nous avons observé que l'association du magnétron avec une alimentation Haute Tension de type source de courant procurait un spectre bruité du signal de sortie du magnétron. Pour vérifier l'influence de la Haute Tension délivrée par l'alimentation sur la qualité spectrale du magnétron, nous avons observé le comportement du magnétron avec une alimentation « artisanale » de type source de tension DC selon le schéma électrique représenté à la Figure 1.

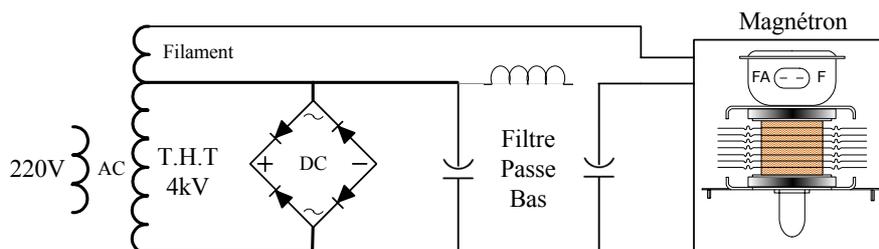


Figure 1 : Schéma de principe de l'alimentation DC HT

La conjugaison du pont de redressement à double alternance et d'une cellule de filtrage passe bas en pi assure un comportement stable de la Haute Tension. Il apparaît clairement sur la Figure 2 que l'application d'une Haute Tension, avec un taux d'ondulation faible, a pour effet de purifier le spectre du magnétron. (en comparaison aux Figure 6 et Figure 7 du chapitre 4).

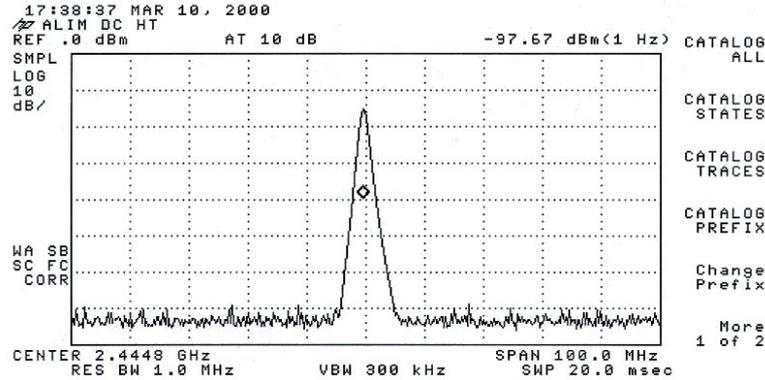


Figure 2: Influence de la HT sur le spectre d'un magnétron

Cette amélioration spectrale signifie que l'utilisation de l'alimentation DC HT sur le magnétron a pour conséquence d'augmenter considérablement le facteur de qualité externe du magnétron, se traduisant de fait par une diminution de la largeur de bande de verrouillage. Ainsi, il est important de signaler que la mise en œuvre d'une telle configuration d'alimentation nécessite la prise en compte d'une limitation du domaine de verrouillage par injection par rapport à une alimentation DC HT ayant un taux d'ondulation supérieur. Cet inconvénient peut être contourné en renforçant la contribution du signal d'injection par rapport à la puissance de sortie du magnétron. Un compromis doit donc être trouvé entre la pureté spectrale du magnétron et la contrainte que représente la nécessité de recourir à un oscillateur cohérent capable de fournir un signal d'injection de forte puissance.

⇒ Intérêt de la mise en œuvre d'un algorithme de commande prédictif

Dans le cadre de ce travail, nous avons validé la démarche de représentation systémique du magnétron verrouillé par injection sous la forme d'un RBS. Ceci dit, concernant l'application d'une stratégie de CDI sur un système non linéaire complexe comme le magnétron, il s'avère que l'identification de la fonction de transfert inverse par un modèle neuronal peut ne pas aboutir. Aussi serait-il intéressant d'envisager une stratégie de commande prédictive du système à l'aide d'un prédicteur neuronal direct bouclé non linéaire. Le principe de cette commande étant basé sur le contrôle du système à partir d'une connaissance *a priori* sur un horizon de prédiction $[N_1, N_2]$: $[\hat{y}(t + N_1) \cdots \hat{y}(t + N_2)]$, le vecteur de commandes est calculé en minimisant un critère quadratique J donné ci-dessous :

$$J(t, u(t)) = \sum_{i=1}^{N_2} [w(t+i) - \hat{y}(t+i)]^2 + \rho \sum_{i=1}^{N_u} [\Delta u(t+i-1)]^2$$

avec N_1 : horizon de prédiction minimum ;
 N_2 : horizon de prédiction ;
 N_u : horizon de contrôle ;
 u : commande du système ;
 w : valeur cible ;
 \hat{y} : sortie estimée du système ;
 $\Delta u(t) = u(t) - u(t - 1)$.

J est fonction des erreurs entre la trajectoire de référence et les sorties prédites par le modèle sur un horizon de prédiction N_2 . Le vecteur de commandes $[u(t + 1) \cdots u(t + N_u)]$ est calculé sur un horizon de contrôle noté N_u .

⇒ Stratégie de synchronisation de deux voies HF

En se basant sur la stratégie de contrôle hybride élaborée dans le cadre de ce travail, nous terminerons ce manuscrit en proposant une piste de travail pour la synchronisation de deux voies HF. Deux stratégies de synchronisation de deux voies HF distinctes comportant chacune d'elles un magnétron ont déjà été proposées :

- Dans le but d'obtenir une application sélective de l'énergie sur un matériau, I. Meier [1] a mis en œuvre un dispositif d'interférences à profil modulable impliquant deux magnétrons. La cohérence des sources HF, condition nécessaire à la création de franges d'interférences, est obtenue par la technique de verrouillage du magnétron, et la modulation du profil d'interférence est réalisée par la commande d'un déphaseur sur une des deux voies HF.
- La deuxième stratégie, proposée par une équipe de recherche américaine [2], s'appuie sur la configuration dite du MDA² élaborée par W.C. Brown. Plus précisément, cette stratégie met à profit l'effet du « pulling », autrement dit de la sensibilité du magnétron par rapport aux variations de sa charge, pour régler le déphasage entre la sortie d'un magnétron et son signal d'injection, au moyen d'une réactance contrôlable placée en sortie du magnétron. La synchronisation avec une deuxième voie HF est réalisée ensuite par le biais du verrouillage du deuxième magnétron par couplage mutuel des antennes de sortie des deux voies HF.

Dans notre cas, nous proposons une stratégie de synchronisation de deux voies HF selon le schéma de principe représenté à la [Figure 3](#). Sur chacune des deux voies HF, l'algorithme de contrôle hybride est chargé de contrôler la puissance et la fréquence de chaque magnétron. Ensuite le contrôle du déphasage entre les deux voies HF peut être réalisé selon deux stratégies différentes :

² Magnetron Directional Amplifier

- la première, représentée en trait plein, consiste à recaler la phase d'une des deux voies au moyen d'un déphaseur contrôlé par l'information issue du comparateur de phases.
- la deuxième, représentée en pointillés, met à profit la relation entre le déphasage et l'écart de fréquences du signal d'injection par rapport au magnétron libre (Cf 2.3.2.1.3 du chapitre 2). Cette relation permet d'envisager le contrôle de la phase d'une voie HF via la fréquence du signal d'injection de cette même voie. Une caractérisation de la loi de commande provenant de l'actionneur Inj1 doit être élaborée à partir du déphasage $\Delta\phi$.

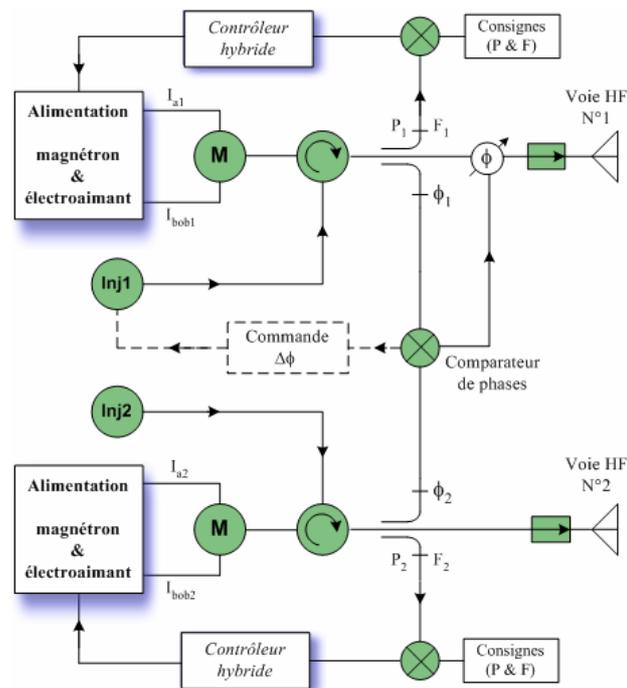


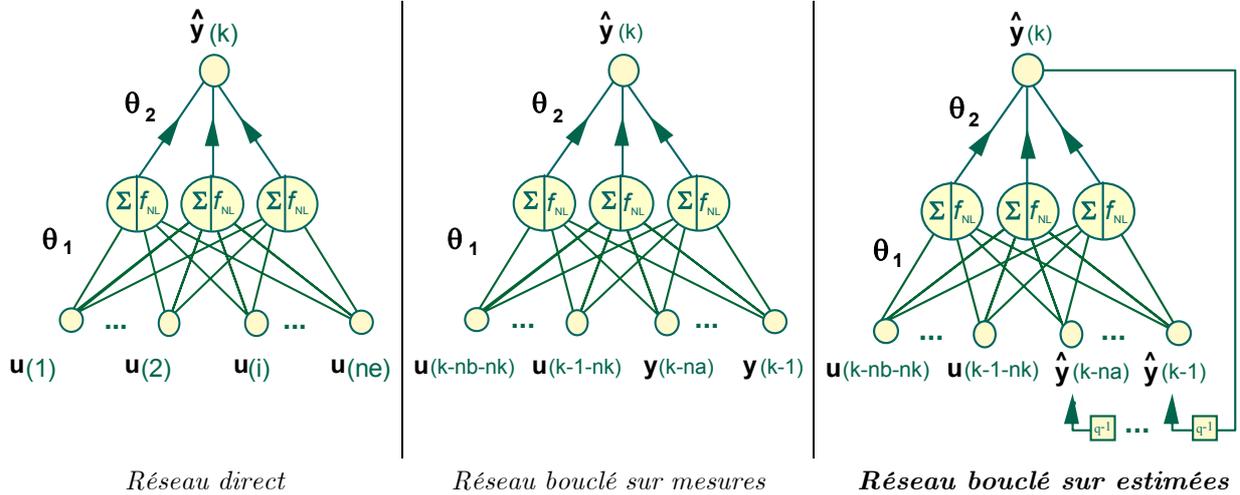
Figure 3 : Schéma de principe de synchronisation de deux voies HF

REFERENCES

1. Meier, I. and J.B.d. Swardt. *Interference modulation for microwave dielectric heating*. in *AP/MTT/RS Conference '98, South African Section IEEE*. 1998. Cape Town , South Africa.
2. M.C. Hatfield and J.G. Hawkins, *Design of an electronically-steerable phased array for wireless power transmission using a magnetron directional amplifier*. *IEEE MTT-S Digest*, 1999: p. 341-344.

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

Développée au sein du LGI, cette Toolbox permet de mettre en œuvre une identification de système par le biais de la méthode des réseaux de neurones. Elle se veut un outil pratique et rapidement opérationnel pour tout type de réseau direct ou bouclé.

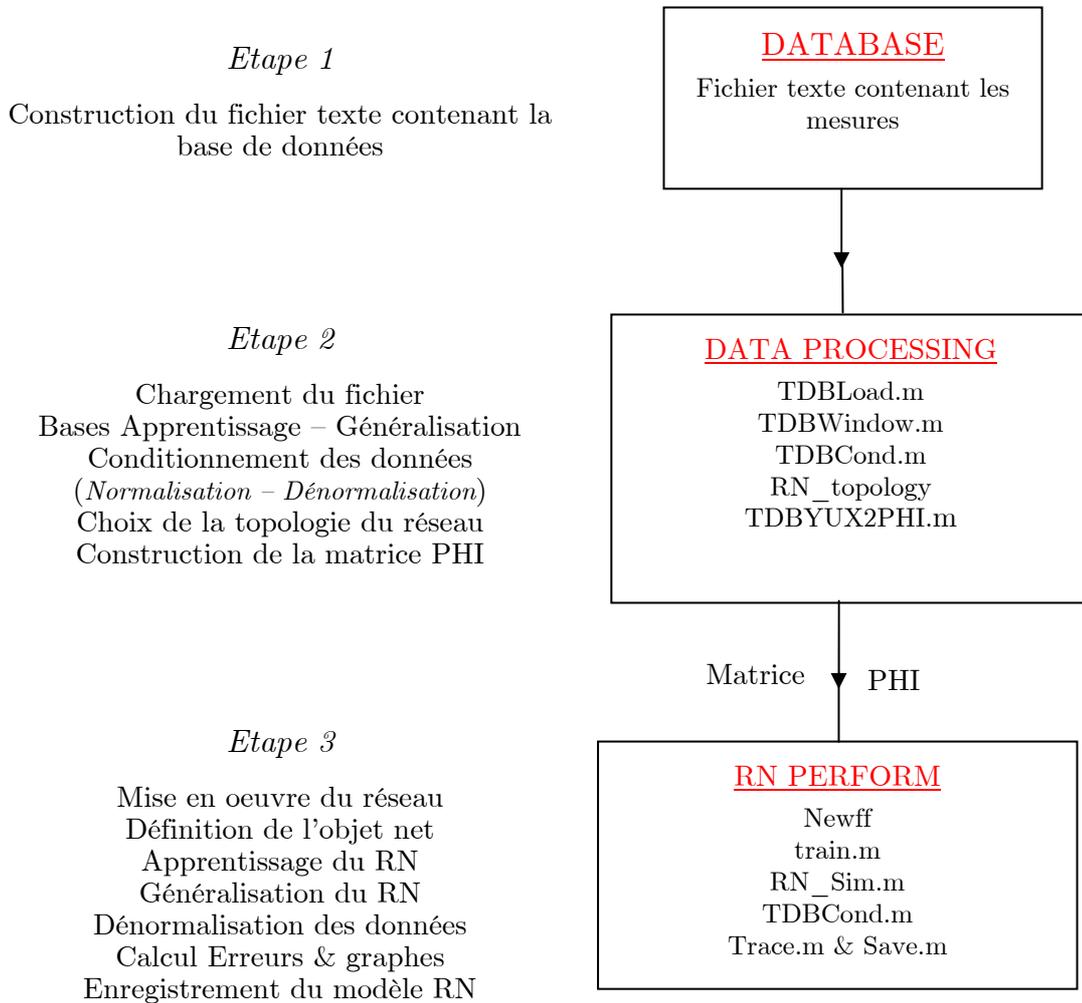


NOMENCLATURE

U	Variables manipulées du système
X	Variables d'observation du système
Y	Sorties du système
\hat{Y}	Sorties estimées du modèle
N_e	Nombre d'entrées du système ($N_e = N_u + N_x$)
N_u	Nombre de variables manipulées
N_x	Nombre de variables d'observation
N_s	Nombre de sorties
N_{sux}	Vecteur $[N_s \ N_u \ N_x]$
N_a	Ordres de régression des sorties (modèle bouclé)
N_b	Ordres de régression des entrées (modèle bouclé ou régressif)
N_c	Ordres de régression des erreurs (modèle bouclé)
N_k	Retards purs entre les entrées & sorties
NN	$NN = [N_a \ \dots \ N_b \ \dots \ N_c \ \dots \ N_k]$
t ou k	Instants d'échantillonnage
PHI	Matrice d'entrée du modèle

PRÉLIMINAIRE

Procédure d'identification d'un système par Réseaux de Neurones

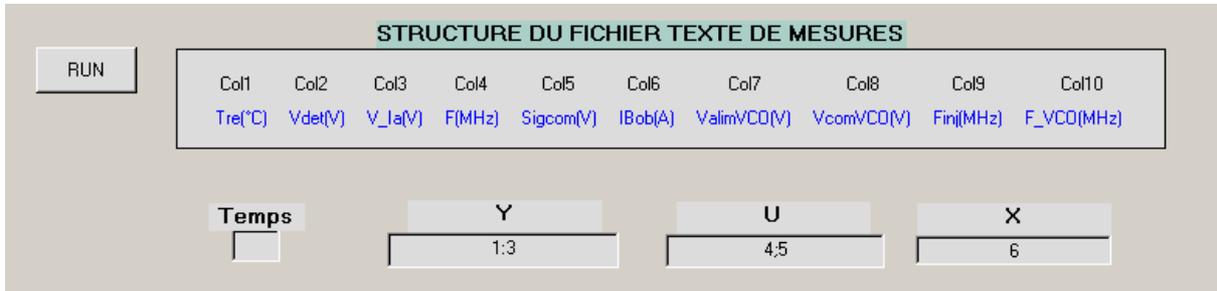


REFERENCES

- NEURAL NETWORK TOOLBOX pour Matlab 5.3 (Mathworks)
- TDB : *Pré Traitement des bases de données : filtrage, normalisation* (M.Benne)
- NNSYSID : *Identification de systèmes par RN directs & bouclés* (M.Noorgard)
- DIVERS : *Outils divers graphiques, menus etc ...*
- IRN : *Identification de systèmes par réseaux de neurones directs & bouclés* (M.Benne)

I. Description de l'étape " Database"

L'objectif de cette étape est de construire le fichier de données approprié à notre démarche d'identification de systèmes par réseaux de neurones. Cette opération s'effectue à l'aide d'une procédure de type GUI¹ réalisée sous Matlab : [Make_DBFile.fig](#) et dont l'interface graphique est représentée par la figure ci-dessous :



Selon la nature du modèle à identifier, définie à partir des variables d'entrées et sorties du système, cette procédure élabore le fichier de données correspondant au choix d'indices de colonne défini dans les catégories [Y U X] sur l'interface graphique ci-dessus.

La nomenclature adoptée pour la déclaration des indices est la suivante ($x < y$):

$$\begin{aligned}
 x : y & \Rightarrow x \ x+1 \ \dots \ y-1 \ y \\
 x ; y & \Rightarrow x \ y
 \end{aligned}$$

C'est ce fichier de données qui servira de base travail pour le traitement d'identification des modèles par réseaux de neurones.

II. Description de l'étape « Data Processing »

L'objectif principal de l'étape Data Processing consiste à construire la matrice **PHI** qui contient les grandeurs d'entrée du modèle (modèle direct) ainsi que l'espace de régression des sorties ou entrées du modèle (modèle bouclé). Cette opération s'effectue à partir d'un fichier source de mesure, de type texte, ayant une structure préétablie décrite ci-après.

Deux structures de base de données sont envisagées selon la prise en compte ou non du facteur temps :

1^{er} cas : Si la base ne contient pas de colonne temps : TimeOK = 0

		<i>Indices des colonnes</i>		
		1 .. Ns	Ns+1 .. Ns+Nu	Ns+Nu+1 .. Ns+Nu+Nx
<i>Indices des lignes (instants d'échantillonnage)</i>	1	Sorties	Entrées manipulables	Entrées observables
	:			
	k			

¹ Graphic User Interface

2^{ème} cas : Si la base contient une colonne temps : TimeOK = 1

		<i>Indices des colonnes</i>			
		1	2 .. Ns+1	Ns+2 .. Ns+Nu+1	Ns+Nu+2 .. Ns+Nu+Nx+1
<i>Indices des lignes (instants d'échantillonnage)</i>	1	<div style="display: flex; justify-content: space-around; text-align: center;"> Temps Sorties Entrées manipulables Entrées observables </div>			
	:				
	k				

La matrice PHI étant la base de connaissance du système à modéliser, il est fondamental de bien comprendre sa constitution selon le type du réseau employé :

- Cas direct :

$$PHI(k) = [U_1(k), \dots, U_{Nu}(k), X_1(k), \dots, X_{Nx}(k)]$$

- Cas Réseau bouclé :

$$PHI(k) = [Y_{i_1}(k - N_k(i_1)), \dots, Y_{i_1}(k - N_a(i_1) - N_k(i_1)), U_{i_2}(k), \dots, U_{i_2}(k - N_b(i_2)), X_{i_3}(k), \dots, X_{i_3}(k - N_b(i_3))]$$

avec $i_1 = 1..N_s$; $i_2 = 1..N_u$; $i_3 = 1..N_x$

Evoquons maintenant en détail les procédures à mettre en œuvre pour la construction de la matrice PHI.

TDBLOAD

Chargement de la base de données et identification du paramètre temps ainsi que les grandeurs d'entrée et de sortie du système.

$[Time, Y, U, X, Index]=TDBLoad$ (LoadCase, TimeOK, Nyux, IndexCase, varargin)

Inputs :

LoadCase [string] : 'learning' ou 'simulation'
TimeOK [integer] : colonne temps ? (0 ou 1)
Nyux [integer array] : [Ny ;Nu ;Nx]
IndexCase [string] : 'indexnyux' ou 'indexparam'
varargin 1 [string] : nom de base (Apprentissage ou généralisation)
 2 [integer array] : vecteur d'index si Indexcase='IndexParam'

Outputs :

Time [real array] : temps d'échantillonnage
Y, U, X [real matrix] : Sorties-Entrées du système
Index [integer array] : Vecteur d'indices des entrées - sorties ([iY iU iX])

Remarques :

- Deux cas sont à envisager pour le chargement des données :

$$LoadCase = \begin{cases} 'learning' & \text{pour le chargement d'une base d'apprentissage} \\ 'simulation' & \text{pour le chargement d'une base de simulation} \end{cases}$$

- TimeOK doit prendre deux valeurs possibles :

$$TimeOK = \begin{cases} 0 & \text{si la première colonne représente le temps} \\ 1 & \text{sinon} \end{cases}$$

- La construction du vecteur d'indices des Entrées-Sorties est déterminée de la manière suivante :

$$Si\ Indexcase = \begin{cases} 'indexnyux' & \text{alors Index est calculé à partir de Nyux} \\ 'indexparam' & \text{alors Index est paramétré à partir d'un} \\ & \text{vecteur passé en argument (varargin2)} \end{cases}$$

Exemple : Soit le fichier de mesures suivant :

1	86826	5.688	0.00	0.00	87	100
2	86977	5.938	0.10	0.00	87	100
3	86961	6.438	0.20	0.00	87	100
4	86976	7.063	0.30	0.00	87	100

Tableau 1 : Structure du fichier de mesures contenue dans 'model.datafile.name'

$[Time, Y, U, X, Index]=\mathbf{TDBLoad}$ ('learning',1, [4 0 2], 'indexNyux', model.datafile.name)

$$\Rightarrow \quad Time' \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{pmatrix} \quad \text{Colonne 1}$$

$$\Rightarrow \quad Y' \begin{pmatrix} 86826 & 5.688 & 0.00 & 0.00 \\ 86977 & 5.938 & 0.10 & 0.00 \\ 86961 & 6.438 & 0.20 & 0.00 \\ 86976 & 7.063 & 0.30 & 0.00 \end{pmatrix} \quad \text{Colonne 2 à Ns+1}$$

$$\Rightarrow \quad U' \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix} \quad \text{Colonne Ns+2 à Ns+Nu+1}$$

$$\Rightarrow \quad X' \begin{pmatrix} 87 & 100 \\ 87 & 100 \\ 87 & 100 \\ 87 & 100 \end{pmatrix} \quad \text{Colonne Ns+Nu+2 à Ns+Nu+Nx+1}$$

$$\Rightarrow \quad Index [2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7]$$

Remarque : La compatibilité avec la toolbox de Matlab53 impose un rangement des données [T, Y, U, X] en ligne.

```

function
[Time,Y,U,X,Index] = TDBLoad(LoadCase,TimeOK,Nyux,IndexCase,varargin)

% TDBLoad
%
% Lecture des variables des fichiers de donnees experimentales
%
% input
%     LoadCase : traitement pour Apprentissage (Learning)
%                ou Généralisation (Simulation)
%     TimeOK   : colonne 1 = temps ?                (boolean)
%     Nyux     : [Ny Nu Nx]                        (vecteur)
%     IndexCase: traitement pour indexation automatique (index
%                calculés en fonction de Nyux (IndexNyux) ou
%                indexation paramétrée (IndexParam)
%     varargin : 1: nom de base (Apprentissage ou généralisation)
%                2: vecteur d'index si Indexcase='IndexParam'
%
% output
%     Time     : instants d'échantillonnage          (vecteur)
%     Y,U,X   : sorties - entrées Généralisation    (vecteurs)
%     vararginout: Index=[iY, iU, iX]              (vecteur)

if TimeOK == 1                                % model.variables.index
    iT = [1];
else
    iT = [0];
end

Ns = Nyux(1); Nu = Nyux(2); Nx = Nyux(3);

BaseName = varargin{1};

% Calcul des indices pour la decomposition des bases en Y, U et X
switch lower(IndexCase)
case 'indexnyux'
    iY = [iT+1:iT+Nyux(1)];
    if Nyux(2) >= 1
        iU = [iT+Nyux(1)+1:iT+Nyux(1)+Nyux(2)];
    else
        iU = [0];
    end
    if Nyux(3) >= 1
        iX = [iT+Nyux(1)+Nyux(2)+1:iT+Nyux(1)+Nyux(2)+Nyux(3)];
    else
        iX = [0];
    end
    end
    Index = [iY, iU, iX];

case 'indexparam'
    Index = varargin{2};
    iY = Index(1:Ns);
    iU = Index(Ns+1:Ns+Nu);
    iX = Index(Ns+Nu+1:Ns+Nu+Nx);
end

% Chargement de base

fprintf('Base de donnees unique');
BaseName_ext=strcat(BaseName, '.txt');
fprintf('\nNom de la base de données (%s) : %s\t',LoadCase,BaseName_ext);

```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
Database = load(BaseName_ext);

if TimeOK == 1           % Colonne temps dans Colonne 1
    Time = Database(:,1);
elseif TimeOK == 0      % Pas de colonne temps
    Time = 0;
else                    % Mauvaise valeur pour TimeOK
    fprintf('\nTimeOk doit etre egal à 0 ou 1\n'); ;
    break;
end

Y = Database(:,iY);
if iU ~= 0,
    U = Database(:,iU);
else,
    U = [];
end
if iX ~= 0,
    X = Database(:,iX);
else,
    X = [];
end

% Rangement des donnees en ligne
Time = Time';
Y = Y';
U = U';
X = X';
```

TDBWINDOW

Construction des bases d'apprentissage et de généralisation

[TA, YA, UA, XA, varargout]=**TDBWindow** (WinCase, T, Y, U, X, varargin)

Inputs :

WinCase [string] : 'rand' ou 'partition'
T [real array] : colonne temps
Y, U, X [real array] : Entrées – sorties du modèle

varargin

Outputs :

TA [real array] : temps d'échantillonnage
YA, UA, XA [real matrix] : Sorties-Entrées du système
Varargout

Deux cas sont envisagés :

- WinCase = 'rand' : Le nombre d'éléments de la base d'apprentissage représente un pourcentage, ppc, de la base totale chargée via TDBLoad. Les éléments sont pris de manière aléatoire dans toute la base.
- WinCase = 'partition' : La base d'apprentissage représente une fenêtre d'échantillons de la base totale.

<u>1^{er} cas</u> : WinCase = 'rand'	<u>2^{eme} cas</u> : WinCase = 'partition'
varargin1 = ppc (ppc = 10 par défaut) varargout1 = ppc	Varargin1 = Varargout1 = indice borne inférieure Varargin2 = Varargout1 = indice borne supérieure

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
function [TA, YA, UA, XA, varargout] = TDBWindow (WinCase, T, Y, U, X, varargin)

% TDBWindow
%
% Construction des bases d'apprentissage et de généralisation
%
% input
%     WinCase           : paramètre pour le choix du type de fenêtre
%                       rand : choix d'un nombre d'exemples aléatoires
%                       partition : choix d'une partie des exemples
%     T, Y, U, X       : entrées-sorties d'une base d'Apprentissage
%     ppc              : pourcentage d'exemples retenus en apprentissage
%
% output
%     TA, YA, UA, XA   : fenêtre des entrées-sorties pour l'Apprentissage

fprintf('\nBase unique en Apprentissage et en Généralisation');

samples = size (Y,2);

switch lower(WinCase)
case 'rand'
    if nargin == 5,
        ppc = 10;
    else
        ppc = varargin{1};
    end
    fprintf('\nNombre d''exemples : %d\t', ceil(samples*ppc/100));

    ind_aleat = randperm(samples);
    for (i = 1:ceil(samples*ppc/100))
        if (isempty(T)) | (T == 0)
            TA = 0;
        else
            TA(i) = T(ind_aleat(i));
        end

        YA(:,i)=Y(:,ind_aleat(i));           % Base Apprentissage aléatoire

        if (isempty(U)) | (U == 0)
            UA = 0;
        else
            UA(:,i)=U(:,ind_aleat(i));
        end

        if (isempty(X)) | (X == 0)
            XA = 0;
        else
            XA(:,i)=X(:,ind_aleat(i));
        end
    end
    varargout{1} = ppc;

case 'partition'
    if nargin == 5,
        WinRand = randperm(round(samples*10/100));
        WinLow  = WinRand(1);
        WinHigh = WinLow + round(samples*60/100);
    else
        WinLow  = varargin{1}
    end
end
```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
    WinHigh = varargin{2}
end

fprintf('\nNombre d''exemples : %d\t', WinHigh-WinLow+1);

if (isempty(T)) | (T == 0)
    TA = 0;
else
    TA = T(WinLow:WinHigh);
end

YA = Y(:,WinLow:WinHigh);

if (isempty(U)) | (U == 0)
    UA = 0;
else
    UA = U(:,WinLow:WinHigh);
end

if (isempty(X)) | (X == 0)
    XA = 0;
else
    XA = X(:,WinLow:WinHigh);
end

varargout{1} = WinLow;
varargout{2} = WinHigh;
end
```

TDBCOND

Conditionnement de base de données

`[ACond,varargout]=TDBCond (A ,‘CondType’, varargin)`

Inputs :

A [real matrix] : matrice à conditionner
 ‘CondType’ [string] : type de conditionnement
 varargin

Outputs :

ACond [real matrix] : matrice conditionnée
 varargout

Deux types de conditionnement sont opérationnels, selon la valeur de ‘CondType’ :

- ‘Norm’ ou ‘Norm_Fix’ :: *Normalisation*
- ‘Unnorm’ : *Dénormalisation*

Il est à noter que la procédure de normalisation peut se faire de deux manières différentes.

1^{er} cas : ‘CondType’ = ‘norm’

Dans ce cas, les données sont normalisées dans l’intervalle [Alimit] = [Min Max] déterminé à partir de la base de mesures.

2^e cas : ‘CondType’ = ‘norm_fix’

Dans ce cas, les données sont normalisées dans l’intervalle [Alimit] = [Min Max] fixé par l’utilisateur.

Dans ces deux cas, les varargin et varargout sont définis de la manière suivante :

varargin{1} = [Min Max] Limites de l’espace de normalisation [Alimit]

$$\text{varargout}\{1\} = \text{premmx_OK} \begin{cases} = 1 \text{ si } [\text{Alimit}] = [-1 \ 1] \\ = 0 \text{ sinon} \end{cases}$$

$$\text{varargout}\{2\} = \text{Aparam} \begin{cases} = [\text{MinA} \ \text{MaxA}] \text{ si } \text{premmx} = 1 \\ = [a \ b] \text{ sinon (Cf calcul des paramètres de normalisation)} \end{cases}$$

Remarque : *Calcul des paramètres de normalisation*

Soient V : grandeur à normaliser
 V_{norm} : grandeur normalisée
 V_{Min} : Valeur min de V
 V_{Max} : Valeur max de V

$$\begin{array}{l} \text{On a :} \\ \text{avec} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} V_{Norm} = a \cdot V + b \quad (\text{Normalisation}) \\ V = \frac{V_{Norm} - b}{a} \quad (\text{Dénormalisation}) \\ a = \frac{Max - Min}{V_{Max} - V_{Min}} \\ b = \frac{Min \cdot V_{Max} - Max \cdot V_{Min}}{V_{Max} - V_{Min}} \end{array} \right.$$

En ce qui concerne la dénormalisation des données, elle s'obtient avec CondType = 'unnorm'.

Les entrées de type varargin sont définies comme suit :

varargin{1} = premmmx_ok

varargin{2} = Aparam

```

function [Acond,varargout] = TDBCond(A,condtype,varargin)
% TDBCond
%
% Condition de bases de données
%
% input
%     A           : matrice à conditionner (matrice)
%     'CondType'  : type de conditionnement (string)
%     varargin    : à définir selon le type de conditionnement
%
% output
%     ACond(matrice) : matrice conditionnée

if isempty(A),
    fprintf ('\n\tMatrice vide\n');
else
    switch lower(condtype)

    case 'norm'
        ALimit = varargin{1}; % Limites de normalisation
        if ALimit == [-1 1]
            [Acond,MinA,MaxA] = premnmx(A);
            varargout(1) = {1}; % premnmx_ok = 1
            A_B(:,1)=MinA;
            A_B(:,2)=MaxA;
            varargout(2) = {A_B}; % [Min Max] pour postmmx
        else
            Min = ALimit(1);
            Max = ALimit(2);
            Min_Max(:,1) = min(A,[],2); % AMin
            Min_Max(:,2) = max(A,[],2); % AMax
            for k = 1:size(A,1),
                Ak_Min = Min_Max(k,1);
                Ak_Max = Min_Max(k,2);
                A_B(k,1) = ( Max-Min ) / ( Ak_Max-Ak_Min );
                tempo = (Min*Ak_Max) - (Max*Ak_Min);
                A_B(k,2) = tempo / ( Ak_Max-Ak_Min );
            end
            for i = 1:size(A,1),
                for j = 1:size(A,2),
                    Acond(i,j) = ( A_B(i,1)*A(i,j) ) + A_B(i,2);
                end
            end
            varargout(1) = {0}; % premnmx_ok = 0
            varargout(2) = {A_B}; % [A B] pour dénormalisation
        end

    case 'norm_fix'
        ALimit = varargin{1}; % Limites de normalisation
        Min = ALimit(1);
        Max = ALimit(2);
        Min_Max = varargin{2}; % [Min Max] de la matrice A

        for k = 1:size(A,1),
            Ak_Min = Min_Max(k,1);
            Ak_Max = Min_Max(k,2);
            A_B(k,1) = ( Max-Min ) / ( Ak_Max-Ak_Min );
            tempo = (Min*Ak_Max) - (Max*Ak_Min);
            A_B(k,2) = tempo / ( Ak_Max-Ak_Min );
        end
        for i = 1:size(A,1),

```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
        for j = 1:size(A,2),
            Acond(i,j) = ( A_B(i,1)*A(i,j) ) + A_B(i,2);
        end
    end
    varargout(1) = {0};      % premmmx_ok = 0
    varargout(2) = {A_B};   % [A B] pour dénormalisation

case 'unnorm'
    premmmx_ok = varargin{1};
    Aparam = varargin{2};
    if premmmx_ok == 1
        Acond=postmmx(A,Aparam(:,1),Aparam(:,2));
    else
        for i = 1:size(A,1),
            for j = 1:size(A,2),
                Acond(i,j) = ( A(i,j)-Aparam(i,2) ) / Aparam(i,1);
            end
        end
    end

case 'md'
    fprintf('Procédure à construire\n');
    break;
end
end
```

RN_TOPOLOGY

Topologie du réseau de neurones

```
[RNstruc, NN, MinMaxNN] =
    RN_topology(Rectype, Nsux, MinMax, nnc_ns, varargin);
```

Inputs :

Rectype [string] : 'direct' ou 'recurrent'
 Nsux [integer array] : Vecteur[ns nu nx]
 MinMax [real matrix] : $\begin{bmatrix} YMin & YMax \\ UMin & UMax \\ XMin & XMax \end{bmatrix}$
 Nnc_ns [integer array]: [nnc ns]
 varargin

Outputs :

RNstruc [integer array] : [nnc ns]
 NN [integer array] : $\begin{bmatrix} \underbrace{Na \dots Na}_{Ns} & \underbrace{Nb \dots Nb}_{Nu+Nx} & \underbrace{Nc \dots Nc}_{Ns} & \underbrace{Nk \dots Nk}_{Ne} \end{bmatrix}$
 MinMaxNN [real matrix] : MinMaxYUX (Cf source)

Cette procédure définit, d'une part, la structure du réseau de neurones en fonction des ordres de régression du modèle et, d'autre part, la matrice construite à partir des valeurs [Min Max] des entrées-sorties du modèle et du vecteur NN.

L'entrée de type varargin est définie comme suit :

$$\text{varargin}\{1\} = \text{LagSpace} = [Na \ Nb \ Nc \ Nk]$$

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
function [RNstruc, NN, MinMaxNN] = RN_topology(RecType, Nsux, MinMax,
nnc_ns, varargin)

%% INITIALISATION DES CONSTANTES
ns = Nsux(1);
nu = Nsux(2);
nx = Nsux(3);
ne = nu + nx;

na=[]; nb=[]; nc=[]; nk=[]; nnc= nnc_ns(1);

Ymin_max = MinMax(1:ns,:);
Umin_max = MinMax(ns+1:ns+nu,:);
Xmin_max = MinMax(ns+nu+1:ns+nu+nx,:);

%% DEFINITION DU NOMBRE DE NEURONES CACHES
while isempty(nnc)
    fprintf('\n\nNombre de neurones caches nnc');
    nnc = input (' : ');
end

RNstruc=[nnc,ns];

%% DEFINITION DES CONSTANTES DE REGRESSION
switch lower(RecType)
case 'direct'
    na = 0;
    nb = 1;
    nc = 0;
    nk = zeros(1,ne);
otherwise
    if nargin == 3,
        fprintf('\n\nOrdres de regression\n');

        while isempty(na)
            fprintf('\tRegression sur les sorties na');
            na = input (' : ');
        end

        while isempty(nb)
            fprintf('\tRegression sur les entrees nb');
            nb = input (' : ');
        end
    end
    while isempty(nc)
        fprintf('\tRegression sur les erreurs nc');
        nc = input (' : ');
    end
    for i=1:ne
        nki = [];
        while isempty(nki)
            fprintf('\tRetard E/S nk(%d)',i);
            nki = input (' : ');
        end
        nk(i) = nki;
    end
elseif nargin == 4,
    LagSpace = varargin{1};
    NLag = length(LagSpace);
    na = LagSpace(1);
    nb = LagSpace(2);
    nc = LagSpace(3);
```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
nk = LagSpace(4:NLag);
end
end

MinMaxNN = [];
NN(1:ns) = na;
NN(ns+1:ns+nu+nx) = nb;
NN(ns+ne+1:ns+ne+ns) = nc;
NN(ns+ne+ns+1:ns+ne+ns+ne) = nk;
for i=1:ns
    if na~=0
        for j=1:na
            MinMaxNN = [MinMaxNN;Ymin_max(i,:)];
        end
    end
end
if nb~=0
    for i=1:nu
        for j=1:nb
            MinMaxNN = [MinMaxNN;Umin_max(i,:)];
        end
    end
    for i=1:nx
        for j=1:nb
            MinMaxNN = [MinMaxNN;Xmin_max(i,:)];
        end
    end
end
end
```

TDBYUX2PHI

Construction de la matrice PHI à partir des matrices [Entrées-Sorties] du système Y, U & X et du vecteur de régression NN.

`[PHI]=TDBYUX2PHI (NN, RecType, Y, U, X, varargin)`

Inputs :

NN [integer array] : Ordres de régression & retard (Cf RN_topology)
RecType [string] : 'direct' ou 'recurrent'
Y, U, X [real matrix] : Entrées-sorties du système
varargin

Outputs :

PHI [real matrix] : Entrées-Sorties du modèle

Cette procédure a pour but de construire la matrice Entrées-Sorties bouclées, PHI, du modèle pour le cas d'un réseau de neurones direct ou bouclé.

Le paramètre d'entrée 'RECTYPE' doit prendre les trois valeurs suivantes :

- 'DIRECT' :

Dans le cas d'un réseau direct, la matrice PHI est la concaténation des vecteurs entrées, U et X, du système.

Exemple: `[PHI] = tdbYUX2PHI (NN, Y, U, X, 'direct')`

- 'RECURRENT' :

Dans le cas d'un réseau bouclé, l'attribut 'model.recurrence.learning' est ajouté via le paramètre varargin{1}. Cet attribut peut prendre deux valeurs :

* '*MEASUREMENTS*' :

Cette procédure correspond à la construction de la matrice PHI dans le cas d'un réseau bouclé sur les mesures. Elle est employée dans le cas où les grandeurs estimées pour l'horizon k ne sont pas connues.

Exemple: `[PHInorm] = tdbYUX2PHI (NN, 'recurrent', Ynorm, Unorm, Xnorm, 'measurements');`

* '*SIMULATIONS*' :

Cette procédure est identique au cas « measurements ». Elle boucle non pas sur les mesures mais sur des valeurs estimées par le modèle.

Exemple: `[PHInorm] = tdbYUX2PHI (NN, 'recurrent', Ynorm, Unorm, Xnorm, 'simulations');`

```

function [PHI] = tdbYUX2PHI (NN,RecType,Y,U,X,varargin)

% Y,U,X sont disposés en ligne
if (isempty(Y) | (Y==0),
    ns = 0;
else
    ns = size(Y,1);
end

if (isempty(U) | (U==0)
    nu = 0;
else
    nu = size(U,1);
    samples = size(U,2);
end
if (isempty(X) | (X==0)
    nx = 0;
else
    nx = size(X,1);
    samples = size(X,2);
end
ne = nu+nx;
na = NN(1:ns);
nb = NN(ns+1:ns+ne);
nc = NN(ns+ne+1:ns+ne+ns);           % vecteur de regression sur les
erreurs
nk = NN(ns+ne+ns+1:ns+ne+ns+ne);    % (dim=dim(sorties)

nsa = sum(na);
neb = sum(nb);

if sum(nc) ~= 0
    fprintf('\n\tnc = zeros(1:ns) : PAS DE PRISE EN COMPTE DES
ERREURS\n\tDANS CETTE VERSION\n');
end

index = 1;                           % initialisation de l'indice de PHI

switch lower(RecType)

case 'direct'
    if nu ~= 0 & nx ~= 0
        PHI = [U ; X];
    elseif nu == 0 & nx ~= 0
        PHI = [X];
    elseif nu ~= 0 & nx == 0
        PHI = [U];
    end

case 'recurrent'
    RecPhi = varargin{1};
    switch lower(RecPhi);

    case 'measurements'
        if na ~= 0
            for j=1:ns
                for i=na(j):-1:1
                    for k=1:samples
                        if (k-i) > 0
                            PHI(index,k) = Y(j,k-i);
                        else

```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
        PHI(index,k) = 0;
    end
end
index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
end
end
end

if (sum(nb) ~= 0) & (nu~=0)
    for j=1:nu
        for i=nb(j):-1:1
            for k=1:samples
                if (k-i-nk(j)) > 0
                    PHI(index,k) = U(j,k-i-nk(j));
                else
                    PHI(index,k) = 0;
                end
            end
            index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
        end
    end
end

if (sum(nb) ~= 0) & (nx~=0)
    for j=1:nx
        for i=1:nb(nu+j)
            for k=1:samples
                if (k-i-nk(nu+j)) > 0
                    PHI(index,k) = X(j,k-i-nk(nu+j));
                else
                    PHI(index,k) = 0;
                end
            end
            index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
        end
    end
end

case 'simulations'
    horizonk=size(Y,2);
    if na ~= 0
        for j=1:ns
            for i=na(j):-1:1
                if (horizonk-i) > 0
                    PHI(index) = Y(j,horizonk-i);
                else
                    PHI(index) = 0;
                end
                index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
            end
            % index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
        end
    end

if (sum(nb) ~= 0) & (nu~=0)
    for j=1:nu
        for i=nb(j):-1:1
            if (horizonk-i-nk(j)+1) > 0
                PHI(index) = U(j,horizonk-i-nk(j)+1);
            else
                PHI(index) = 0;
            end
        end
    end
end
```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
        end
        index=index+1;      % incrementation de l'indice de PHI
    end
    % index=index+1;      % incrementation de l'indice de PHI
end
end

if (sum(nb) ~= 0) && (nx~=0)
    for j=1:nx
        for i=nb(nu+j):-1:1
            if (horizonk-i-nk(nu+j)+1) > 0
                PHI(index) = X(j,horizonk-i-nk(nu+j)+1);
            else
                PHI(index) = 0;
            end
            index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
        end
        % index=index+1;    % incrementation de l'indice de PHI
    end
end

    PHI = PHI';
end
end
```

Remarque : La prise en compte de l'erreur selon l'ordre de régression N_c n'est pas effective dans cette procédure. Ainsi le cas où $N_c \neq 0$ provoque l'arrêt du programme.

RNSIM

Simulation d'un réseau de neurones.

```
[YGhatnorm] = RN_sim(net,model.recurrence.lagspace,model.recurrence.type,
                    YGnorm,UGnorm,XGnorm,model.recurrence.simulation);
```

Inputs :

```
net [object]      :      Objet RN créé par Matlab [model.formalism]
model.recurrence.lagspace [array]  :      Espace de régression (vecteur Nn)
model.recurrence.type [string]     :      'direct' ou 'recurrent'
YGnorm [matrix]   :      Sorties du modèle
UGnorm,XGnorm [matrix] :      Entrées du modèle
model.recurrence.simulation [string]:      'measurements' ou 'simulations'
```

Outputs :

```
YGhatnorm [real matrix] :      Sorties estimées du modèle
```

```
function [Yhat] = RN_sim(net,NN,RecType,Y,U,X,varargin)

% Y,U,X sont disposés en ligne
if (isempty(Y) | (Y==0),
    ns = 0;
else
    ns = size(Y,1);
end

if (isempty(U) | (U==0)
    nu = 0;
else
    nu = size(U,1);
    samples = size(U,2);
end
if (isempty(X) | (X==0)
    nx = 0;
else
    nx = size(X,1);
    samples = size(X,2);
end
ne = nu+nx;
na = NN(1:ns);
nb = NN(ns+1:ns+ne);
nc = NN(ns+ne+1:ns+ne+ns);           % vecteur de regression sur les
erreurs
nk = NN(ns+ne+ns+1:ns+ne+ns+ne);    % (dim=dim(sorties)
% vecteur de retard pur sorties/entrées

switch lower(RecType)
```

```

case 'direct'
    if nu ~= 0 & nx ~= 0
        PHI = [U ; X];
    elseif nu == 0 & nx ~= 0
        PHI = [X];
    elseif nu ~= 0 & nx == 0
        PHI = [U];
    end

    Yhat=sim(net,PHI);

case 'recurrent'
    RecSim = varargin{1};

    % largeur de la fenetre de recurrence
    horizonk = max(max(na), max(nb)+max(nk));

    % Initialisation des sorties
    if (isempty(Y) | (Y==0),
        Yini(ns,1:horizonk) = 0; % On n'a pas les leres mesures en
    Y
        Yhat(ns,1:horizonk) = 0;
    else % On a les leres mesures en Y
        Yini(:,1:horizonk) = Y(:,1:horizonk);
        Yhat(:,1:horizonk) = Y(:,1:horizonk);
    end

    % Initialisation du vecteur PHIhat
    if ne==0
        PHIhat(:,1:horizonk) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
            Yini(:,1:horizonk), [], [], 'measurements');
    elseif nu==0
        PHIhat(:,1:horizonk) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
            Yini(:,1:horizonk), [], X(:,1:horizonk), 'measurements');
    elseif nx==0
        PHIhat(:,1:horizonk) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
            Yini(:,1:horizonk), U(:,1:horizonk), [], 'measurements');
    else
        PHIhat(:,1:horizonk) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
            Yini(:,1:horizonk), U(:,1:horizonk),
X(:,1:horizonk), 'measurements');
    end

    % Calcul de Yhat
    switch(RecSim)
    case 'measurements'

        if ne==0
            PHIhat(:,horizonk+1:samples) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                Y(:,horizonk+1:samples), [], [], RecSim);
        elseif nu==0
            PHIhat(:,horizonk+1:samples) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                Y(:,horizonk+1:samples), [], X(:,horizonk+1:samples), RecSim);
        elseif nx==0
            PHIhat(:,horizonk+1:samples) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                Y(:,horizonk+1:samples), U(:,horizonk+1:samples), [], RecSim);
        else
            PHIhat(:,horizonk+1:samples) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...

```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
Y(:,horizonk+1:samples),U(:,horizonk+1:samples),X(:,horizonk+1:samples),
RecSim);
    end

    Yhat(:,horizonk+1:samples) = sim(net,PHIhat(:,horizonk+1:samples));

    case 'simulations'
        % Yhat(:,horizonk+1:samples) = 0;

        for k = horizonk+1:samples,
            Yhat(:,k) = 0;

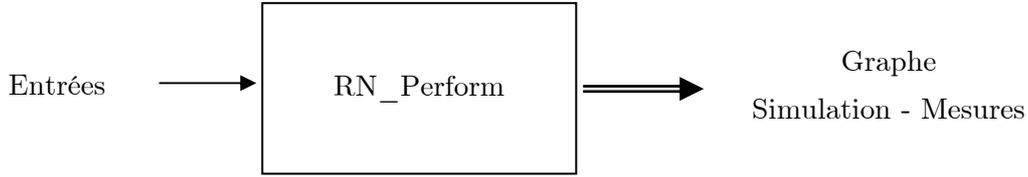
            if ne==0
                PHIhat(:,k) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                    Yhat(:,k-horizonk:k), [], [], RecSim);
            elseif nu==0
                PHIhat(:,k) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                    Yhat(:,k-horizonk:k), [], X(:,k-horizonk:k), RecSim);
            elseif nx==0
                PHIhat(:,k) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                    Yhat(:,k-horizonk:k), U(:,k-horizonk:k), [], RecSim);
            else
                PHIhat(:,k) = tdbYUX2PHI (NN,RecType,...
                    Yhat(:,k-horizonk:k), U(:,k-horizonk:k), X(:,k-horizonk:k),
RecSim);
            end

            Yhat(:,k) = sim(net,PHIhat(:,k));

        end
    end
end
end % END du case otherwise ('regressif' ou 'boucle')
```

III. Description RN PERFORM

La matrice PHI étant construite, il est maintenant possible de mettre en œuvre une identification par réseau de neurones de type direct ou bouclé, via la procédure RN_Perform.



Les entrées de la procédure RN_Perform sont les suivantes :

- Model : Objet (.mat) contenant les infos du modèle RN
- Time_OK : Prise en compte du temps
- Trainparam : [RegRatio, Epochs_show, Epochs_Max, Stop_crit]
- Typelayer : Type de fonctions d'activation
- Typetrain : Algorithme d'apprentissage du réseau de neurones
- Nnc_ns : vecteur [nnc ns]

Le principe de cette procédure est de réaliser, dans un premier temps, l'opération de prétraitement des bases de données (normalisation, dissociation des bases d'apprentissage et de généralisation) afin de construire la matrice PHI à présenter au modèle RN. Ensuite, les opérations d'apprentissage et de généralisation du réseau sont effectuées. Il est à noter que le réseau obtenu se présente sous la forme d'un objet intitulé « NET » regroupant l'ensemble des caractéristiques du réseau. Pour plus de détails sur l'objet « NET », veuillez consulter la documentation de la Neural Network ToolBox de MATLAB.

Il est à noter que cette procédure génère un objet, ayant pour nom « model.name » contenant non seulement l'objet « net » mais aussi l'ensemble des paramètres liés au réseau, soit la totalité des attributs de l'objet « model.name ».

Remarques :

- Typelayer = {'tansig', 'purelin'} → 1 couche cachée de type sigmoïde & 1 couche de sortie de type linéaire
- Typetrain = 'trainlm' → Apprentissage avec l'algorithme de Levenberg Marquardt
- RegRatio : Taux de performance de la Régularisation γ définie par la relation :

$$msereg = \gamma \cdot mse + (1 - \gamma) \cdot msw \text{ avec } \begin{cases} mse = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2 \\ msw = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n w_j^2 \end{cases}$$

D'un point de vue algorithmique, le pseudo code ci après décrit la procédure employée pour effectuer la tâche d'identification d'un modèle à réseaux de neurones.

PSEUDO-CODE de RN_Perform

Procédure RN_Perform

begin

TDBLOAD

Chargement de la base de données

TDBCOND

Normalisation de la base de données

TDBAPP_GEN

Construction des bases d'apprentissage et de généralisation

TDBYUX2PHI

Construction de la matrice PHI

MISE EN ŒUVRE DU RESEAU

Définition du réseau : Newff

Apprentissage du réseau sur la Base d'apprentissage : Train

Simulation du réseau sur la base de Généralisation : RN_sim

Dénormalisation des valeurs simulées

Calcul des erreurs absolues et relatives

TRACE

Graphe des données mesurées, simulées et des erreurs

SAVE

Sauvegarde des données mesurées, simulées et des erreurs

End

Pour des raisons de simplicité d'utilisation, nous avons adopté une représentation du modèle sous la forme d'un objet « net » dont les attributs regroupent les caractéristiques du modèle.

Définition des attributs de l'objet « model »

model

name [string] : Nom de l'objet modèle à sauvegarder
formalism [objet] : Objet « net » généré par la RN toolbox 3.01

model.datafile

name [string] : Nom de la base de données pour l'apprentissage ou la simulation du RN

model.variables

name [string array] : Noms des variables du RN (entrées-sorties)
bound [real matrix] : Bornes [Min Max] de chaque variable
Nsux [integer array] : Vecteur [Ns Nu Nx]
period [real] : Période d'échantillonnage des mesures
nnc [integer] : Nombre de neurones cachés

model.recurrence

type [string] : 'direct' ou 'recurrent'
learning [string] : 'measurements' ou 'simulations'
simulation [string] : 'measurements' ou 'simulations'
lagspace [real array] : espace de regression (vecteur NN)

model.norms

name [string] : 'logsig_bound'
Type de normalisation associée aux fonctions d'activation du RN
bound [real array] : Bornes [Min Max] de normalisation
param [real matrix] : Paramètres [A B] de normalisation de chaque variable

model.perf [real array] : Coefficient de corrélation entre les sorties simulées et cibles.

RN_Perform

```

function RN_Perform (model,time_ok,trainparam,typelayer,typetrain,nnc_ns)

model.type = 'nnet'

% CHARGEMENT DES DONNEES
%
fprintf('Chargement des données :\t');
    ns = model.variables.Nsux(1);
    nu = model.variables.Nsux(2);
    nx = model.variables.Nsux(3);
    ne = nu + nx;
%
[T,Y,U,X,Index] =
TDBLoad('learning',time_ok,model.variables.Nsux,'IndexNyux',model.datafile.
name);
%
fprintf('OK\n');
%
fprintf('Construction Bases Apprentissage-Généralisation :\t');
[TA,YA,UA,XA] = TDBWindow('PARTITION',T,Y,U,X);
%
TG = T;
YG = Y;
UG = U;
XG = X;
%
fprintf('OK\n');

% NORMALISATION DES DONNEES
%
fprintf('Normalisation des données :\t');
Ymin_max = model.variables.bound(1:ns,:);
Umin_max = model.variables.bound(ns+1:ns+nu,:);
Xmin_max = model.variables.bound(ns+nu+1:ns+nu+nx,:);
%
[YAnorm,Ypremnmx_ok,Yparam] =
tdbcond(YA,'norm_fix',model.norms.bound,Ymin_max);
[YGnorm] = tdbcond(YG,'norm_fix',model.norms.bound,Ymin_max);
if nu ~= 0
    [UANorm,Upremnmx_ok,Uparam] =
tdbcond(UA,'norm_fix',model.norms.bound,Umin_max);
    [UGnorm] = tdbcond(UG,'norm_fix',model.norms.bound,Umin_max);
else
    UAnorm = []; UAparam = [];
    UGnorm = []; UGparam = [];
end
%
if nx ~= 0
    [XAnorm,Xpremnmx_ok,Xparam] =
tdbcond(XA,'norm_fix',model.norms.bound,Xmin_max);
    [XGnorm] = tdbcond(XG,'norm_fix',model.norms.bound,Xmin_max);
else
    XAnorm = []; XAparam = [];
    XGnorm = []; XGparam = [];
end
if nu == 0 & nx ~= 0
    model.norms.param = [Yparam;Xparam];

```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
elseif nu ~= 0 & nx == 0
    model.norms.param = [Yparam;Uparam];
elseif nu ~= 0 & nx ~= 0
    model.norms.param = [Yparam;Uparam;Xparam];
end

%
fprintf('OK\n');

% CHOIX DE LA TOPOLOGIE
fprintf('Choix de la topologie :\t');
[nnc_ns,          model.recurrence.lagspace,          Bound4newff]          =          ...
RN_topology(model.recurrence.type,model.variables.Nsux,model.variables.bound);
%
fprintf('OK\n');

%% CONSTRUCTION DE LA MATRICE PHI
fprintf('Construction Matrice PHI :\t');
[PHIA] =
tdbYUX2PHI(model.recurrence.lagspace,model.recurrence.type,YAnorm,UAnorm,XAnorm,model.recurrence.learning);
[PHIG] =
tdbYUX2PHI(model.recurrence.lagspace,model.recurrence.type,YGnorm,UGnorm,XGnorm,model.recurrence.learning);
%
fprintf('OK\n');

%% DEFINITION DU RESEAU
fprintf('Définition du réseau de neurones :\t');
net=newff(Bound4newff,nnc_ns,typelayer,typetrain);
%
% Définition des paramètres d'apprentissage
net.performFcn = 'msereg'; % Régularisation contre l'overfitting
net.performParam.ratio = trainparam(1); % Taux de performance de la Régularisation
net.trainParam.show = trainparam(2); % Itération pour l'affichage
net.trainParam.epochs = trainparam(3); % Nombre d'itérations maximal
net.trainParam.goal = trainparam(4); % Critère d'arrêt
net.trainParam.min_grad = 1e-30;
net.trainParam.mu_max = 1e100;
%net.trainParam.mu
%net.trainParam.mu_inc
%net.trainParam.mu_dec
%
fprintf('OK\n');

%% APPRENTISSAGE DU RESEAU
fprintf('Apprentissage du réseau de neurones :\n');
size_IW=size(net.IW{1,1});
%net.IW{1,1}=rand(size_IW); % Initialisation aléatoire poids CC
entre 0 et 1
net.IW{1,1}=0.1*ones(size_IW); % Initialisation poids CC à 0.1
size_B=size(net.b{1});
%net.b{1}=rand(size_B); % Initialisation aléatoire biais entre
0 et 1
net.b{1}=0.1*ones(size_B); % Initialisation biais à 0.1
%
net = train(net,PHIA,YAnorm);
%
model.formalism = net;
```

Annexe : Outils Matlab pour l'implémentation de RN

```
%% SIMULATION DU RESEAU SUR LA BASE DE GENERALISATION
fprintf('Simulation du réseau de neurones sur la base de Généralisation
:\t');
% [YGsimNorm] = RN_sim1(net,Regress,model.recurrence.lagspace,PHIG);
[YGhatnorm]
RN_sim(net,model.recurrence.lagspace,model.recurrence.type,...
    YGnorm,UGnorm,XGnorm,model.recurrence.simulation);
fprintf('OK\n');

%% DENORMALISATION DES VALEURS SIMULEES PAR LE RESEAU
fprintf('Dénormalisation des données simulées :\t');
[model.output]=tdbcond(YGhatnorm,'unnorm',Ypremnmx_ok,Yparam);
[model.target]=tdbcond(YGnorm,'unnorm',Ypremnmx_ok,Yparam);
fprintf('OK\n');

%% CALCUL DES ERREURS ABSOLUE ET RELATIVE
fprintf('Calcul des erreurs absolue et relative :\t');
Err_abs=abs(model.output-model.target);
Err_rel=abs((model.output-model.target)./model.target)*100;
fprintf('OK\n');

%% GRAPHE SORTIES SIMULEES-MESURES & ERREURS
Ytitle = model.variables.name(1:ns,:);
Trace (model.target,model.output,Err_abs,Err_rel,ns,Ytitle);

% Analyse post-apprentissage des résultats simulés
% Régression linéaire entre les sorties simulée et cible
fprintf('Analyse post-apprentissage :\t');
for i = 1:ns
    figure
    [m(i),b(i),r(i)] = postreg(model.output(i,:),model.target(i,:));
end
model.perf = r;
fprintf('OK\n');

% Enregistrement de paramètres du modèle
% fprintf('Modele AOut = f(Vampl,Vfreq,Finj,Vinj)\n');
%
repsave = menuouinon ('Sauvegarder ?');
if (repsave == 'o'),
    eval (['save ' model.name ' model']);
    fprintf('\nReseau sauvegardé \n');
end
```

Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour le Transport d'Énergie Sans Fil par onde hyperfréquence

Mots clefs :

Centrales Solaires Orbitales - Transport d'Énergie Sans Fil - Magnétron – Verrouillage par Injection – Stratégie de Contrôle Hybride – Réseau de Neurons – Modèle Inverse Neuronal

Résumé

Présenté initialement à l'agence spatiale américaine par P. Glaser comme une source potentielle d'énergie alternative renouvelable et propre, le projet de *Centrales Solaires Orbitales* est basé sur le concept de *Transport d'Énergie Sans Fil* (TESF). Le principe consiste à collecter directement dans l'espace l'énergie solaire, puis à la transmettre vers une base de réception terrestre, via un faisceau hyperfréquence.

Dans le cadre des actions menées dans le domaine du TESH au niveau terrestre, une solution technologique permettant de répondre au cahier des charges imposé au système d'émission a retenu notre attention : mettre en œuvre un réseau d'antenne phasé alimenté par des *magnétrons* de moyenne puissance.

Dans cette optique, ce travail de recherche présente une approche originale du contrôle des grandeurs de sortie d'un magnétron opérant en situation de *verrouillage par injection*. Afin de prendre en compte le comportement non linéaire du magnétron, une *stratégie de contrôle hybride* a été mise en œuvre pour le contrôle de la fréquence et de l'amplitude d'un magnétron de moyenne puissance (2.45 GHz) verrouillé par injection et débitant sur une charge fixe. L'aspect hybride est constitué par l'association d'un algorithme de *Contrôle Direct Inverse* impliquant un *réseau de neurones* non linéaires modélisant la fonction de transfert inverse du magnétron, avec un correcteur linéaire en boucle fermée de type PID.

Le développement d'un dispositif de caractérisation expérimentale d'un magnétron verrouillé par injection a permis de collecter des bases de mesures nécessaires à un apprentissage supervisé et généralisé pour l'identification du contrôleur neuronal. Les meilleures performances en terme de conduite du magnétron ont été obtenues avec une boucle de contrôle effectuant une permutation dynamique entre le correcteur neuronal non linéaire et le correcteur linéaire PID tout en assurant une stabilité de la phase sur l'ensemble de la bande de verrouillage.

Hybrid Control Algorithm Of An Injection Locked Magnetron For Wireless Power Transportation

Keywords :

Solar Power Satellite - Wireless Power Transportation - Magnetron – Injection Locking – Hybrid Control Strategy - Artificial Neural Network – Neural Inverse Model

Abstract

With the aim to put forward an alternative renewable and large-scale energy source to Mankind P. Glaser presented the project of *Solar Power Satellite* to the american spatial agency. This scheme consists in collecting directly in space the solar energy before being targeted on a terrestrial reception base by means of a focused microwave beam. This principle is founded on the concept of *Wireless Power Transportation (WPT)*. To complete this project successfully, a preliminary “earthwork” strategy is adopted by the international researchers community, before upgrading to a spatial project. In terrestrial point-to-point WPT systems prototypes or proposals, one of the preferred microwave power projection system consists in a phased array antenna supplied by individual mid-power range microwave sources : *magnetron*. To be efficiently coupled to projecting systems and to allow electronic steering and beam-forming, magnetrons have to be synchronised to a reference frequency and controlled in phase and amplitude. For this purpose, this research work presents a new approach of the control of the output parameters of an *injection locked* magnetron. In order to take into account the non linear behaviour of this microwave tube, an *hybrid control strategy* was designed to control the amplitude and frequency of a magnetron in fixed-load operations. This control algorithm involves a non linear *artificial neural network* modelling the plant inversion mapping, in combination with a classical linear PID feedback controller.

Supervised and Generalized learning with experimental databases collected from a magnetron measurement bench developed in our laboratory was adopted to identify the neural controller. A dynamical control architecture, which switches either on a non linear control loop or a classical linear PID feedback loop, allows to drive the frequency and amplitude of the magnetron, while its phase remains steady, all over the injection locking bandwidth.