



HAL
open science

**Analyse comportementale des filtres à capacités
commutées pour les radiocommunications : Conception
d'une nouvelle architecture en technologie BiCMOS 0,35
 μm**

Ahmed El Oualkadi

► **To cite this version:**

Ahmed El Oualkadi. Analyse comportementale des filtres à capacités commutées pour les radiocommunications : Conception d'une nouvelle architecture en technologie BiCMOS 0,35 μm . Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Poitiers; Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers - ESIP, 2004. Français. NNT : . tel-00948226

HAL Id: tel-00948226

<https://theses.hal.science/tel-00948226>

Submitted on 17 Feb 2014

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.

THESE

Pour l'obtention du Grade de

Docteur de l'Université de Poitiers

ECOLE SUPERIEURE d'INGENIEURS DE POITIERS

(Diplôme national – arrêté du 30 mars 1992)

Ecole doctorale : Sciences Pour l'Ingénieur

SPECIALITE

Electronique, Microélectronique et Nanoélectronique

Présentée par

Ahmed EL OUALKADI

« *Analyse comportementale des filtres à capacités commutées
pour les radiocommunications :
Conception d'une nouvelle architecture en technologie
BiCMOS 0,35 μm* »

Directeur de thèse : **Rachid ALLAM**

Co-directeur de thèse : **Jean-Marie PAILLOT**

Soutenue le mercredi 8 décembre 2004

JURY

Rapporteurs :

Bernard JARRY

Farid TEMCAMANI

Examineurs :

Alain FABRE

Eric RIUS

Rachid ALLAM

Jean-Marie PAILLOT

Professeur, Université de Limoges

Maître de Conférences HdR, ENSEA de Paris

Professeur, Université de Bordeaux

Maître de Conférences HdR, Université de Brest

Maître de Conférences HdR, Université de Poitiers

Professeur, Université de Poitiers

A mes parents,
A mes frères et sœurs,
A tous ceux qui me sont chers...

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers (ESIP), sur le site de l'Institut Universitaire de Technologie (IUT) d'Angoulême.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur Gérard CHAMPENOIS, Directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle et plus particulièrement Monsieur Lucien DASCALESCU, Professeur à l'Université de Poitiers et Responsable de l'équipe de recherche en électronique et électrostatique d'Angoulême, qui ont accepté de m'accueillir dans ce laboratoire. Ma gratitude s'adresse également à Monsieur Rachid ALLAM, Maître de conférences HdR à l'Université de Poitiers, pour avoir accepté d'encadrer cette thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Alain FABRE, Professeur à l'Université de Bordeaux, qui a accepté de présider ce jury.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Bernard JARRY, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Farid TEMCAMANI, Maître de Conférences HdR à l'École Nationale Supérieure d'Électronique et de ses Applications de Paris, qui ont accepté la lourde tâche de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Je voudrais également remercier Monsieur Eric RIUS, Maître de Conférences HdR à l'Université de Brest, d'avoir accepté de participer au jury de thèse en qualité d'examineur.

J'adresse particulièrement mes plus sincères remerciements à Monsieur Jean-Marie PAILLOT, Professeur à l'Université de Poitiers, et co-directeur de thèse, pour la confiance qu'il m'a témoigné mais aussi pour ses encouragements, sa disponibilité, son enthousiasme et bien entendu ses compétences techniques dont il a su me faire bénéficier.

Ce travail a été l'objet d'une collaboration entre le laboratoire et la société EADS-TELECOM dans le cadre du projet européen « Multimodules ». En conséquence, je remercie vivement Messieurs Hervé GUEGNAUD, Michel ROBBE et Hervé MOKRANI de la société EADS-TELECOM pour les discussions techniques et l'apport de leurs compétences au service de ce projet.

Je remercie tous les membres de l'équipe de recherche d'électronique et d'électrostatique de l'IUT d'Angoulême, pour leur aide et leur compétence technique. Je tiens également à témoigner ma reconnaissance aux personnels administratifs et aux enseignants de l'IUT d'Angoulême et plus particulièrement ceux du département Génie Electrique et Informatique Industrielle pour leur gentillesse et leur soutien.

Mes remerciements vont également à Mesdemoiselles Mercedes FOURGEAUD et Aurèle BARDOULAT, pour leur disponibilité, et pour toute l'aide et le soutien qu'elles ont su m'apporter pendant la rédaction de ce mémoire.

Pour conclure, un grand merci à ma famille qui m'a encouragé et m'a soutenu tout au long de ces années d'études.

Table des matières

Liste des illustrations.....	vi
Liste des tableaux.....	xii
Glossaire.....	xiii
Introduction générale.....	p.1

Chapitre 1 : Systèmes de radiocommunication et filtres associés

<u>Introduction</u>	p.6
1. Systèmes d'émission-réception radiofréquences.....	p.8
1-1. Présentation d'une architecture d'émetteur-récepteur radiofréquence.....	p.8
1-2. Architecture des dispositifs d'émission radiofréquence.....	p.12
1-3. Architectures des dispositifs de réception radiofréquence.....	p.13
1-3-1. Architecture de réception superhétérodyne.....	p.14
1-3-2. Architecture des dispositifs de réception à conversion directe	p.19
1-3-3. Architecture des dispositifs de réception faible FI (Low-IF).....	p.23
1-3-4. Synthèse.....	p.25
2. Filtres radiofréquences et micro-ondes.....	p.27
2-1. Filtres dans la chaîne de réception.....	p.28
2-2. Filtres analogiques passifs.....	p.30
2-2-1. Filtres à ondes de surface.....	p.31
2-2-2. Filtres LC à éléments localisés et à éléments distribués.....	p.34
2-2-3. Filtres micromécaniques intégrés.....	p.39

2-3. Filtres analogiques actifs.....	p.41
2-3-1. Filtres Gm-C.....	p.42
2-3-2. Filtres actifs LC (Q-Enhanced LC).....	p.46
2-3-3. Filtres à capacités commutées (Switched Capacitor Filters).....	p.50
2-4. Synthèse.....	p.52
<u>Conclusion</u>.....	p.53
<u>Références du chapitre 1</u>.....	p.54

Chapitre 2 : Méthodes d'analyse des filtres à capacités commutées

<u>Introduction</u>.....	p.63
1. Théorie et techniques de commutation.....	p.65
1-1. Résistances commutées.....	p.65
1-2. Capacités commutées.....	p.67
1-3. Application à un filtrage passe-bas.....	p.69
2. Différentes structures des filtres à capacités commutées.....	p.71
3. Principe général et architectures des filtres en « peigne ».....	p.73
3-1. Principe général des filtres à capacités commutées.....	p.73
3-2. Architecture simplifiée des filtres à capacités commutées.....	p.78
4. Méthodes d'analyses de filtres à capacités commutées.....	p.80
4-1. Introduction.....	p.80
4-2. Analyse des filtres à capacités commutées en utilisant la transformée en z.....	p.81
4-3. Application du formalisme des matrices de conversion aux filtres à capacités commutées.....	p.84

4-3-1. Principe des matrices de conversion.....	p.84
4-3-2. Application aux filtres à capacités commutées.....	p.91
4-3-3. Procédure d'utilisation des matrices de conversion.....	p.94
4-3-4. Calcul des coefficients de Fourier.....	p.95
4-3-5. Obtention de la fonction de transfert du circuit.....	p.97
4-4. Analyse des filtres à capacités commutées par d'autres logiciels commerciaux.....	p.100
4-4-1. Simulateurs temporels.....	p.100
4-4-2. Equilibrage spectral (Harmonic balance).....	p.100
5. Exploitation du logiciel et résultats préliminaires.....	p.102
5-1. Variation des éléments fondamentaux.....	p.103
5-2. Variation des éléments parasites.....	p.108
<u>Conclusion</u>.....	p.112
<u>Références du chapitre 2</u>.....	p.114

Chapitre 3 : Etude de la commande des filtres à capacités commutées

<u>Introduction</u>.....	p.118
1. Génération des signaux de commande du filtre à capacités commutées.....	p.120
1-1. Registre à décalage.....	p.120
1-2. Généralités et solutions pour commander des filtres à capacités commutées.....	p.121
1-2-1. Solutions pour la commande.....	p.121
1-2-2. Généralités sur les oscillateurs en anneau contrôlés en tension.....	p.123

2. Sources du bruit dans les circuits électriques.....	p.127
2-1. Principales sources physiques du bruit.....	p.127
2-2. Origines physiques et modèles des bruits apparaissant dans les transistors.....	p.129
2-2-1. Le bruit thermique.....	p.129
2-2-2. Le bruit de grenaille (shot noise).....	p.130
2-2-3. Le bruit de génération-recombinaison.....	p.131
2-2-4. Le bruit de scintillation (bruit en 1/f).....	p.133
2-2-5. Le bruit RTS.....	p.136
2-3. Le bruit dans les oscillateurs.....	p.138
3. Bruit de phase d'un OCT dans les communications numériques.....	p.141
4. Etude du « jitter » dans les oscillateurs en anneau.....	p.144
4-1. « Jitter » ou gigue de l'OCT en anneau.....	p.144
4-2. Le bruit de phase de l'OCT en anneau.....	p.148
5. Etude expérimentale.....	p.151
<u>Conclusion</u>.....	p.159
<u>Références du chapitre 3</u>.....	p.161

Chapitre 4 : Conception d'un filtre LC à capacités commutées

<u>Introduction</u>.....	p.164
1. Technologie BiCMOS 0,35 μm.....	p.165
1-1. Transistor MOS.....	p.165
1-1-1. Principe de fonctionnement du transistor MOS.....	p.165
1-1-2. Modélisation du transistor MOS.....	p.168

1-2. Technologie BiCMOS pour les radiofréquences.....	p.170
2. Considérations générales sur la conception du circuit complet.....	p.171
2-1. Présentation des travaux préliminaires.....	p.171
2-2. Présentation de la nouvelle architecture de commande.....	p.175
3. Conception du circuit complet.....	p.179
3-1. Conception du circuit de commande : OCT en anneau et portes « ou exclusif ».....	p.179
3-1-1. Conception de l'OCT.....	p.179
3-1-2. Conception des portes logiques.....	p.180
3-1-3. Résultats de conception du circuit de commande.....	p.182
3-2. Conception du filtre à capacités commutées.....	p.186
3-2-1. Etude de la structure classique : filtre RC à capacités commutées.....	p.186
3-2-2. Conception d'une nouvelle structure : filtre LC à capacités commutées.....	p.188
4. Impact du bruit de phase sur la constellation des signaux...p.199	
4-1. Modélisation globale du système.....	p.200
4-2. Validation par simulation.....	p.203
5. Réalisation et résultats de mesure.....	p.205
<u>Conclusion</u>.....	p.210
<u>Références du chapitre 4</u>.....	p.212
<u>Conclusion générale</u>.....	p.215
<u>Liste des publications</u>.....	p.218

Liste des illustrations

Figure 1.1 : Principe d'une chaîne d'émission-réception.....	p.8
Figure 1.2 : Synoptique d'un système d'émission-réception radiofréquence.....	p.9
Figure 1.3 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase.....	p.11
Figure 1.4 : Structure fonctionnelle d'une chaîne d'émission.....	p.12
Figure 1.5 : Structure fonctionnelle d'une chaîne de réception.....	p.13
Figure 1.6 : Architecture d'un récepteur superhétérodyne.....	p.15
Figure 1.7 : Atténuation de la bande image dans les récepteurs superhétérodynes.....	p.16
Figure 1.8 : Compromis entre la valeur de la fréquence intermédiaire et la sélectivité de la chaîne de réception.	p.16
Figure 1.9 : Fréquences parasites après transposition avec la seconde harmonique de l'OL.....	p.18
Figure 1.10 : Problème de la demi fréquence image.....	p.18
Figure 1.11 : Architecture d'un récepteur à conversion directe.....	p.20
Figure 1.12 : Problème lié aux fuites OL dans une chaîne de réception homodyne.....	p.21
Figure 1.13 : Effet d'un appariement entre les voies I et Q. Constellation avec erreur, (a) en gain, (b) en phase.....	p.22
Figure 1.14 : Architecture d'un récepteur faible FI (Low IF).....	p.23
Figure 1.15 : Rejection de l'image, par la méthode de Hartley, (b) par la méthode de Weaver.....	p.24
Figure 1.16 : Importance des éléments de filtrage dans un exemple de récepteur à double conversion.....	p.28
Figure 1.17 : Exemple de gabarit de filtre pour la 1 ^{er} FI GSM/DSC 1800.....	p.28
Figure 1.18 : Arborescente de différents types de filtres.....	p.30
Figure 1.19 : Structure « classique » d'un filtre à onde de surface.....	p.32
Figure 1.20 : Filtre équivalent à lignes à retard acoustiques.....	p.33
Figure 1.21 : Pondération sur (a) l'amplitude ou (b) la phase.....	p.33
Figure 1.22 : Filtre LC de type quadripôle passifs.....	p.35
Figure 1.23 : Filtre LC passe-bande de structure classique en échelle.....	p.35
Figure 1.24 : Portion de ligne microruban d'impédance Z_0 , chargée par Z_c	p.36

Figure 1.25 : Portion de ligne équivalente à une inductance.....	p.37
Figure 1.26 : Portion de ligne équivalente à une capacité parallèle.....	p.38
Figure 1.27 : Structure d'une capacités MEMS « commutateur cantilever », (a) dans l'état ouvert, (b) dans l'état fermé.....	p.39
Figure 1.28 : Transformation d'une ligne micro ruban usuelle en ligne auto-suspendue, (a) d'une ligne micro ruban usuelle (b) ligne auto-suspendue.....	p.40
Figure 1.29 : (a) Cellule de base d'un filtre Gm-C, (b) circuit équivalent.....	p.42
Figure 1.30 : Cellule différentielle simple de type N.....	p.44
Figure 1.31 : Structure du filtre LC (Q-enhanced).....	p.46
Figure 1.32 : Circuit différentiel du filtre actif LC (Q-enhanced).....	p.47
Figure 1.33 : Architecture d'un intégrateur à base des capacités commutées, (a) inverseur, (b) non inverseur.....	p.50
Figure 2.1 : Circuit à résistance commutée.....	p.65
Figure 2.2 : Equivalence de Fried.....	p.67
Figure 2.3 : Signaux de commande des interrupteurs.....	p.67
Figure 2.4 : Passe-bas du premier ordre et signaux de commande.....	p.69
Figure 2.5 : Schéma d'un intégrateur à capacités commutées.....	p.71
Figure 2.6 : Schéma d'un intégrateur « insensible » aux capacités parasites.....	p.72
Figure 2.7 : Filtre en peigne.....	p.73
Figure 2.8 : Allure de la fonction de transfert globale du filtre.....	p.76
Figure 2.9 : Signaux de commande d'un filtre en peigne.....	p.77
Figure 2.10 : Allures des formes d'ondes d'entrée et de sortie d'un filtre à capacités commutées lorsque la fréquence d'entrée est égale à la fréquence de commutation.....	p.77
Figure 2.11 : Allure du spectre de sortie d'un filtre à capacités commutées.....	p.78
Figure 2.12 : Architecture d'un filtre RC à N capacités commutées.....	p.78
Figure 2.13 : Cellule de base d'un filtre RC à capacités commutées.....	p.81
Figure 2.14 : Exemple de fonction de transfert d'un filtre RC à capacités commutées.....	p.83
Figure 2.15 : Non-linéarité résistive.....	p.86
Figure 2.16 : Non-linéarité réactive.....	p.88
Figure 2.17 : Schéma du filtre RC à N capacités commutées avec des transistors MOS à effet de champ.....	p.91

Figure 2.18 : Schéma équivalent du transistor à effet de champ.....	p.91
Figure 2.19 : Représentation de la variation de $g_d(t)$	p.96
Figure 2.20 : Schéma du filtre avec une seule branche.....	p.97
Figure 2.21 : Fonction de transfert globale simulée à une fréquence de commutation de 500 MHz, avec $N=8$ branches.....	p.101
Figure 2.22 : Paramètres du filtre.....	p.102
Figure 2.23 : Fonctions de transfert du filtre à 8 branches pour différentes valeurs de résistances. Ici la composante DC et les deux premiers harmoniques ($n=1$ et $n=2$) de la fonction de transfert sont représentées.....	p.104
Figure 2.24 : Fonctions de transfert du filtre autour de $F_0 = 500$ MHz (pour l'harmonique $n=1$).....	p.104
Figure 2.25 : Fonctions de transfert du filtre à 8 branches avec différentes valeurs de capacités commutées.....	p.106
Figure 2.26 : Effet de faible valeur de la capacité sur la fonction de transfert du filtre autour de 500 MHz, pour (a) $C = 1$ pF, et (b) $C = 12,7$ pF.....	p.107
Figure 2.27 : Fonctions de transfert du filtre autour de $F_0 = 500$ MHz, avec deux différentes valeurs de $R_{on} = 10 \Omega$ et 100Ω	p.108
Figure 2.28 : Pertes d'insertion en fonction de C_d s.....	p.109
Figure 3.1 : Schéma simplifié d'un registre à décalage.....	p.120
Figure 3.2 : Signaux de commande réalisés avec un registre à décalage circulaire.....	p.121
Figure 3.3 : Topologie standard d'un oscillateur avec résonateur LC.....	p.122
Figure 3.4 : Structure générale d'un oscillateur en anneau.....	p.123
Figure 3.5 : Structure générale d'une cellule de retard.....	p.123
Figure 3.6 : Modèle du bruit thermique d'une résistance avec, (a) un générateur de courant en parallèle, (b) un générateur de tension en série.....	p.130
Figure 3.7 : Représentation du signal de sortie d'un oscillateur avec une variation temporelle « jitter ».....	p.139
Figure 3.8 : Spectre d'un oscillateur avec bruit de phase.....	p.139
Figure 3.9 : Différentes zones du spectre de bruit de phase d'un oscillateur.....	p.140
Figure 3.10 : Diagramme de constellation de la modulation QPSK avec bruit de phase...p.142	p.142
Figure 3.11 : Représentation de la mesure du critère EVM pour un symbole d'une modulation numérique.....	p.142
Figure 3.12 : Principe de la « first crossing approximation » pour la détermination du « jitter ».....	p.145

Figure 3.13 : Formes d'ondes de deux signaux de commande successifs.....	p.151
Figure 3.14 : Formes d'ondes des signaux d'entrée et de sortie du filtre.....	p.152
Figure 3.15 : Fonction de transfert globale en module et phase du filtre à capacités commutées.....	p.152
Figure 3.16 : Allure du spectre du signal modulé en fréquence.....	p.154
Figure 3.17 : Effet de la modulation sur deux signaux de commande voisins.....	p.154
Figure 3.18 : Fonction de transfert globale en module et phase du filtre à capacités commutées avec l'application d'une modulation de fréquence sur les signaux de commande.....	p.155
Figure 3.19 : Fonction de transfert en module et phase autour de la fréquence de commande $F_0 = 25$ KHz.....	p.156
Figure 3.20 : Fonction de transfert en module et phase autour de la fréquence de commande $F_0 = 25$ KHz, avec l'effet de modulation.....	p.156
Figure 3.21 : Fonction de transfert (module et phase) pour une fréquence de commutation de 25 KHz, lors d'une modulation FM ayant un indice $m = 5$ ($f_m = 200$ Hz, $\Delta f = 1$ KHz)....	p.157
Figure 3.22 : Fonction de transfert (module et phase) pour une fréquence de commutation de 25 KHz, lors d'une modulation FM ayant un indice $m = 19,23$ ($f_m = 1,3$ KHz, $\Delta f = 25$ KHz).....	p.157
Figure 4.1 : Structure du transistor NMOS.....	p.166
Figure 4.2 : Schéma équivalent du modèle du transistor MOS en radiofréquences.....	p.168
Figure 4.3 : Schéma électrique du premier filtre avec 2 x 4 branches.....	p.171
Figure 4.4 : Fonction de transfert globale du filtre.....	p.172
Figure 4.5 : Zoom de la fonction de transfert autour d'une fréquence centrale de 400 MHz.....	p.172
Figure 4.6 : Fonction de transfert du filtre après retro simulation.....	p.173
Figure 4.7 : Structure générale d'un OCT en anneau avec N cellules différentielles de retard.....	p.176
Figure 4.8 : Signaux théoriques de commande obtenus à la sortie des portes « ou exclusif ».....	p.176
Figure 4.9 : Circuit de commande composé du OCT en anneau et des portes « ou exclusif », pour N = 8 cellules.....	p.177
Figure 4.10 : Allures de signaux de commande réalisés avec les sorties de l'oscillateur en anneau pour N = 8.....	p.178
Figure 4.11 : Cellule de retard avec l'amplificateur différentiel NMOS.....	p.179

Figure 4.12 : Porte « ou exclusif », (a) architecture de la porte « ou exclusif », (b) schéma électrique de la porte « ou exclusif ».....	p.181
Figure 4.13 : Formes d'ondes des huit signaux de sortie de l'OCT en anneau pour $F_{osc} = 273$ MHz.....	p.182
Figure 4.14 : Fréquence d'oscillation simulée en fonction du courant de polarisation I_{SS} de l'OCT en anneau.....	p.183
Figure 4.15 : Signaux de commande $x_1(t)$, $x_2(t)$ et $x_3(t)$ obtenus en simulation pour une fréquence de commande de 500 MHz.....	p.184
Figure 4.16 : Densité spectrale de puissance de bruit de phase de l'OCT en anneau.....	p.185
Figure 4.17 : Filtre à capacités commutées à $N = 8$ branches.....	p.186
Figure 4.18 : Influence des capacités C_{ds} sur la dynamique.....	p.187
Figure 4.19 : Influence de la résistance R_{on} sur la dynamique.....	p.187
Figure 4.20 : Cellule de base formée d'un filtre élémentaire LC du second ordre.....	p.188
Figure 4.21 : Fonctions de transfert du filtre LC élémentaire seul et du filtre LC à capacités commutées pour l'harmonique $n = 0$	p.189
Figure 4.22 : Fonctions de transfert du filtre LC à capacités commutées autour d'une fréquence centrale de 500 MHz, pour (a) des fréquences d'offset négatives, (b) des fréquences d'offset positives.....	p.190
Figure 4.23 : Formes d'ondes temporelles des signaux d'entrée et de sortie du filtre en utilisant des commutateurs idéaux, (a) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation F_o , (b) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation $F_o/2$	p.191
Figure 4.24 : Module du gain en tension en fonction de la fréquence pour une fréquence de commutation $F_o = 500$ MHz pour : (a) un filtre LC à capacités commutées, (b) un filtre RC à capacités commutées.....	p.192
Figure 4.25 : Schéma montrant l'impédance d'entrée Z_e du filtre LC à capacités commutées.....	p.193
Figure 4.26 : Représentation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du filtre LC à capacités commutées.....	p.193
Figure 4.27 : Formes d'ondes temporelles des signaux d'entrée et de sortie du filtre, (a) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation F_o , (b) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation $F_o/2$	p.194
Figure 4.28 : Pour $F_e = F_o$: spectres d'amplitude, (a) du signal d'entrée, et (b) du signal de sortie.....	p.195

Figure 4.29 : Pour $F_e = F_o/2$: spectres d'amplitude, (a) du signal d'entrée, et (b) du signal de sortie.....	p.195
Figure 4.30 : Module du gain en tension en fonction de la fréquence pour une fréquence de commutation $F_o = 500$ MHz pour : (a) un filtre LC à capacités commutées ($L = 200$ nH, $R_L = 10 \Omega$, $C = 50$ pF), (b) un filtre RC à capacités commutées ($R = 1$ K Ω et $C = 50$ pF).	p.196
Figure 4.31 : Fonction de transfert du filtre LC à capacités commutées en fonction de la fréquence distante de la poteuse ($L = 200$ nH, $R_L = 10 \Omega$, $C = 50$ pF, $F_o = 500$ MHz).....	p.197
Figure 4.32 : Représentation théorique des deux premiers signaux de commande $x_1(t)$ et $x_2(t)$ du filtre lors de l'application d'un « jitter ».....	p.199
Figure 4.33 : Diagramme de constellation de la modulation $\pi/4$ DQPSK.....	p.202
Figure 4.34 : Diagramme fonctionnel utilisé pour la simulation du système.....	p.203
Figure 4.35 : Représentations de la constellation d'entrée (idéale) et de la constellation obtenue en sortie du circuit dans le cas d'un bruit de phase non corrélé.....	p.204
Figure 4.36 : Représentations de la constellation d'entrée (idéale) et de la constellation obtenue en sortie du circuit dans le cas d'un bruit de phase corrélé.....	p.204
Figure 4.37 : Dessin du masque du filtre à capacités commutées et de son circuit de commande, la taille totale est de $1,1 \times 1,75$ mm ²	p.206
Figure 4.38 : Photomicrographie du filtre à capacités commutées et de son circuit de commande, la taille totale est de $1,1 \times 1,75$ mm ²	p.206
Figure 4.39 : S ₂₁ paramètre du filtre LC à capacités commutées mesurée autour de $F_o = 300$ MHz par l'analyseur de réseau « Anritsu 37325C ».....	p.207
Figure 4.40 : Fonction de transfert en module et phase mesurée autour d'une fréquence de commutation $F_o = 300$ MHz.....	p.208

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Nombre de blocs et particularités de chaque récepteur.....	p.26
Tableau 1.2 : Comparaison de performances de quelques topologies de filtres Gm-C.....	p.45
Tableau 1.3 : Comparaison de performances de quelques réalisations de filtres actifs LC.....	p.49
Tableau 1.4 : Comparaison des performances de filtres passe-bande à capacités commutées.....	p.51
Tableau 1.5 : Bilan comparatif des différentes techniques de filtrage.....	p.52
Tableau 2.1 : Influence des différents paramètres constituant le modèle du transistor.....	p.110
Tableau 4.1 : Résumé des performances en simulation.....	p.198
Tableau 4.2 : Valeurs normalisées d'EVM.....	p.205
Tableau 4.3 : Résumé des performances mesurées du circuit.....	p.208

Glossaire

ADC	Analog to Digital Converter
ADS	Advanced Design System
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
AsGa	Arséniure de Gallium
BB	Bande de Base
BER	Binary Error Ratio
BiCMOS	Bipolar Complementary Metal Oxyde Semiconductor
BP	Bande Passante
BSIM	Berkeley Short-channel IGFET Model
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
Clk	Clock
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
DCS	Digital cross-connect System
DLL	Delay Locked Loop
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DR	Dielectric Resonator
DSP	Digital Signal Processor
EADS	European Aeronautic Defence and Space Company
ECL	Emitter Coupled Logic
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency-Division Duplexing
FI	Fréquence Intermédiaire
FIR	Finite Impulse Response
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
GSM	Global System for Mobile communications
HF	Haute Fréquence
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low Pass Filter

MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
MESFET	Metal Oxyde Semiconductor Field-Effect Transistor
MIM	Metal Interlayer Metal
MHS	MATRA HARRIS Semi-conducteurs
NMOS	Transistor MOS à canal N
MOS	Metal Oxyde Semiconductor
NADC	North American Digital Cellular
OCT	Oscillateur Contrôlé en Tension
OL	Oscillateur Local
PHC	Pacific Digital Cellular
PHS	Personal Handyphone System
PMOS	Transistor MOS à canal P
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Fréquence
RTS	Random Telegraph Signal
Rx	Partie réception
SAW	Surface Acoustic Waves
SCF	Switched Capacitor Filters
SiGe	Silicium Germanium
SNR	Signal Noise Ratio
SOC	System On-Chip
SSB	Single-Sided Band
TDD	Time-Division Duplexing
TETRAPOL	TErrestrial Truncated RAdio for the POLice
Tx	Partie émission
UMTS	Universal Mobile Communications System
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VHF	Very High Frequency

Introduction générale

Pour tous les pays, les télécommunications sont devenues une priorité incontournable. Les rapides développements de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. A titre d'information, on compte actuellement plus des deux tiers de la population Française détenant un téléphone portable.

Les applications civiles telles que les télécommunications par satellites, les téléphonies mobiles, l'automobile avec les radars anticollisions, les transmissions de données connaissent un essor rapide grâce à la maîtrise des techniques mises en oeuvre.

Ainsi, le développement spectaculaire notamment des communications sans fil au cours des dernières années a conduit à une recherche de technologies robustes et fiables, à des coûts relativement raisonnables dans le domaine de l'électronique. Les études développées dans le cadre de nouveaux marchés militaires et civils sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activités de l'électronique radiofréquence (RF) et hyperfréquence (HF). Cette évolution a essentiellement poussé les concepteurs vers la recherche de nouvelles architectures de circuits électroniques fiables, très performants et intégrables à faible coût. Ainsi, pour répondre aux besoins croissants de circuits RF et HF de plus en plus performants et répondant à plusieurs contraintes technologiques et économiques, un nombre croissant d'ingénieurs et de scientifiques sont mobilisés pour le développement de ceux-ci. Il faut noter qu'une partie importante de ce personnel s'intéresse exclusivement au développement des techniques de conception assistée par ordinateur (CAO) de ces circuits. La CAO occupe actuellement une place privilégiée dans la chaîne de fabrication des grandes entreprises et des sociétés de renommée internationale (ex. IBM, Motorola, Nokia, etc).

Cependant, la conception de circuits intégrés monolithiques reste une tâche difficile et son succès dépend des simulations réalisées pour les outils de CAO. Toute réalisation technologique étant extrêmement onéreuse, il est indispensable, avant la fabrication d'un circuit, d'en prévoir le fonctionnement de la façon la plus exacte possible. Par conséquent, il est nécessaire de disposer de modèles non-linéaires, précis, fiables et compatibles avec les outils de CAO actuellement disponibles. Les méthodes de simulation utilisées aujourd'hui pour la conception de circuits reposent essentiellement sur une modélisation des éléments linéaires et non-linéaires constituant le circuit.

D'autre part, le développement remarquable des systèmes d'émission-réception pour la radiocommunication mobile demande des efforts permanents en terme d'analyse et de conception des circuits intégrés radiofréquences très performants. Les filtres électroniques constituent un des principaux éléments de base de toute chaîne d'émission-réception radiofréquence. Afin d'être utilisés dans les téléphones cellulaires ou tout appareil de communication mobile, ces filtres devraient être caractérisés par une petite taille et une faible consommation. Par conséquent, l'intégration de la fonction assurant le filtrage est une étape intéressante pour réduire la taille globale des systèmes de radiocommunication actuels. Cette intégration a été considérée depuis longtemps comme un vrai challenge pour les concepteurs.

Actuellement, dans les systèmes modernes de radiocommunications, les filtres passifs (externes) tels que les filtres à ondes de surface (SAW), céramiques ou cristaux sont très largement utilisés. Ces filtres présentent une très bonne sélectivité (forts facteurs de qualité). Cependant, ils sont difficilement accordables sur une large bande de fréquence et ils possèdent des pertes d'insertions importantes. De plus, ils sont encombrants et leur coût de fabrication est élevé. L'utilisation de filtres radiofréquences intégrés constitue une alternative intéressante pour remédier à ces inconvénients. De nombreuses topologies ont été étudiées, mais très souvent, soit ces topologies n'étaient pas accordables sur une large bande de fréquence, soit elles n'étaient pas suffisamment sélectives. Pour répondre à ces limitations, nous avons choisi de travailler sur les filtres à capacités commutées.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux présentés dans ce mémoire. Ces travaux ont pour objectif principal d'étudier la faisabilité des filtres monolithiques radiofréquences à capacités commutées pour la radiocommunication mobile, et de pouvoir procéder à l'analyse et à la conception de ces filtres en technologie standard BiCMOS 0,35 μm .

Ces filtres n'ont pas encore la place qui devrait leur revenir dans le domaine des radiocommunications, alors que, dans le domaine des basses fréquences (par exemple audio et vidéo), ils occupent déjà une place prépondérante. Les principaux avantages qu'apporteraient ces filtres au domaine de la téléphonie mobile et à tous les systèmes hautes fréquences sont : (1) l'agilité en fonction d'une fréquence d'horloge sur une large bande de fréquence, permettant ainsi de balayer plusieurs canaux, et (2) des facteurs de qualité bien supérieurs à ceux que peuvent atteindre des filtres monolithiques conventionnels tout en étant entièrement intégrables.

Cependant, jusqu'à maintenant, ces filtres étaient généralement simulés en utilisant la transformée en z , c'est à dire en supposant les signaux de commutation idéaux et en ne tenant pas compte d'une part des effets de propagation et d'autre part des éléments parasites. L'analyse comportementale de ces filtres a nécessité la mise au point d'un algorithme original basé sur le formalisme des matrices de conversion, dont le principe général consiste à effectuer une linéarisation des éléments non-linéaires autour du point de fonctionnement grand signal. Cette méthode d'analyse spécialement utilisée pour l'analyse du bruit d'amplitude et de phase des oscillateurs semble à ce jour parmi les plus rigoureuses et les plus efficaces en terme de temps de calcul pour l'analyse de ces types de filtres.

Traditionnellement, en basses fréquences, la commande de filtres à capacités commutées est réalisée à l'aide d'un registre à décalage, or cette technique n'est pas envisageable en radiofréquences. Lors de notre étude, nous proposons une solution originale qui consiste à commander ces filtres à partir d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension et des portes logiques de type « ou exclusif ». Par cette technique nous allons montrer que l'association d'un tel circuit de commande appliqué à ce type de filtres présente des avantages importants et par conséquent devrait les rendre beaucoup plus attractif pour les concepteurs.

Pour répondre aux spécifications de la téléphonie mobile, la structure du filtre a été optimisée pour réduire le facteur du bruit. Également, des simulations ont été réalisées sur l'ensemble du circuit afin de prévoir les dégradations éventuelles qui peuvent être générées par ce type de filtre lors d'une transmission numérique (ex. $\pi/4$ -DQPSK) et d'étudier ainsi l'effet du bruit de phase (« jitter » temporel) généré par le circuit de commande.

Un prototype formé par un filtre LC à capacités commutées et son circuit de commande (oscillateur en anneau avec les portes « ou exclusif » a été fabriqué en technologie standard BiCMOS 0,35 μm , sur une puce de taille de 1100 x 1750 μm^2 . Ce premier prototype a permis à la fois de prouver la faisabilité, de réaliser des premières mesures en radiofréquences sur l'ensemble du circuit, et par conséquent, de confirmer l'intérêt que peuvent susciter ces circuits originaux.

Ce mémoire sera composé de quatre chapitres décrivant les étapes et les points clés de l'analyse et la conception de filtres à capacités commutées.

Dans le premier chapitre, une présentation générale des principaux systèmes de radiocommunication mobile existant dans « la littérature » sera proposée. Cette présentation permettra de montrer l'importance de la fonction de filtrage et l'intérêt d'intégrer les éléments assurant cette fonction pour concevoir des systèmes d'émission-réception totalement intégrés sur une seule et même puce semi-conductrice. Une deuxième partie de ce chapitre permettra de faire le point sur les différentes topologies de filtres micro-ondes et radiofréquences existant dans la bibliographie. Le but est de motiver l'intérêt au développement des nouvelles architectures de filtres radiofréquences capables d'être utilisés pour ces systèmes de réception ou pour tout autre système de radiocommunication.

Le deuxième chapitre exposera les différentes méthodes d'analyse des filtres à capacités commutées. Dans un premier temps, des rappels sur les techniques de commutation, les architectures des filtres à capacités commutées et quelques méthodes permettant d'analyser ces filtres seront exposées. Dans une seconde partie, nous développerons l'application du formalisme des matrices de conversion pour l'analyse de ces filtres. Cette technique de linéarisation qui est largement utilisée pour l'analyse des densités spectrales de puissance du bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs a permis d'obtenir le comportement de ces filtres avec une grande précision et sans que le temps d'analyse ne devienne un obstacle à la conception. Cette méthode d'analyse nous permet d'obtenir des résultats préliminaires et d'établir des premiers critères de choix, ce qui permettra par la suite, d'aborder la partie conception de ces filtres en radiofréquences en connaissant l'influence de l'ensemble des paramètres.

Le troisième chapitre a pour objectif de présenter les difficultés rencontrées lors de la commande des filtres à capacités commutées en radiofréquences. Nous étudierons dans un premier temps quelques solutions pour la génération des signaux de commande, et par la suite, nous présenterons quelques rappels généraux sur les **Oscillateurs Contrôlés en Tension (OCTs)** en anneau. Afin d'étudier l'instabilité de ces oscillateurs, nous rappellerons les sources de bruits et l'impact de ceux-ci sur le fonctionnement général des oscillateurs et spécialement sur les oscillateurs en anneau. Nous étudierons ensuite l'effet d'une gigue temporelle (« jitter ») dans les communications numériques.

Afin d'optimiser le « jitter » ou le bruit de phase dans les OCTs en anneau, les calculs de cette grandeur physique en fonction des paramètres de conception seront détaillés. Une étude expérimentale réalisée sur un filtre à capacités commutées fabriqué à l'aide d'éléments discrets, et commandé en basses fréquences par un registre à décalage complètera ce chapitre. Cette étude permet d'évaluer l'effet du « jitter » sur le comportement des filtres à capacités commutées.

L'objectif du quatrième chapitre est de montrer la faisabilité des filtres à capacités commutées en technologie BiCMOS 0,35 μm pour des applications radiofréquences. Ce chapitre porte donc sur l'étude et la conception d'un nouveau circuit formé de l'association d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande complètement intégré. La faisabilité de l'ensemble du circuit sera argumentée par différents résultats de simulation et par l'étude de l'impact du « jitter » du circuit de commande sur le comportement de ces filtres. Les résultats de mesures en terme de bande d'accord et de facteur de qualité ont permis de conclure à la possibilité d'alternative intéressante que pourraient offrir ces filtres dans le domaine des radiofréquences.

Enfin, la conclusion présente les perspectives associées à ce travail : amélioration des performances obtenues, évolution des filtres à capacités commutées.

Chapitre 1

Systemes de radiocommunication et filtres associés

Introduction

Les technologies de communication sans fil prennent aujourd'hui une importance sans cesse croissante. Les applications sont nombreuses, et couvrent de multiples domaines tels que la téléphonie, le biomédical, la domotique, la transmission informatique et bien d'autres encore. Ces systèmes de communication sans fil sont généralement soumis à deux contraintes : à savoir, la minimisation de la taille et la diminution de la consommation. La première de ces contraintes est évidemment liée à la commodité de l'utilisation et à la portabilité du dispositif alors que la seconde vise quant à elle à maximiser le temps de vie du dispositif portable qui doit puiser son énergie dans une batterie de faible taille.

L'utilisation des technologies de circuits intégrés permet de concilier au mieux ces deux objectifs. L'intérêt du point de vue de l'encombrement est évident, mais de plus, l'utilisation de circuits intégrés permet de travailler avec des impédances plus élevées que les traditionnelles 50Ω généralement imposées aux éléments discrets. Cela permet d'avoir des courants plus faibles, et donc une moindre consommation de puissance. L'intégration sur une même puce électronique des blocs réalisant la partie digitale (traitement de l'information) et les fonctionnalités analogiques (conversion en fréquence) d'un émetteur-récepteur est donc très avantageuse. De plus, sachant que la fonction de filtrage est primordiale pour tout système d'émission réception radiofréquence, par conséquent, l'intégration des éléments assurant cette fonction est très intéressante afin de réduire la taille globale du système. C'est à partir de cette idée que ce travail de thèse s'est développé.

Actuellement, dans les systèmes modernes de radiocommunication sans fil, les filtres passifs externes tels que les filtres à ondes de surface, céramiques ou cristaux sont très largement utilisés. Les avantages majeurs que présentent ces filtres sont de forts facteurs de qualité et une linéarité très importante. Cependant, ils présentent également de nombreux inconvénients puisqu'ils sont difficilement accordables sur une large bande de fréquence, et qu'ils possèdent des pertes d'insertions importantes. De plus, ils sont encombrants, chers à fabriquer et surtout non intégrables sur circuits Silicium. Par conséquent, l'utilisation de filtres radiofréquences intégrés constituerait une solution intéressante pour remédier à ces inconvénients. Pour preuve de nombreuses topologies ont déjà été étudiées, donnant lieu au développement de nouvelles architectures des filtres analogiques radiofréquences.

L'objectif principal de ce chapitre est de mettre en évidence le rôle, l'utilité et la nécessité des filtres dans les systèmes de radiocommunication et l'intérêt de proposer des solutions alternatives avec des filtres entièrement intégrables. Pour cela nous avons divisé ce premier chapitre en deux grandes parties :

La première partie sera totalement consacrée à la description des systèmes de radiocommunication mobile existants. Nous exposerons les fonctions essentielles des chaînes émission-réception radiofréquences et les éléments qui les réalisent. Nous présenterons quelques architectures de chaîne de réception utilisées actuellement dans les systèmes de radiocommunication. Puis, nous définirons quelques paramètres spécifiques des systèmes de réception radiofréquences.

La seconde partie de ce chapitre sera dédiée à l'étude de l'état de l'art de différents types de filtres analogiques radiofréquences et micro-ondes ainsi qu'aux différentes technologies de réalisations.

1. Systèmes d'émission-réception radiofréquences

Il existe différentes topologies de systèmes d'émission-réception pour les radiocommunications. Ces topologies se distinguent principalement par la disposition et le nombre de blocs qu'elles utilisent, mais elles obéissent toutes aux mêmes préceptes de la théorie du signal et doivent répondre aux paramètres de la chaîne d'émission-réception fixés par la norme. Ce sont ces principes que nous allons tout d'abord présenter brièvement dans ce paragraphe et par la suite nous passerons en revue les trois principales architectures de réception. La complexité, la puissance dissipée, l'intégration monolithique et, évidemment, le coût sont les principaux critères pour la sélection d'une architecture d'émission-réception.

1-1. Présentation d'une architecture d'émetteur-récepteur radiofréquence [1, 2]

Une architecture radiofréquences se détermine en fonction de critères techniques et stratégiques comme par exemple le coût du produit. Dans le domaine des communications sans fil, le système moderne radiofréquence doit être le plus compact possible tout en intégrant le plus de fonctions possibles (fonctions constituant la chaîne radiofréquences). Cet effort a largement contribué à rechercher un compromis « prix / performance ».

Le principe d'une liaison radiofréquence est montré en figure 1.1 où le signal récupéré $x'(t)$ doit, selon toute espérance, être identique au signal émis $x(t)$.



Figure 1.1 : Principe d'une chaîne d'émission-réception.

Chaque partie de la chaîne, voie émission ou voie réception, est constituée de sous-ensembles et de fonctions de base. On constate qu'en général la structure des émetteurs est plus simple que celle des récepteurs. La figure 1.2 montre l'implantation de la puce radiofréquence dans un téléphone sans fil. Elle est intercalée entre le commutateur de tête (incluant les filtres) et une partie numérique très complexe qui traite l'information en bande de base par l'intermédiaire d'un DSP (**D**igital **S**ignal **P**rocessor). La puce radiofréquence incorpore deux voies, émission (Tx) et réception (Rx), ainsi qu'une partie synthèse de fréquence réalisée par une boucle à verrouillage de phase.

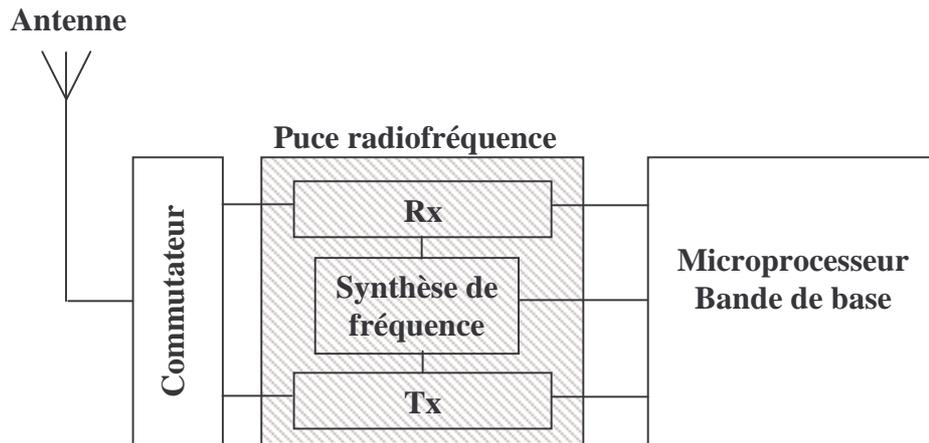


Figure 1.2 : Synoptique d'un système d'émission-réception radiofréquence.

Les différentes architectures qui existent pour les systèmes radiofréquences utilisent toutes des fonctions de base qui se caractérisent en fonction de leurs spécifications : gain, bruit, linéarité, etc. Ces principales fonctions sont réalisées par les circuits suivants :

- **Le commutateur (« switch »)**

Le commutateur, montré en figure 1.2, permet de diriger le signal d'émission (Tx) vers l'antenne et de diriger le signal reçu sur l'antenne vers la chaîne de réception (Rx).

Le commutateur doit impérativement opérer en mode TDD (**T**ime-**D**ivision **D**uplexing) ou FDD (**F**requency-**D**ivision **D**uplexing), selon la norme utilisée. Les pertes d'insertion du commutateur/duplexeur doivent être minimales pour ne pas dégrader les performances en bruit de la chaîne de réception d'une part, et d'autre part pour ne pas limiter la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance situé à l'extrémité de la chaîne d'émission.

- **L'amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier)**

L'amplification faible bruit est une fonction primordiale de toute chaîne de réception. En effet, ses caractéristiques en bruit et gain conditionnent très fortement la performance en bruit de toute la chaîne (formule de Friss). La performance en linéarité est aussi importante. Ces trois caractéristiques influent sur la gamme de puissance des signaux que peut traiter la voie de réception. Cette gamme est limitée pour deux raisons, premièrement pour de faibles puissances, l'amplitude minimale du signal détectable est déterminée par le bruit de l'amplificateur « LNA » et deuxièmement, pour de fortes puissances pour lesquelles l'amplitude du signal est limitée par les signaux brouilleurs qui, par intermodulation, retombent dans le canal utile et gênent ainsi la réception.

• Les mélangeurs (Mixers : Up-converters et Down-Converters) [3, 4]

Les mélangeurs permettent par la multiplication temporelle de deux signaux (l'un étant une sinusoïde pure appelée OL (**O**scillation **L**ocale) l'autre étant le signal RF (**R**adio-**F**réquences)) de transposer le spectre de ce dernier, soit à une fréquence porteuse plus haute fréquence (Up-conversion) soit à une plus basse (Down-conversion). Par exemple, dans la chaîne de réception, le mélangeur diminue la fréquence porteuse du signal radiofréquence vers une fréquence plus basse, appelée FI (**F**réquence **I**ntermédiaire) ou directement en bande de base (BB). En général, les contraintes imposées au mélangeur sont fortes en terme de gain, de bruit, de linéarité et d'isolation. Il faut savoir que le premier mélangeur de la chaîne de réception est critique car il détermine la linéarité de la chaîne.

• Synthétiseur de fréquence [4]

Généralement, la synthèse de fréquence se réalise à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase et les éléments la constituant sont :

- L'**O**scillateur **C**ontrôlé en **T**ension (OCT ou **V**oltage **C**ontrolled **O**scillator : **VCO**),
- Le diviseur de fréquences,
- Le comparateur de phase/fréquence associé au circuit de pompe de charge (« charge pump »),
- Le filtre de boucle.

La boucle à verrouillage de phase est un système à contre-réaction qui permet d'asservir la phase instantanée du signal de sortie du diviseur sur la phase instantanée du signal d'entrée (figure 1.3). Ceci est notamment possible car le comparateur phase/fréquence génère un signal proportionnel à l'erreur de phase entre les signaux qui lui sont appliqués. Ensuite, le circuit de pompe de charge délivre un courant (i_p) positif ou négatif pendant le temps où l'erreur subsiste. Le filtre de boucle permet de conserver uniquement les variations lentes, la tension résultante V_{vco} vient alors rétroagir sur le OCT afin d'ajuster sa fréquence à la fréquence instantanée du signal d'entrée via le diviseur.

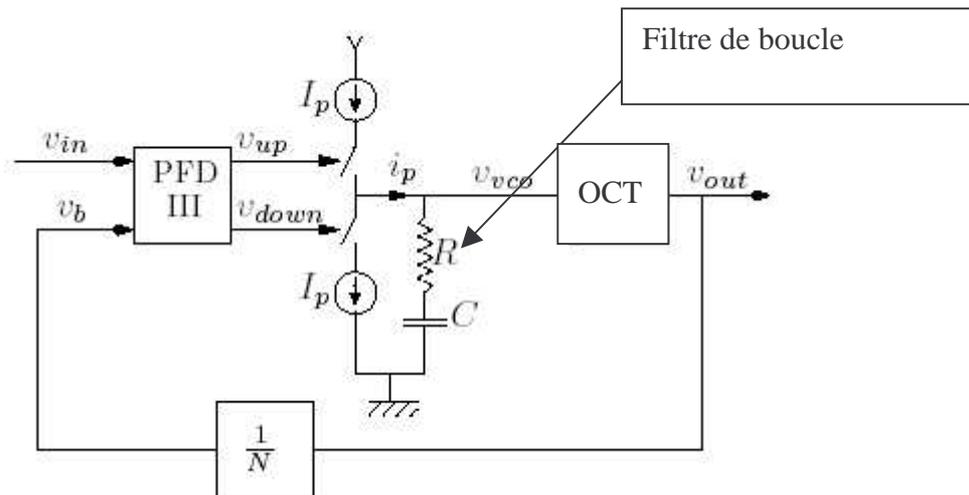


Figure 1.3 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase.

• Amplificateur de puissance [5]

L'amplificateur de puissance est actuellement toujours un composant à part entière c'est-à-dire qu'il est intégré tout seul et non sur la puce radiofréquence. Il doit pouvoir délivrer une puissance de sortie de quelques Watts (ex : 3,2 Watts en mode GSM) sous une tension d'alimentation de plus en plus réduite (au maximum 3,6 Volts). Le rendement en puissance ajoutée doit actuellement dépasser les 50 % car l'amplificateur de puissance consomme près de 80 % de l'énergie du système radiofréquence complet. L'utilisation de classes de fonctionnement à haut rendement, notamment la classe F, est donc indispensable [6].

De plus, dans des conditions d'utilisations difficiles, l'amplitude et la phase du signal subissent l'effet non-linéaire de l'amplificateur et l'information s'en trouve détériorée. Suivant le type de modulation numérique, enveloppe constante ou pas, les contraintes en linéarité peuvent être plus ou moins drastiques. Il faut alors utiliser des techniques dites de linéarisation de l'amplificateur [7].

• Filtres

Suivant l'architecture retenue, il est nécessaire d'utiliser des filtres, en nombre variable, pour éliminer les signaux indésirables. Les contraintes de filtrage en terme de fréquence centrale, de sélectivité et de pertes d'insertion, déterminent les possibilités d'intégration. En principe, seuls les filtres numériques en bande de base peuvent être intégrés, car les filtres radiofréquences sont pour leur part difficilement intégrables sur substrat silicium.

Dans le second paragraphe de ce chapitre, nous verrons plus en détail les types, les fonctionnements, et les performances des différents filtres utilisés dans les systèmes de radiocommunications.

Maintenant nous allons détailler successivement les principaux aspects d'une chaîne d'émission et de réception.

1-2. Architecture des dispositifs d'émission radiofréquence [4]

L'émission d'une information s'effectue à travers la chaîne d'émission à l'aide de plusieurs fonctions de base telles que les fonctions modulation, translation de fréquence et amplification en puissance (figure 1.4). Tout d'abord, l'information analogique (par exemple : la voix) est traitée en bande de base par la partie numérique (DSP); il en résulte des signaux I et Q qui présentent la particularité d'être en quadrature dans le plan complexe. Les modulations numériques utilisant les signaux I-Q sont très utilisées car elles offrent un taux d'erreur binaire faible (BER), une efficacité spectrale et un rendement en puissance importants.

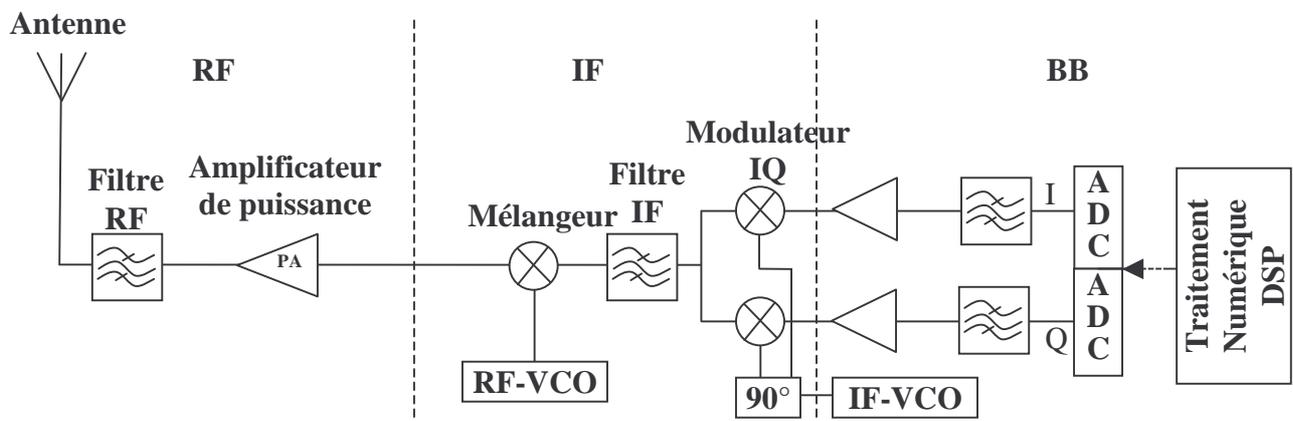


Figure 1.4 : Structure fonctionnelle d'une chaîne d'émission.

Une fois les signaux I-Q synthétisés en bande de base, le modulateur I-Q recombine ces signaux en un signal unique transposé à une fréquence intermédiaire (FI) grâce à un premier oscillateur local (IF-VCO). Ensuite, la fonction translation de fréquence transpose le signal issu du modulateur à la fréquence du canal radio d'émission (RF) grâce cette fois-ci à un deuxième oscillateur local (RF-VCO). Enfin, l'amplificateur de puissance permet de transférer le signal à l'antenne avec la puissance de sortie requise pour l'émission.

1-3. Architectures des dispositifs de réception radiofréquence

La chaîne de réception est composée en premier lieu d'un étage analogique radiofréquence qui permet de transposer le signal de la fréquence porteuse à une fréquence intermédiaire (récepteur hétérodyne) ou directement en bande de base (récepteur homodyne). Fonctionnellement, une chaîne de réception peut être représentée d'une manière générale par le synoptique de la figure 1.5. L'antenne permet la réception des signaux, le filtre radiofréquence permet la sélection de la bande de réception, l'amplificateur « LNA » amplifie le signal reçu tout en introduisant un minimum de bruit, la sélection du canal utile se fait à l'aide des filtres passe-bandes analogiques dits « filtres d'images »; ce sont en général des filtres externes à ondes de surface possédant des facteurs de qualité très élevés. Ces filtres sont suivis d'un mélangeur qui assure la conversion du domaine des radiofréquences vers le domaine des basses fréquences, cette dernière opération s'accomplit en une ou plusieurs étapes.

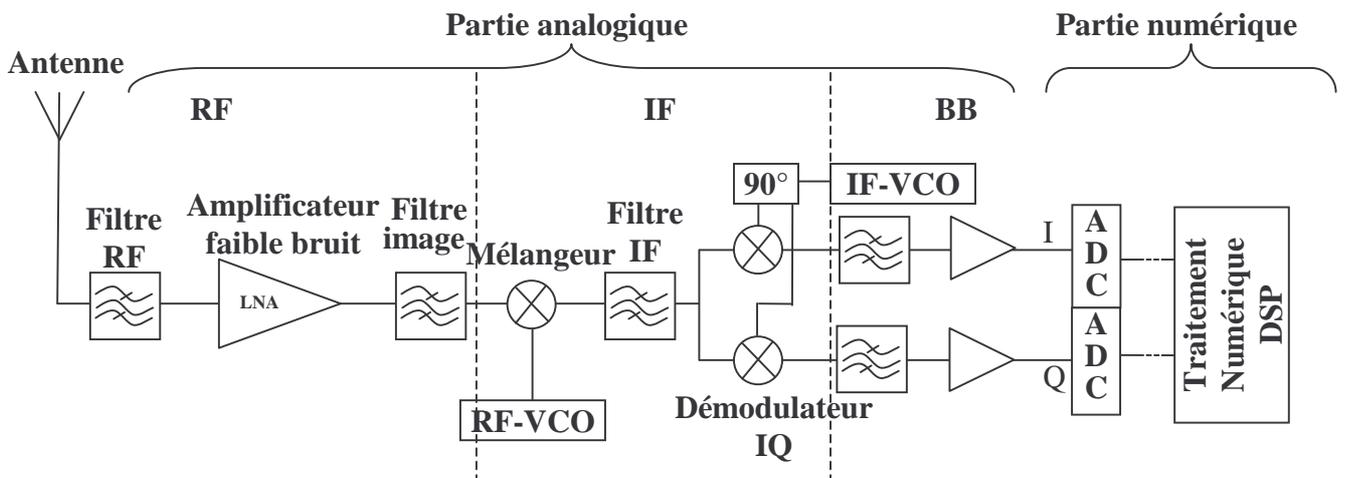


Figure 1.5 : Structure fonctionnelle d'une chaîne de réception.

Toujours dans la partie analogique, la bande de base réalise également des fonctions de filtrage, d'amplification et de contrôle de gain. Le convertisseur analogique-numérique (ADC : Analog to Digital Converter) assure la transition entre les deux parties analogique et numérique du récepteur.

La partie numérique du récepteur est souvent réduite au seul DSP, néanmoins, elle assure des fonctions telles que le filtrage, l'amplification et même le mixage pour certaines architectures. Ses dernières fonctions sont souvent, pour des raisons de rapidité, implémentées sur un ASIC (**A**pplication-**S**pecific **I**ntegrated **C**ircuit).

Le nombre important de fonctions à réaliser ainsi que l'étendue de la plage fréquentielle utilisée depuis l'antenne jusqu'à la partie numérique a imposé le recours à différentes technologies de fabrication sur différents substrats à savoir l'AsGa (**A**rséniure de **G**allium), le SiGe (**S**ilicium **G**ermanium) ou le Silicium pur. La partie numérique, quant à elle, fait appel à la technologie CMOS sur Silicium car elle présente le meilleur rapport performance/coût en bande de base. Le coût de tels systèmes multi-technologiques s'avère très élevé et sa réduction est un objectif majeur. C'est dans ce sens que des travaux de recherche ont été menés ces dernières années [8, 9] pour le développement d'architectures de transmission monolithiques en recourant essentiellement à la technologie CMOS, technologie à faible coût. De plus, les nouvelles technologies BiCMOS submicroniques avec des fréquences de transition de plusieurs dizaines de Giga-Hertz offrent la possibilité d'intégrer les parties analogique et numérique sur une seule puce (SOC : **S**ystem **O**n-**C**hip). Plusieurs architectures de transmission ont été proposées pour des réalisations en technologies CMOS submicroniques [10, 11], des réalisations ont même été testées [12, 13].

Comme nous l'avons évoqué précédemment, il existe différentes topologies de récepteurs de radiocommunication qui se distinguent en deux grandes familles, selon que le passage du domaine des radiofréquences au domaine des basses fréquences se fait directement (récepteurs homodynes) ou en plusieurs étapes (récepteurs hétérodynes).

1-3-1. Architecture de réception superhétérodyne

Inventée en 1917 par L. Lévy [14], le principe du récepteur superhétérodyne (figure 1.6) consiste à la transposition du signal RF reçu (centré autour de la fréquence porteuse f_p) autour d'une fréquence intermédiaire (FI) fixe. Cette transposition est réalisée à l'aide d'un premier mélangeur commandé par un oscillateur auxiliaire dont la fréquence f_{OL} est contrôlable. Si cette transposition se fait en une seule étape, le récepteur est hétérodyne, si elle nécessite plusieurs étapes alors le récepteur est appelé superhétérodyne. Dans ce type de récepteur, la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} est choisie de telle façon que l'on ait toujours $f_{OL} - f_p = f_{FI} = \text{constante}$. Ainsi, le balayage de toute la bande de réception, et par conséquent, le choix du canal utile est réalisé par ajustement de f_{OL} . Une première sélection du canal de la bande de

réception est assurée grâce au filtre radiofréquence. La sélection du canal est ensuite réalisée en grande partie aux fréquences intermédiaires (f_{FI_1} , et f_{FI_2} sur la figure 1.6), avec des filtres sélectifs à ondes de surface. Ces filtres qui ne sont pas intégrés en règle générale, sont donc encombrants et dégradent le facteur du bruit de la chaîne en générant des pertes d'insertion.

La démodulation réalisée à l'aide de deux mélangeurs associés à un oscillateur local permet de fournir les signaux en quadrature I et Q. La sélection du canal, ainsi qu'une grande partie du contrôle de gain, sont réalisées en bande de base. Pour finir, le signal est ensuite converti pour être traité numériquement.

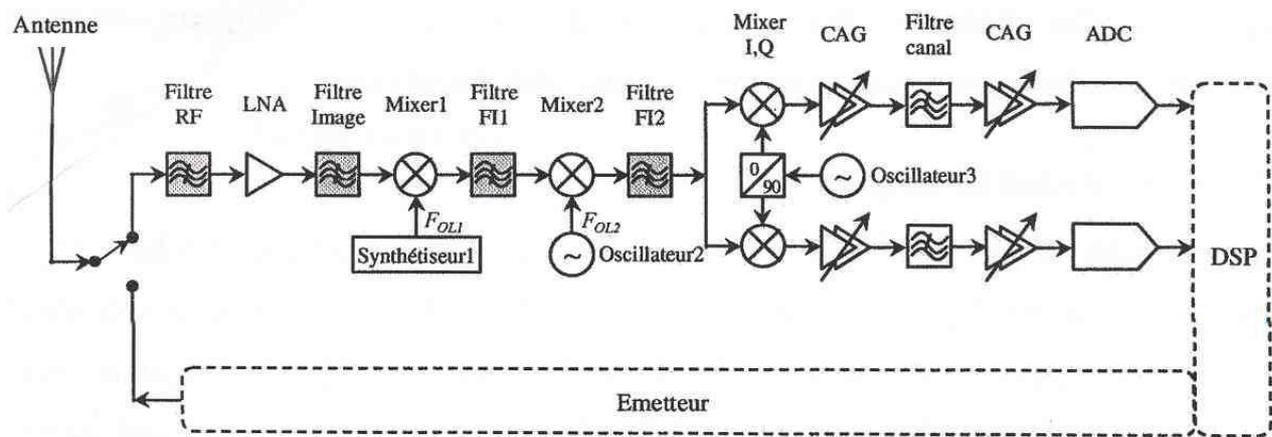


Figure 1.6 : Architecture d'un récepteur superhétérodyne.

Les éléments en gris sont des éléments non intégrables.

• Problème de réjection de la fréquence image

Cette architecture pose le problème de réjection de la fréquence image f_i , en effet, cette dernière est une fréquence présente à l'entrée du mélangeur, et dont le mélange avec la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} se retrouve avec le signal utile à la fréquence intermédiaire f_{FI} . L'élimination de cette fréquence image est par conséquent indispensable et peut être assurée en utilisant un filtre dit «image» qui est caractérisé par de faibles pertes d'insertion, car situé parmi les tous premiers blocs, et une importante atténuation de la bande autour de la fréquence image (figure 1.7). Ces dernières spécifications peuvent être aisément obtenues si f_{FI} est choisie très élevée.

Cependant, une valeur trop élevée de f_{FI} reviendrait à augmenter le nombre d'étapes nécessaires pour ramener le signal en bande de base, donc le nombre de mélangeurs, et à imposer des coefficients de qualité Q très élevés pour les filtres FI à sélection de canal. Ainsi, une fréquence FI élevée requiert une importante réjection de l'image et une faible FI

nécessite une importante suppression des interférents situés dans la bande de réjection (figure 1.8). Ce dernier cas de figure aboutit à des pertes d'insertion dans la bande passante du filtre plus importantes que le premier cas de figure, et donc à un facteur de bruit plus élevé dans la même bande.

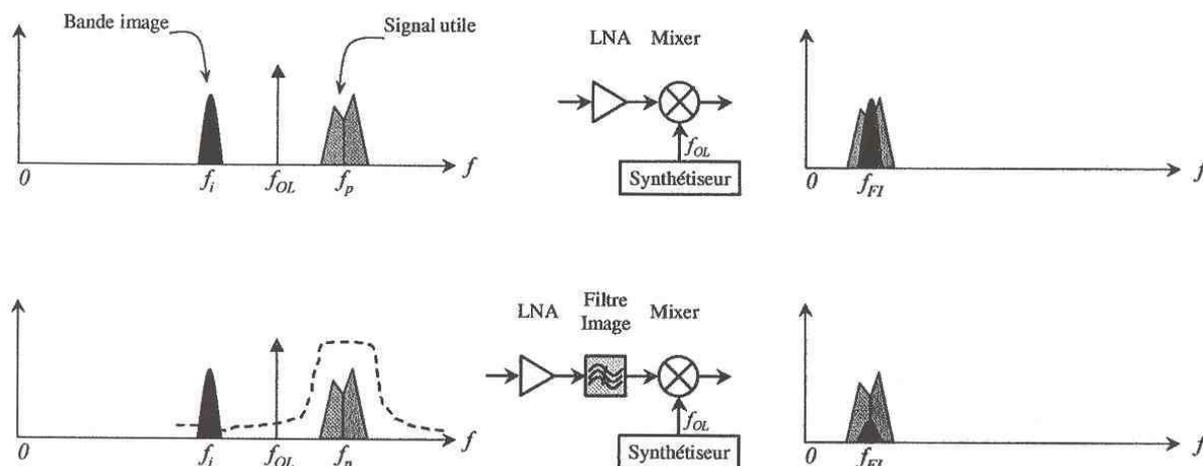


Figure 1.7 : Atténuation de la bande image dans les récepteurs superhétérodynes.

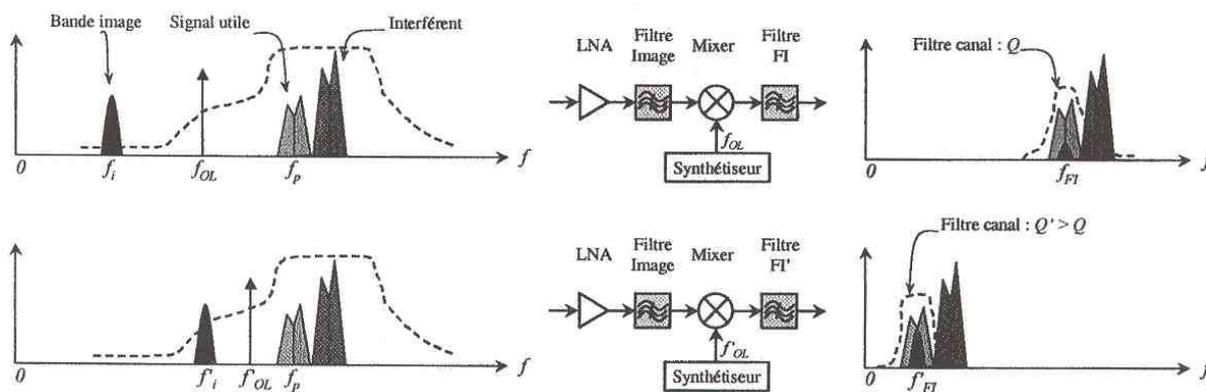


Figure 1.8 : Compromis entre la valeur de la fréquence intermédiaire et la sélectivité de la chaîne de réception.

Le choix de la fréquence intermédiaire n'est pas imposé uniquement par le compromis sensibilité-sélectivité du récepteur, il est principalement dicté par des considérations technologiques. Ainsi les filtres à ondes de surface n'existent pas à toutes les fréquences à cause des contraintes imposées par leurs dimensions et cela notamment aux fréquences utilisées pour les applications radiofréquences. De plus, un souhait naturel est que le filtre doit présenter des pertes d'insertion minimales. Ce paramètre prend toute son ampleur pour le

filtre RF destiné à la sélection de la bande de réception, puisqu'il s'agit du premier bloc du récepteur après l'antenne et que ses pertes d'insertion sont directement corrélées avec le facteur du bruit global du récepteur. Notons de plus que ces pertes doivent évidemment être compensées quelque part afin de rétablir le gain global de la chaîne. Cela se traduit soit par une mise à contribution accrue des autres étages, soit par l'ajout de circuits d'amplification. Ces deux solutions se traduisent par un accroissement de la consommation.

Due à leur structure à électrodes séparées par un diélectrique, les filtres à ondes de surface présentent une impédance à composante capacitive et ils doivent être par conséquent adaptés à 50Ω à l'entrée et à la sortie afin de minimiser les pertes. Cette propriété peut s'avérer lourde de conséquences sur les dimensions et la consommation du récepteur si une adaptation sur 50Ω est à chaque fois nécessaire pour les filtres FI, les filtres RF et les filtres de fréquence image. A cela viennent s'ajouter les dérives en température que présentent les matériaux utilisés pour la fabrication des filtres à ondes de surface. Il est alors intéressant de chercher des structures de mélangeurs permettant la réjection d'image ne nécessitant pas l'utilisation de filtres externes. Tous ces inconvénients n'ont pas empêché l'architecture superhétérodyne de connaître un énorme succès dans les applications de radiocommunication puisque la majorité des terminaux utilisent cette architecture, spécialement ceux de la deuxième génération.

Jusqu'à présent, et dans ce mémoire, nous avons considéré que la fréquence de l'oscillateur f_{OL} était toujours inférieure à la fréquence centrale de la bande de réception (figure 1.8), cependant le cas contraire peut également se présenter, il s'agit d'injection ou de mixage du côté supérieur.

• Réponses parasites et demi-fréquence image

Jusqu'à présent, nous avons supposé que l'oscillateur local générerait une seule composante fondamentale de fréquence f_{OL} . Cette dernière hypothèse n'est pas toujours vérifiée puisqu'un oscillateur peut générer comme tout système non-linéaire des composantes harmoniques multiples de sa fréquence fondamentale. Il peut exister des signaux parasites dans une bande de fréquence située autour de $f_p + f_{OL}$. Après mélange avec la seconde harmonique de l'oscillateur ($2 f_{OL}$), ces signaux parasites se retrouvent transposés autour de la fréquence intermédiaire et viennent dégrader le signal utile (figure 1.9).

$$\left| 2f_{OL} - (f_p + f_{OL}) \right| = \left| f_{OL} - f_p \right| = f_{FI} \quad (1.1)$$

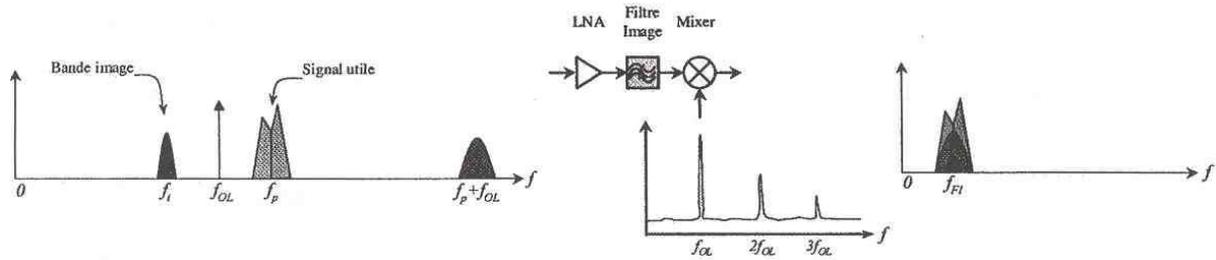


Figure 1.9 : Fréquences parasites après transposition avec la seconde harmonique de l'OL.

Une autre bande de fréquence de signaux parasites, sans rapport avec la précédente, peut, après transposition avec f_{OL} , tout d'abord se retrouver à une porteuse $f_{FI}/2$, puis par un produit du second ordre, se retrouver à f_{FI} . De plus, si la FI est choisie très faible, la composante à $f_{FI}/2$ est susceptible de brouiller le signal utile lui-même. Ce phénomène appelé problème de la demi fréquence image (figure 1.10) survient lorsqu'il existe une bande parasite située à $(f_p + f_{OL})/2$, il advient :

$$\left| f_{OL} - \frac{(f_p + f_{OL})}{2} \right| = \left| \frac{f_{OL} - f_p}{2} \right| = \frac{f_{FI}}{2} \tag{1.2}$$

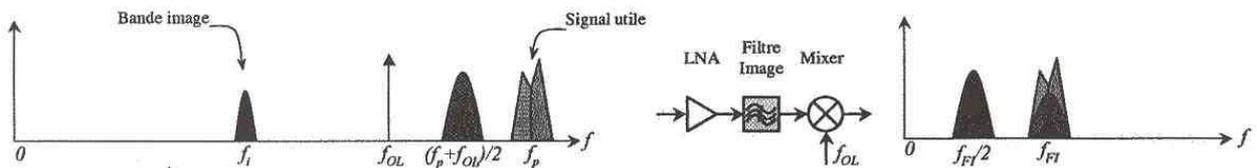


Figure 1.10 : Problème de la demi fréquence image.

D'une manière générale, toutes combinaisons entre un signal parasite de porteuse f_{RF} telles que f_{RF} , f_{OL} et f_{FI} respectant la relation (1.3) peut générer des signaux parasites ayant pour conséquence de brouiller le signal utile.

$$\pm m f_{RF} \pm n f_{OL} = \pm f_{FI} \tag{1.3}$$

Où m et n sont des entiers positifs.

Ce phénomène est étroitement lié à la distorsion de second ordre et à l'intermodulation. Il faut donc veiller à ce que tous les signaux parasites soient suffisamment atténués pour éviter qu'ils ne se retrouvent au même niveau de puissance que le signal utile.

Il est important de noter que les réjections minimales des signaux parasites précédents sont à assurer à l'entrée de la chaîne de réception ou, plus précisément, au niveau du premier mélangeur qui réalise la première transposition de fréquence; ceci impose de fortes contraintes de linéarité.

1-3-2. Architecture des dispositifs de réception à conversion directe ou Zéro-IF

L'architecture de réception précédente repose sur le principe de la transposition en bande de base du signal radiofréquence en plusieurs étapes. Quelque soit le canal désiré, il est transposé autour d'une fréquence intermédiaire fixe, grâce à la variation de la fréquence de l'oscillateur local. Nous avons bien saisi les difficultés qu'introduit le concept de la réception hétérodyne, sur la réjection des fréquences images, mélange et filtrage à chacune des fréquences intermédiaires FI. La première idée qui vient à l'esprit est de supprimer cette FI ou, en d'autre terme, d'annuler purement et simplement la FI. Ceci revient donc à transposer le signal directement en bande de base. Nommée récepteur à FI zéro, homodyne ou à conversion directe, cette architecture a été inventée par Colebraok en 1924 [15].

Après filtrage radiofréquence et amplification faible bruit, le signal utile est directement transposé autour de la fréquence nulle. On s'affranchit de la sorte du problème de la fréquence image et par conséquent de la nécessité du filtrage image ainsi que de l'adaptation 50Ω après l'amplificateur à faible bruit. De plus, tous les filtres à ondes de surface qui assurent la sélection du canal dans l'architecture superhétérodyne sont purement et simplement remplacés par un filtre passe-bas. C'est grâce aux filtres numériques qu'il est possible de réaliser ce type de démodulation sans dégradation du signal reçu. La partie filtrage, ainsi que le contrôle automatique de gain, sont effectués en bande de base garantissant subséquemment une importante intégration monolithique pour ce récepteur. Le filtrage du canal et le contrôle automatique de gain sont les seuls traitements à faire en bande de base, il faut donc veiller à les répartir dans cette partie du récepteur de façon optimale.

De plus, la sélection du canal accomplie par plusieurs filtres à ondes de surface dans le récepteur superhétérodyne est assurée à présent par un seul filtre passe-bas (figure 1.11). Ce dernier conglomère par conséquent toute la difficulté du récepteur à conversion directe.

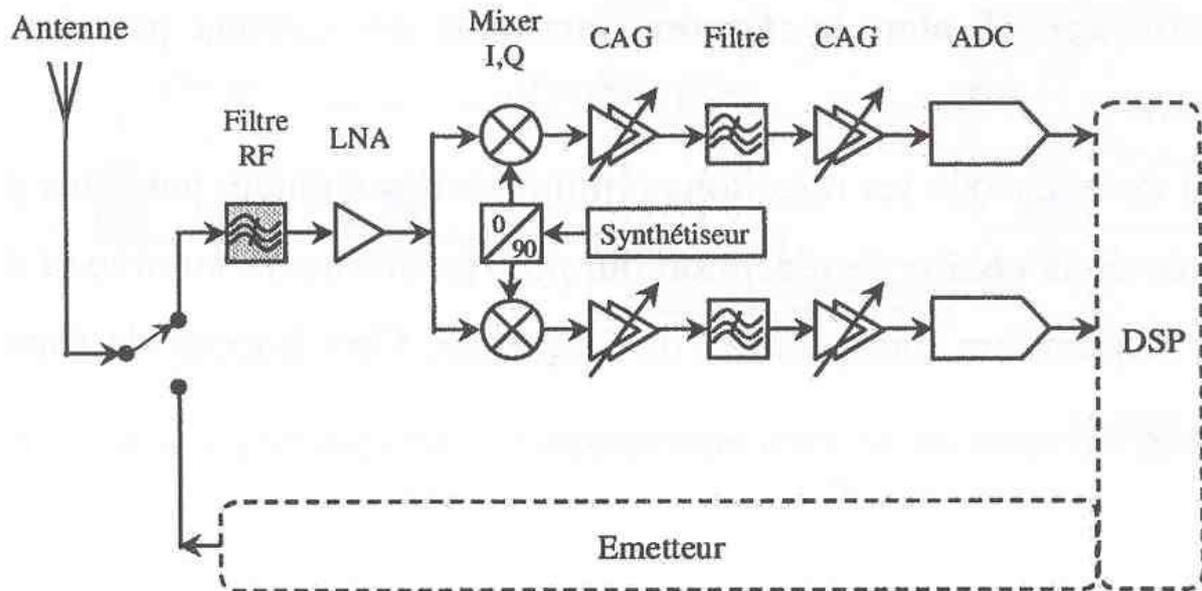


Figure 1.11 : Architecture d'un récepteur à conversion directe.

L'architecture de réception à conversion directe offre de par sa structure un important degré d'intégration monolithique. En effet, la conversion directe a beaucoup plus d'avantages que l'architecture hétérodyne. Premièrement, le problème lié à la fréquence image n'a plus raison d'exister puisque la fréquence intermédiaire est nulle. Deuxièmement, l'amplificateur à faible bruit (LNA) n'a plus besoin d'attaquer de charges de 50Ω puisque l'utilisation d'un filtre à suppression d'image n'est plus nécessaire. Troisièmement, le filtre IF (à ondes de surface) et les étages suivants sont remplacés par des filtres passe-bas (LPF : **L**ow **P**ass **F**ilter) qui fonctionnent à faible fréquence et donc consomment moins. De plus, les amplificateurs en bande de base sont désormais intégrables sur une puce monolithique. En revanche, la translation directe du spectre sur une fréquence nulle entraîne un bon nombre de problèmes qui n'existent pas ou qui sont moins critiques dans un récepteur hétérodyne.

Ce récepteur possède, malgré sa simplicité, un certain nombre d'inconvénients, dont le problème du « DC-offset », l'appariement entre les voies I et Q et le bruit en $1/f$ sont les principaux.

• Problème lié à la composante continue (DC offset)

En conversion directe, comme le signal utile est transposé directement en bande de base, sans utiliser d'autres filtres que le filtre RF de sélection de bande, plusieurs phénomènes contribuent à la création de signaux DC, qui apparaissent directement comme des signaux

parasites dans la bande utile. Pour comprendre l'origine et l'impact des « DC offsets », considérons le récepteur présenté à la figure 1.12 où le filtre passe-bas (LPF) est suivi par un amplificateur et un Convertisseur Analogique-Numérique.

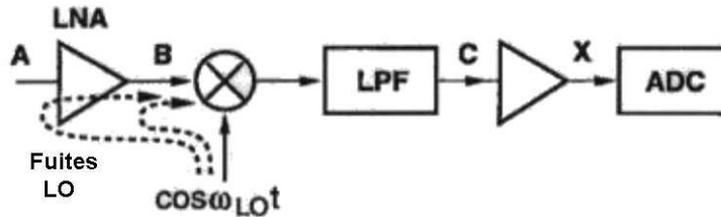


Figure 1.12 : Problème lié aux fuites OL dans une chaîne de réception homodyne.

Les isolations entre l'oscillateur local (LO), les entrées du mélangeur et du LNA ne sont pas parfaites, c'est -à-dire qu'une fuite, non négligeable, provenant de la LO peut apparaître au point A et, par conséquent, par l'intermédiaire du LNA, également au point B. Appelé 'fuite LO', cet effet dû à une mauvaise isolation peut provenir de couplages capacitifs et magnétiques, d'un couplage via le substrat et, si le signal LO provient d'une source externe, d'un couplage à travers les 'bondings' et le boîtier. La fuite LO qui apparaît à l'entrée du LNA et du mélangeur est ensuite mélangée avec le signal LO lui-même, produisant ainsi une composante continue (DC) au point C. Ce problème devient d'autant plus critique que cet effet « d'offset » varie avec le temps. En effet, lorsqu'une fuite provenant de l'oscillateur local arrive jusqu'à l'antenne, elle est émise par celle-ci à un environnement extérieur changeant qui à son tour la réfléchit vers l'antenne. Il est difficile dans ces conditions de distinguer le signal utile de l'offset variant avec le temps.

• Problème lié à l'appariement entre les voies I et Q

Le deuxième inconvénient est lié à la topologie même du récepteur, car il est dû à l'existence d'un appariement imprécis entre les deux voies (figure 1.11). Il se traduit par une erreur de gain et une erreur de phase qui déforment la constellation du signal (figure 1.13) augmentant alors le taux d'erreur binaire (BER).

L'erreur de gain apparaît simplement comme une erreur sur l'amplitude. L'erreur de phase, par contre, dégrade beaucoup plus le signal en dégradant essentiellement le rapport signal à bruit si les flots de données sur les voies I et Q ne sont pas corrélés.

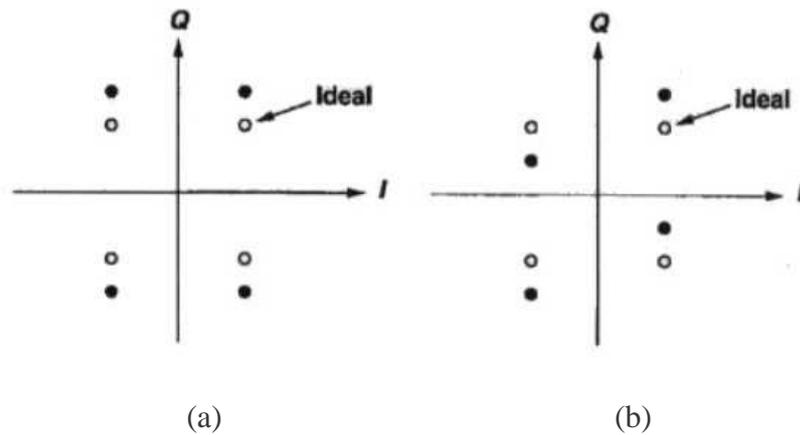


Figure 1.13 : Effet d'un appariement entre les voies I et Q.
Constellation avec erreur, (a) en gain, (b) en phase.

À la différence du récepteur hétérodyne, dans le récepteur à conversion directe le passage à deux voies I et Q se fait juste après le LNA, l'erreur d'appariement se propageant et s'amplifiant tout au long des voies. Ce qui explique que la tolérance pour l'erreur de gain et surtout de phase dans une telle architecture est plus contraignante.

• Problème lié au bruit en $1/f$

Avec un gain de 30 dB (ce qui est en général l'ordre de grandeur) dans le couple LNA-mélangeur, le signal en sortie du mélangeur est de l'ordre d'une dizaine de microvolts. En conséquence, le bruit d'entrée des étages suivants, c'est-à-dire amplificateurs et filtres, est toujours très critique. En particulier, lorsque la translation de fréquence se situe autour de la fréquence nulle. En effet dans ces conditions, le bruit en $1/f$ (cf. chapitre 2) des composants dégrade énormément le signal utile, ce qui est un vrai problème pour l'utilisation de transistors MOS dans ce type de circuit contrairement aux transistors bipolaires qui eux présentent moins de bruit en $1/f$. De plus ce bruit en $1/f$ complique l'utilisation de transistors MOS pour les circuits RF puisque la principale méthode pour le réduire est d'augmenter la taille des transistors. Malheureusement, l'augmentation de la taille entraîne une augmentation de la capacité et par conséquent une dégradation du gain RF.

En général, des techniques existent pour s'affranchir au mieux des composantes continues (DC offsets) et très basses fréquences non voulues (tel que le bruit $1/f$). Il est en effet possible d'utiliser un filtre passe-haut intégré en sortie des voies I et Q permettant la suppression de cette énergie perturbatrice à faible fréquence. En effet, la modulation doit alors être compatible avec ce filtrage, c'est-à-dire, présenter une énergie faible aux basses fréquences. Un exemple d'émetteur-récepteur Zéro-FI intégré (dédié à un système bas débit) est donné dans la référence [16], où la modulation utilisée de type FSK (Frequency Shift Keying), présente l'avantage d'avoir une énergie maximale décalée par rapport à la fréquence de la porteuse.

1-3-3. Architecture des dispositifs de réception faible FI (Low-IF)

L'architecture de réception faible fréquence intermédiaire (Low-IF) (figure 1.14) est une solution intermédiaire entre les deux précédentes. Son principe consiste à transposer le signal radiofréquence en une fréquence intermédiaire très faible. En effet, elle permet d'éviter le problème du DC-offset et du bruit en $1/f$ sans pour autant nécessiter tous les changements de fréquences inhérents au récepteur superhétérodyne, cependant, il subsiste les problèmes de présence de fréquence image.

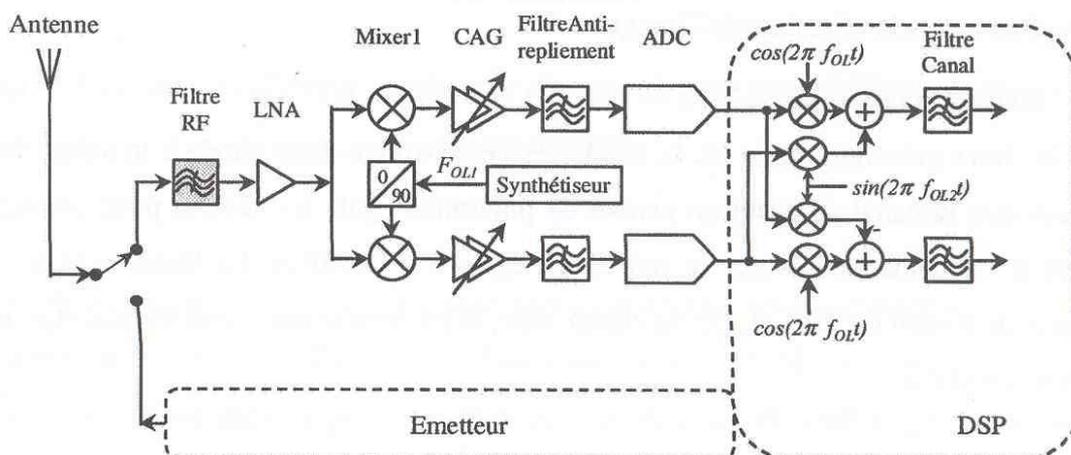


Figure 1.14 : Architecture d'un récepteur faible FI (Low IF).

Tout comme dans la conversion directe, les difficultés sont repoussées vers la bande de base qui doit traiter numériquement toute la bande de réception, avec des contraintes sévères pour ses composants, en termes de dynamique et de linéarité. Cette architecture reste sensible aux erreurs d'appariement entre les voies I et Q, par contre elle s'affranchit des problèmes d'offset, il n'en est pas de même avec celui de la réjection d'image. En effet, une fréquence intermédiaire non nulle réintroduit le problème auquel se confrontent les architectures hétérodyne.

Il est inutile d'expliquer pourquoi un filtre de réjection d'image avant le mélangeur, ferait perdre un grand nombre des avantages du passage aux basses fréquences en seul étage. Dès lors il s'avère plus judicieux de supprimer la fréquence image (figure 1.15) à l'aide de méthodes telles que celles développées par Hartely ou Weaver [17] ou en bande de base à l'aide de filtres poly-phase [1]. Mais la réjection d'image que l'on peut réaliser avec ces deux méthodes est limitée encore une fois par les erreurs d'appariement. Pour que l'atténuation du spectre image soit suffisante, la fréquence intermédiaire doit être choisie avec soin. Le filtre radiofréquence peut atténuer une partie de l'image si la FI est relativement élevée. Il faut alors trouver le meilleur compromis entre la réjection de l'image et la complexité du traitement du signal en bande de base.

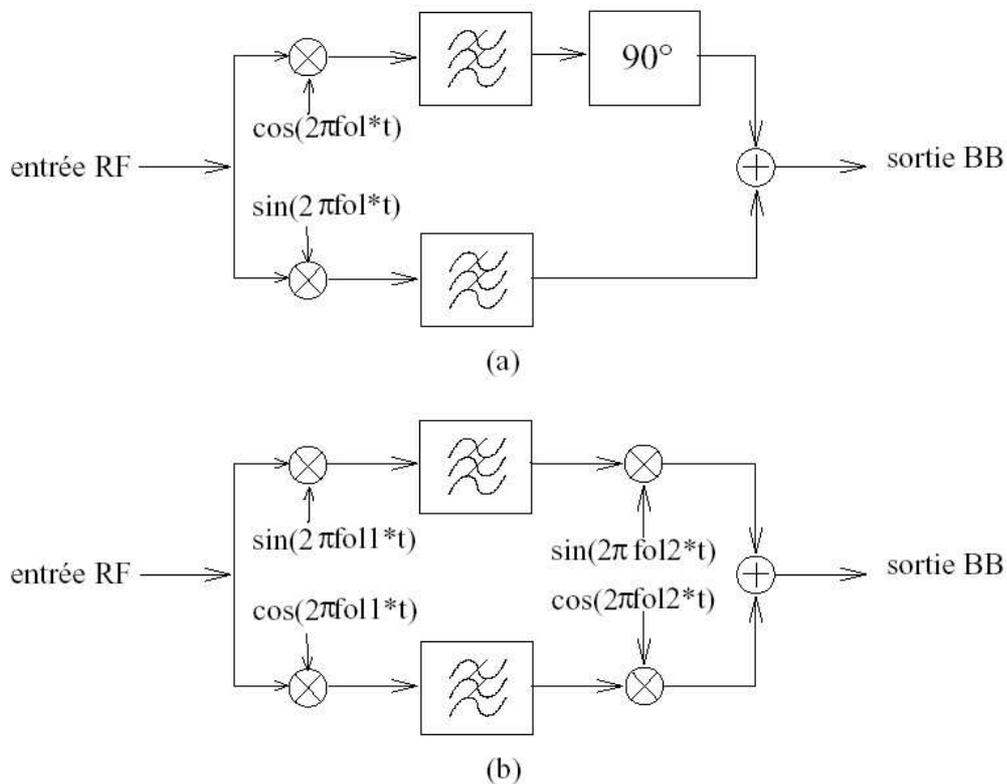


Figure 1.15 : Rejection de l'image,

(a) par la méthode de Hartley, (b) par la méthode de Weaver.

1-3-4. Synthèse

Le tableau 1.1, reporte un bilan comparatif des nombreux blocs et des particularités des trois types de récepteurs de radiocommunication étudiés précédemment.

Les récepteurs hétérodynes ont été largement employés pour les systèmes de deuxième génération, ceci à cause de leurs très bonnes immunité au bruit et sélectivité. Cependant leur consommation et leur encombrement font que les systèmes à conversion directe voient le jour, notamment pour le GSM et Bluetooth [18, 19]. La réception homodyne, qui translate directement le signal reçu en bande de base, permet de réduire le nombre de composants extérieurs. En effet, en supprimant les filtres de fréquence intermédiaire, alors la partie analogique de la chaîne de réception (RF et bande de base) peut être intégrée en une ou deux puces, réduisant la surface de manière significative et limitant les problèmes de pertes d'insertion. Seul le filtre radiofréquence pour la sélection de bande demeure un élément discret. Ainsi, il est envisageable de concevoir un récepteur entièrement en technologie CMOS, à l'exception de ce filtre radiofréquence.

La partie analogique radiofréquence détermine majoritairement la taille et la consommation de l'équipement portable. En effet, dans l'objectif d'une intégration maximale entre l'antenne et la partie numérique (DSP), il devient nécessaire d'avoir une réflexion globale à la fois sur la technologie, les circuits et les architectures à utiliser.

Néanmoins, certaines règles simples subsistent afin de réduire le coût global du système : partage des fonctions analogiques entre l'émetteur et le récepteur et intégration maximale de ses fonctions analogiques. Un exemple de partage des fonctions analogiques hautes fréquences est donné dans la référence [16], qui décrit un système monolithique à très faible consommation.

La difficulté de l'intégration du récepteur et de l'émetteur réside dans le fait que l'isolation du substrat, les composants actifs et passifs sont imparfaits. Ainsi, les passifs intégrés présentant un faible facteur de qualité, limitent les performances en sélectivité des filtres et des résonateurs. Quant aux composants actifs, ils limitent les performances en bruit, en fréquence et en linéarité, en impliquant à la fois de fortes contraintes sur le rapport signal sur bruit (SNR) et une dégradation des performances par la montée en fréquence.

Tableau 1.1 : Nombre de blocs et particularités de chaque récepteur.

Type de réception		Hétérodyne	Homodyne	
		Superhétérodyne	Conversion directe	Low-IF
Blocs	Filtre à ondes de surface (SAW)	1 Filtre bande 1 Filtre image 2 Filtres FI	1 Filtre bande	1 Filtre bande
	Amplificateur à faible bruit (LNA)	1	1	1
	Mélangeur	2 pour FI 2 pour I&Q	2 (analogique)	2 « low IF » (analogique) 4 : I&Q + réjection image (numérique)
	Synthétiseur + OL	1 Synthétiseur 3 OL	1 Synthétiseur 1 OL	1 Synthétiseur 1 OL
	Filtre bande de base	2 (bande = B)	2 Anti-repliement (bande = B) 2 Sélection de canal (analogique ou numérique)	2 Anti-repliement (bande = B) 2 Sélection de canal (numérique)
	ADC	2 (bande = B)	2 (bande = B)	2 (bande = B)
Fonction	Filtrage	Simple mais en grande partie non intégrale	A dynamique identique le filtrage est plus complexe avec un récepteur Low IF qu'avec un récepteur à conversion directe	
	CAG	simple	Possibilités limitées avec un choix de résolution de l'ADC	Grande souplesse avec un choix de résolution de l'ADC
	Réjection image	70 dB	Non concernée	51 dB
	Analogique/Numérique	Purement analogique	Peut être purement analogique	Partie numérique complexe
	Multistandard	Non adaptée pour le multibande et le multimode	Très bien adaptée même pour le large bande	Très bien adaptée sauf pour le large bande
	Particularités	Demi fréquence image	Sensible au DC-Offset et au bruit en 1/f	Choix de la FI

2. Filtres radiofréquences et micro-ondes

Les filtres font partie des éléments fondamentaux de toute chaîne d'émission-réception radiofréquence. Afin d'être utilisés dans les systèmes de téléphonies cellulaires ou tout autre appareil de communication mobile, ces filtres doivent être caractérisés par une petite taille et une faible consommation. Par conséquent, l'intégration de la fonction assurant le filtrage est une tâche intéressante pour réduire la taille globale des systèmes de radiocommunications actuels. Cette intégration est considérée depuis longtemps comme un vrai challenge pour les concepteurs.

La recherche sur les architectures de filtres passe-bandes pour des applications radiofréquences date de plusieurs années. En effet, le début de l'investigation dans ce sujet a commencé dans les années soixante [20, 21]. Par la suite, beaucoup de travaux et de réalisations ont été présentés concernant les développements des nouvelles topologies de filtres pour les systèmes de radiocommunications. Actuellement, dans les systèmes modernes de radiocommunications sans fil, les filtres passifs (non intégrables) tels que les filtres à ondes de surface, céramiques ou cristaux sont très largement utilisés. Ces filtres présentent une très bonne sélectivité (forts facteurs de qualité) associée à une grande dynamique. Cependant, ils sont difficilement accordables sur une large bande de fréquence, et ils possèdent des pertes d'insertions importantes. De plus, ils sont encombrants et chers à fabriquer. Par conséquent, l'utilisation de filtres radiofréquences intégrés constituerait une solution intéressante pour remédier à ces inconvénients. De nombreuses topologies ont été étudiées, mais très souvent, soit ces topologies n'étaient pas accordables sur une large bande de fréquence soit, elles n'étaient pas suffisamment sélectives. Dans ce paragraphe, nous allons introduire l'état d'art des principaux types de filtres analogiques, en discutant de leurs utilisations et de leurs performances.

2-1. Filtres dans la chaîne de réception

Comme nous pouvons constater dans la première partie de ce chapitre, la fonction de filtrage apparaît très souvent, et à différents niveaux, dans une chaîne d'émission-réception radiofréquence (figure 1.16).

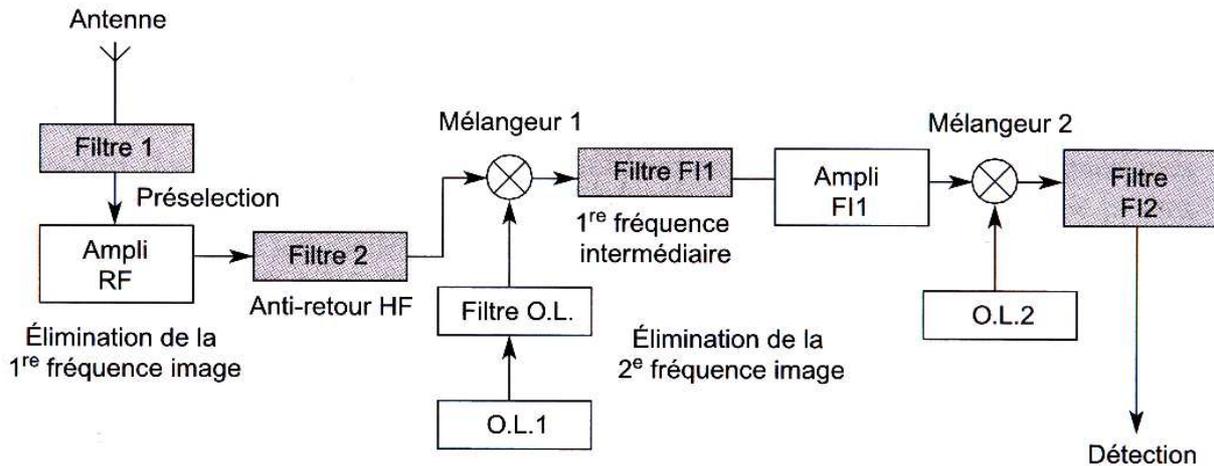


Figure 1.16 : Importance des éléments de filtrage dans un exemple de récepteur à double conversion.

Selon la position du filtre dans la chaîne, ses spécifications et sa technologie de réalisation peuvent varier profondément. Nous allons simplement rappeler rapidement quelques unes des principales caractéristiques d'un filtre.

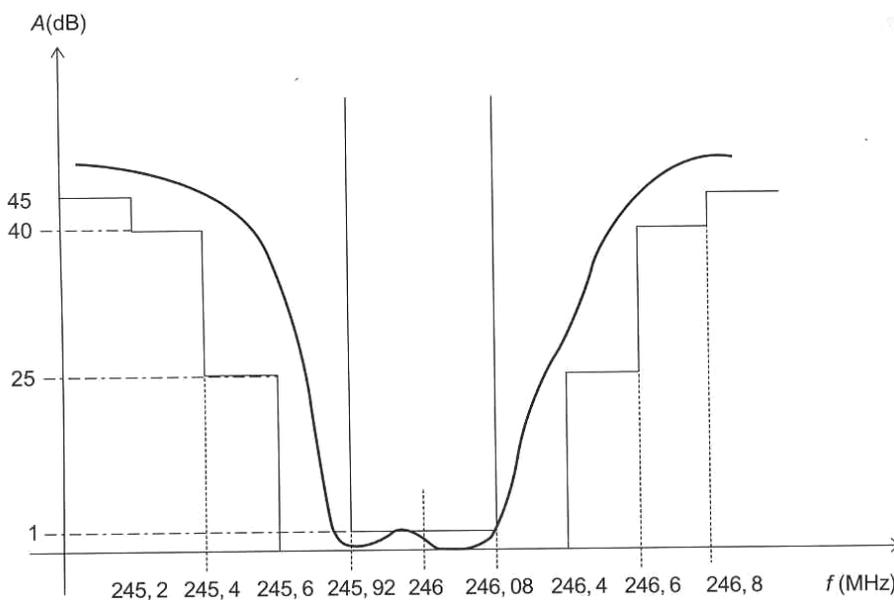


Figure 1.17 : Exemple de gabarit de filtre pour la 1^{er} FI GSM/DCS 1800.

Les spécifications sont généralement données à partir de son gabarit (figure 1.17), c'est à dire la courbe d'atténuation A en décibels (dB) en fonction de la fréquence, qui précise en particulier les points suivants :

- Le type du filtre : passe-bas, passe-haut, passe-bande ou réjecteur.
- La fonction d'approximation, si elle est connue : Butterworth, Tchebychev, Cauer, Bessel, etc.
- La largeur de bande et les fréquences de coupure, la sélectivité k .
- L'atténuation maximale A_{\max} tolérée dans la bande.
- La réjection, ou atténuation minimale, requise hors bande A_{\min} .

De façon générale, l'atténuation correspond au rapport entre la puissance transmise et la puissance incidente, spécifiée dans la bande passante (A_{\max}) et hors bande (A_{\min}). De plus, des contraintes de forte réjection (raideur importante) sont souvent contradictoires avec la largeur de bande, ce qui peut entraîner plusieurs étapes d'optimisation pour un filtre.

Enfin, il est généralement important de connaître pour une application donnée :

- Le niveau du signal maximal admissible en entrée sans détérioration des performances, ce niveau est défini par le point à 1 dB de compression.
- Le déphasage ou le retard induit.
- Les adaptations d'impédances en entrée et en sortie.
- Le poids, l'encombrement et le coût, selon la technologie utilisée.

Dans "la littérature", différentes architectures de filtres ont été proposées et étudiées. La figure 1.18 reporte les différents types de filtres. Ces topologies peuvent être utilisées selon la gamme de fréquence, la technologie et l'application visée. Les filtres passifs présentent en général des bonnes performances (dynamique non limitée, facteur de qualité élevé...), mais leur principal inconvénient outre leurs fortes pertes est la difficulté à être intégrable sur une technologie semi-conductrice. Dans ces conditions, vu leur facilité d'intégration, et leurs performances plus ou moins comparables aux filtres passifs, les filtres actifs constituent une alternative intéressante dans la mesure où la technologie permet leur intégration. Dans la suite de ce paragraphe, nous aborderons principalement la description de quelques types importants de filtres analogiques (passifs et actifs), spécialement utilisés pour des applications radiofréquences et micro-ondes.

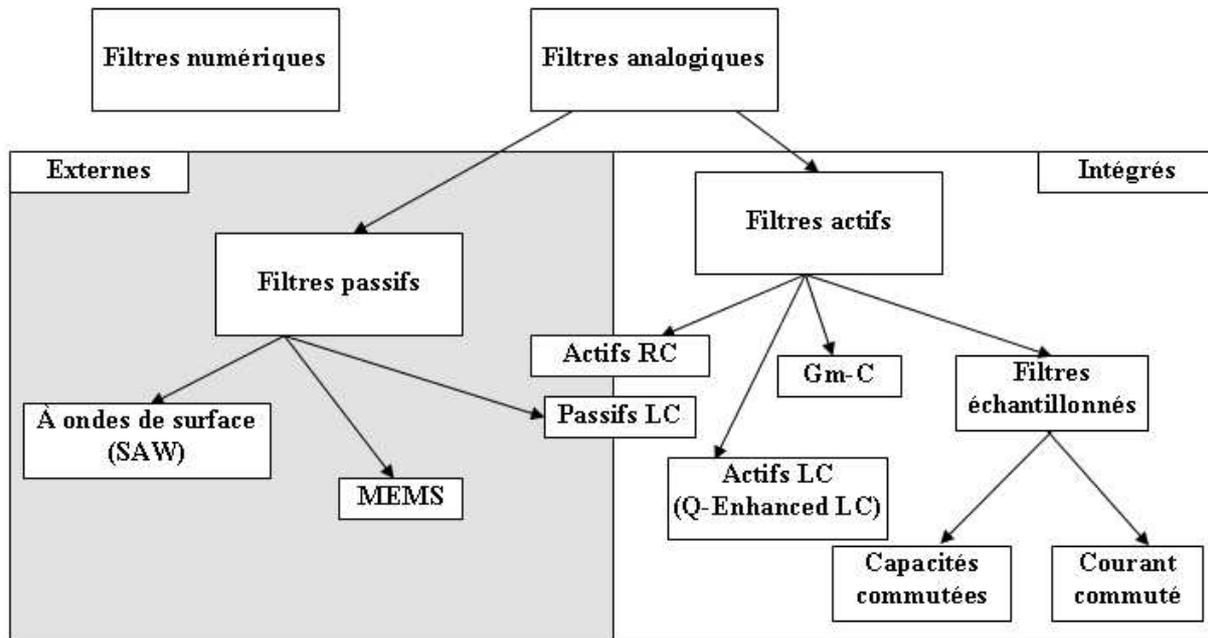


Figure 1.18 : Arborescence de différents types de filtres.

2-2. Filtres analogiques passifs [22]

Les filtres passifs sont très largement utilisés dans les systèmes de radiocommunication [23]. Leur dynamique est généralement très grande (> 100 dB), ce qui fait d'eux des candidats incontournables pour assurer la fonction de filtrage dans une chaîne d'émission-réception. Deux topologies sont largement utilisées pour la fabrication des filtres passifs : les filtres LC (externes ou intégrés) et les filtres à ondes de surface.

En général, le filtrage de l'entrée radiofréquence ainsi que l'adaptation de l'antenne sont assurés par des éléments externes à la puce. Dans ces conditions, les inductances présentent des facteurs de qualité compris entre 20 et 50, ce qui n'est pas suffisant pour proposer des filtres très sélectifs. En revanche, les filtres à ondes de surface permettent d'avoir des facteurs de qualité beaucoup plus élevés, mais l'inconvénient majeur de tels filtres est qu'ils ne sont pas accordables. Des essais d'intégration de ce type de filtres sur silicium ont été réalisés [24-26], mais ils ont montré des performances bien inférieures à celles obtenues avec le même type de filtres constitués d'éléments discrets. Dans la suite de ce paragraphe, différentes architectures de filtres passifs seront discutées.

2-2-1. Filtres à ondes de surface [22, 27-29]

L'appellation usuelle des filtres à ondes de surface utilise l'acronyme anglais SAW pour Surface Acoustic Waves. Ces filtres passifs sont aujourd'hui très largement utilisés principalement dans des applications gravitant autour des systèmes de télécommunications, typiquement dans la bande de fréquence allant de 100 MHz à 2 GHz. Par exemple, on retrouve ce type de dispositif pour des récepteurs satellites, des systèmes de récepteurs radars, et plus précisément dans le domaine de la téléphonie cellulaire, pour les filtres de canal des équipements mobiles.

• Principe de fonctionnement et constitution

Le principe de fonctionnement de ces filtres consiste à transformer les ondes électromagnétiques en ondes acoustiques, qui se propagent alors dans un milieu de longueur l fixée, à faible vitesse; puis à effectuer la transformation inverse (acoustique/électromagnétique). Un système d'électrodes d'aluminium est déposé sur un substrat de matériau piézo-électrique (quartz, niobate de lithium, tantalate de lithium). La propagation intermédiaire des ondes acoustiques à la surface du substrat piézo-électrique constitutif du filtre, produit un retard significatif $\tau = \frac{l}{v}$, où v est la vitesse de propagation dans le milieu piézo-électrique supposé homogène ($v = 3\,000$ m/s).

L'intérêt principal de cette technologie provient de la faible vitesse de propagation des ondes acoustiques, comparativement aux ondes électromagnétiques ($v \ll c_{\text{lumière}}$) : la longueur d'onde associée ($\lambda = v/f$) correspond alors à de petites dimensions et la longueur l nécessaire reste faible, ce qui conduit à des composants compacts, et facilement intégrables sur des substrats qui ne sont pas semi-conducteurs. La réalisation de ces filtres à ondes de surface utilise d'ailleurs les procédés standards de photolithographie, assurant ainsi une production de masse à faible coût.

Exemple d'ordre de grandeur :

Pour une fréquence de 100 MHz, la longueur d'onde v/f est de l'ordre de 30 μm ce qui correspond à l'écartement entre électrodes.

La figure 1.19 représente la structure « classique » d'un filtre à onde de surface, les transducteurs d'entrée et de sortie effectuent respectivement la conversion d'énergie électromagnétique en énergie acoustique, et d'énergie acoustique en énergie électromagnétique. Ils sont constitués d'électrodes métalliques en bandes interdigitées, c'est-à-dire en forme de peignes avec les doigts entrelacés, et dont l'écartement est de l'ordre de λ (souvent jusqu'à $\lambda/4$). Les doigts des électrodes sont connectés à des accès de polarité opposée. Les doigts des électrodes sont connectés à des accès de polarité opposée.

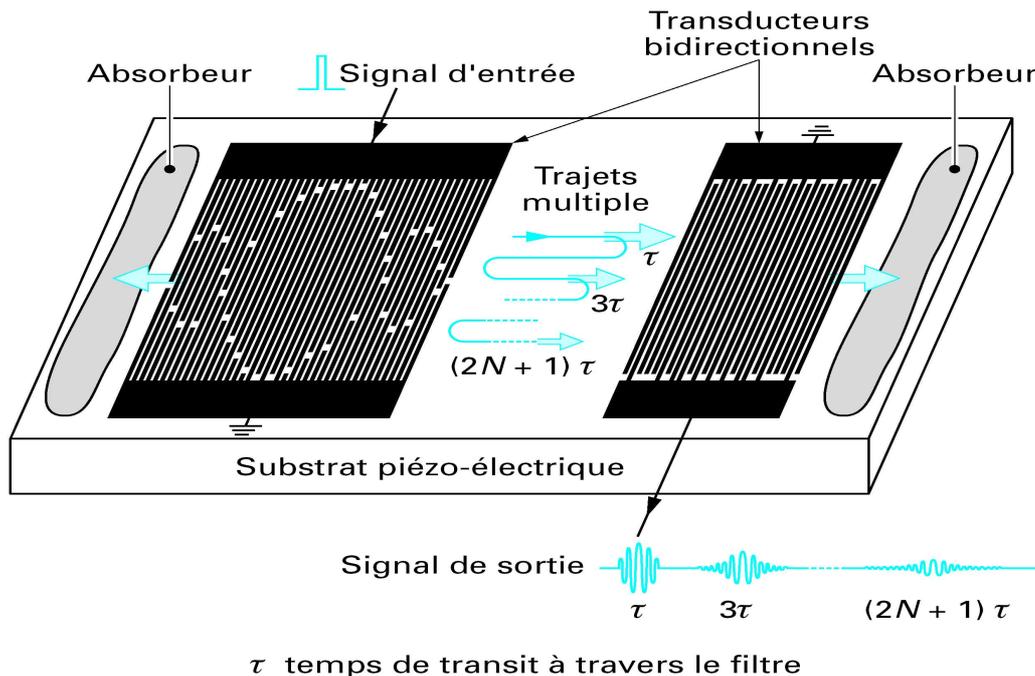


Figure 1.19 : Structure « classique » d'un filtre à onde de surface.

Lorsque l'on applique un signal radiofréquence à l'entrée, des contraintes électriques sont appliquées au substrat piézo-électrique, qui induisent des contraintes mécaniques sur le cristal, générant une onde acoustique qui se propage le long du substrat (onde de surface). Cette onde de surface se trouve ainsi « échantillonnée » par les doigts des électrodes. La réponse en fréquence dépend uniquement du jeu d'électrodes.

Il y a généralement la présence d'un élément absorbant aux extrémités afin d'éviter les ondes réfléchies perturbatrices. En effet, la structure élémentaire présentée ci-dessus est, par constitution, de nature bidirectionnelle, les transducteurs d'entrée et de sortie envoyant la même énergie dans les deux directions de propagation opposée ; cela introduit 3 dB de pertes de chaque côté, soit 6 dB de pertes au total.

• **Mise en équation simplifiée**

L'analyse d'un filtre à ondes de surface est proche de celle d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR : **F**inite **I**mpulse **R**esponse) ne possédant que des zéros, et aucun pôle. En effet, l'énergie ne circule que pendant le temps de transit de l'onde acoustique et donc, la fonction de transfert en z classique d'un FIR est de la forme :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n} \quad (1.3)$$

Elle correspond en fait à la réalisation de plusieurs lignes à retard acoustique, de retard τ_i différents, qu'il faut ensuite multiplier convenablement, puis sommer afin d'effectuer l'opération de convolution temporelle caractéristique du filtrage (figure 1.20) :

$$y(\tau) = \sum_i x(t - \tau_i) \delta(\tau_i) \quad (1.4)$$

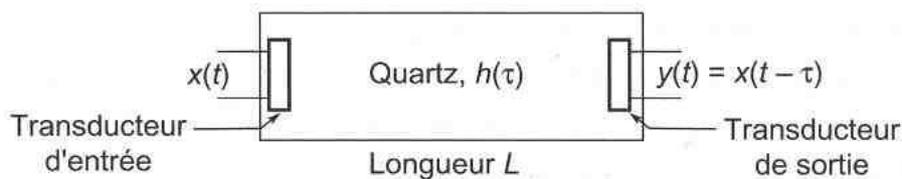


Figure 1.20 : Filtre équivalent à lignes à retard acoustiques.

Dans cette technique de transducteurs interdigités, la réponse impulsionnelle du filtre $\delta(\tau_i)$ est en fait définie par la géométrie du transducteur d'entrée (figure 1.21) :

- La longueur des doigts commune aux électrodes fixe l'amplitude de $\delta(\tau_i)$.
- L'espacement entre les doigts fixe la loi en phase du filtre, généralement linéaire en fréquence.

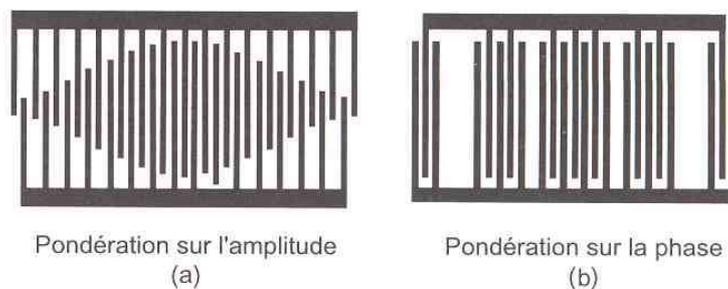


Figure 1.21 : Pondération sur (a) l'amplitude ou (b) la phase.

L'intérêt essentiel est lié aux petites dimensions de ces filtres, ainsi qu'à la fabrication en série. La limitation sur l'utilisation de procédés standards de photographie suit les évolutions des techniques de photogravure, qui doivent être de plus en plus précises si l'on souhaite monter en fréquence.

Les spécifications classiques sont les suivantes :

- Structure passe-bande systématiquement, mais relativement simple à concevoir.
- Gamme de fréquences : de 50 MHz à 5 GHz.
- Pertes d'insertion : 6 à 15 dB.
- Ondulation en amplitude : 0,1 – 1 dB.
- Ondulation en phase : 0,1 – 10°.
- Fluctuations de temps de groupe : 0,002 – 1 μ s.

Deux inconvénients de ce type de filtre peuvent être signalés :

1. La dispersion en température, qui engendre des fluctuations de la vitesse des ondes acoustiques, et par conséquent, introduit des variations sur le retard. Ceci peut être évité par utilisation d'un boîtier thermique ce qui à fortiori augmente le coût.
2. Les pertes d'insertion importantes dans le cas des transducteurs bidirectionnels (15 à 30 dB à cause d'une non adaptation servant à limiter les échos). Ces pertes peuvent être sensiblement réduites à l'aide de structures plus complexes unidirectionnelles à réflecteurs acoustiques intermédiaires.

Outre la fabrication de ces filtres passifs qui reste en général coûteuse, l'encombrement et la difficulté d'intégration sur technologie semi-conductrice (par exemple CMOS) sont toujours les principaux inconvénients de ces filtres.

2-2-2. Filtres LC à éléments localisés et à éléments distribués [22, 30]

• Filtres LC à éléments localisés

Les filtres LC sont des filtres passifs ne comprenant que des inductances et des condensateurs, sous la forme d'un quadripôle inséré entre deux résistances terminales, la résistance du générateur R_1 , et la résistance de charge R_2 (figure 1.22).

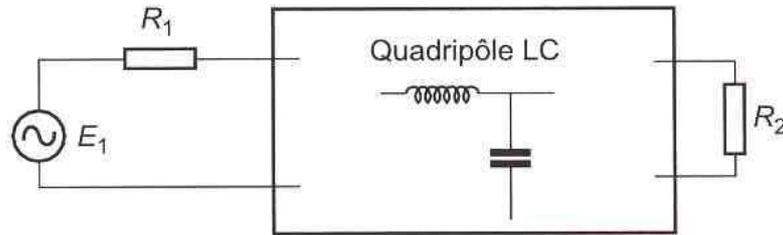


Figure 1.22 : Filtre LC de type quadripôle passifs.

Ces filtres possèdent un certain nombre d'avantages, en particulier :

- Une dynamique très importante.
- Un bruit très faible.
- Une excellente performance en terme de sensibilité, très faible vis-à-vis des variations des valeurs de ses composants.

Selon les performances et l'application envisagée, il existe différentes topologies, mais les plus répandues sont les filtres LC en échelle. La figure 1.23 représente l'exemple d'un filtre LC passe-bande de structure classique en échelle.

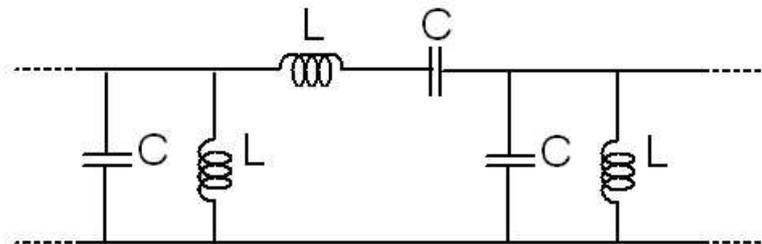


Figure 1.23 : Filtre LC passe-bande de structure classique en échelle.

La synthèse de ces filtres est dite de « Darlington » [22], elle est basée sur un fondement théorique. A partir d'une fonction de transfert correspondant à un gabarit spécifié, elle permet de calculer les valeurs des différents éléments L et C pour une structure donnée. Cette méthode de synthèse de filtre LC est très puissante. Cependant, il faut prendre en compte les limitations en fréquence des composants discrets disponibles, sachant que leurs caractéristiques varient en fonction de la fréquence plus ou moins rapidement selon la technologie. Ces filtres sont donc principalement utilisés dans la gamme de fréquence entre 1 MHz et 1 GHz.

• Filtres LC à éléments distribués

On appelle aussi les filtres à éléments distribués filtres à lignes microrubans, dans la mesure où ils utilisent la technologie de réalisation « microstrip », ou « stripline ».

Le principe de base de ces filtres repose sur la conversion des filtres LC classiques à éléments localisés en filtres à éléments distribués. Cette conversion s'appuie sur la modélisation d'un tronçon de ligne de transmission par des éléments localisés (L, C, ou circuit résonant), pour cela considérons un tronçon de ligne de transmission de longueur L et d'impédance caractéristique Z_0 , chargée par une impédance Z_c (figure 1.24), l'impédance d'entrée Z_e s'exprime par :

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_c + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_c \tan(\beta L)} \quad (1.5)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v}$$

où, β est la constante de propagation de l'onde électromagnétique le long de la ligne et v est la vitesse de propagation.

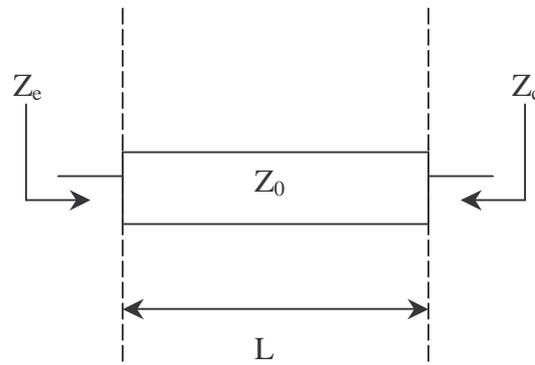


Figure 1.24 : Portion de ligne microruban d'impédance Z_0 , chargée par Z_c .

Il est généralement possible de faire l'hypothèse d'un tronçon de ligne de petite dimension devant la longueur d'onde ($L \ll \lambda$). Dans ce cas, la relation (1.5) se réduit à (1.6), et permet d'étudier simplement deux cas particuliers :

- Impédance de charge Z_c très faible,
- Impédance de charge Z_c très grande.

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_c + jZ_0\beta L}{Z_0 + jZ_c\beta L} \quad (1.6)$$

Impédance de charge Z_c très faible, soit $Z_c \ll Z_0 \beta L$

L'expression de l'impédance d'entrée Z_e se simplifie comme suit :

$$Z_e \approx j Z_0 \beta L = j Z_0 \frac{\omega}{v} L = j L_{eq} \omega$$

Le tronçon de ligne de longueur L et d'impédance caractéristique Z_0 devient équivalent à une inductance L_{eq} donnée par la relation (1.7), qui sera en pratique obtenue avec un tronçon de ligne à forte impédance (typiquement, $Z_0 > 110 \Omega$).

$$L_{eq} = Z_0 \frac{L}{v} \quad (1.7)$$

Pour la mise en œuvre en technologie microruban, sachant que l'impédance d'une ligne microruban est inversement proportionnelle à sa largeur W , on peut créer ce tronçon à forte impédance par un rétrécissement localisé (figure 1.25).

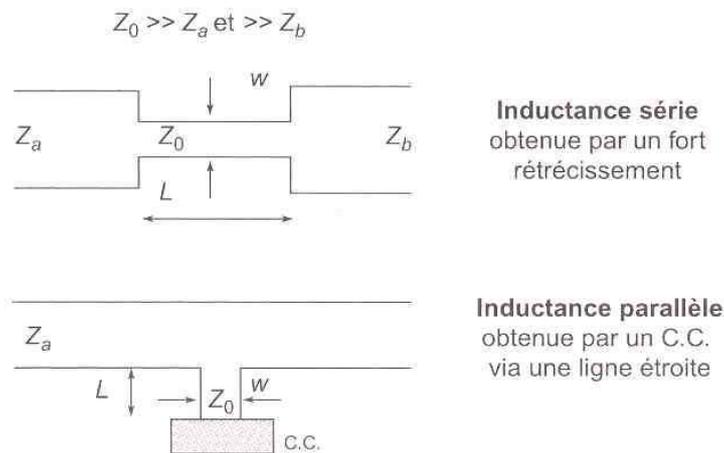


Figure 1.25 : Portion de ligne équivalente à une inductance.

Impédance de charge Z_c très grande, soit $Z_c \beta L \gg Z_0$

Dans ce cas, l'impédance d'entrée Z_e se simplifie à :

$$Z_e \approx -j \frac{Z_0}{L \beta} = -j \frac{Z_0}{L} \frac{v}{\omega} = -j \frac{1}{C_{eq} \omega}$$

Le tronçon de ligne de longueur L et d'impédance caractéristique Z_0 devient équivalent à une capacité C_{eq} donnée par (1.8), ce qui sera en pratique obtenue avec un tronçon de ligne à faible impédance caractéristique (typiquement, $Z_0 < 30 \Omega$).

$$C_{eq} = \frac{1}{Z_0} \frac{L}{v} \quad (1.8)$$

Comme précédemment, pour la mise en oeuvre en technologie microruban, cette portion à faible impédance peut être obtenue par un fort élargissement dans le cas d'une capacité en parallèle sur la ligne principale (figure 1.26). Le cas de la capacité série n'est jamais utilisé en pratique, et les structures de filtres doivent éventuellement être modifiées en conséquence.

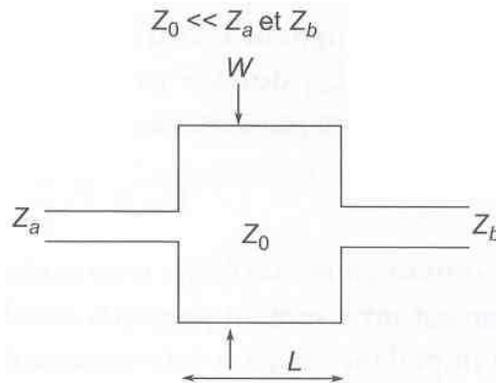


Figure 1.26 : Portion de ligne équivalente à une capacité parallèle.

A partir d'une synthèse préalable du filtre LC en éléments discrets, il est ensuite toujours possible de le transposer en éléments distribués à l'aide des équivalences précédentes. Les valeurs des composants discrets obtenues pour un gabarit donné sont parfois trop dispersées pour rester réalistes, et il est alors nécessaire d'avoir recours à des transformations de réseaux pour faire évoluer la structure de base en échelle vers de nouvelles structures plus complexes. De même, les niveaux d'impédances requis après transposition en éléments distribués peuvent générer des dimensions géométriques de lignes incompatibles avec les contraintes dimensionnelles du circuit. D'autres transformations sont encore disponibles pour se ramener à un circuit réalisable.

Il faut aussi tenir compte des effets de discontinuités entre les différents types de lignes mises en jeu, ce qui se traduit par un rayonnement électromagnétique (discontinuités de type jonctions ou effets d'extrémités).

Des récents travaux nationaux (IRCOM, LAAS, IXL...) ou internationaux, ont été publiés montrant de nouvelles topologies de ce type de filtres [31-34]. Malgré les excellentes performances notamment concernant leurs facteurs de qualité élevés, ces filtres présentent des pertes dans la bande passante du fait de l'utilisation de la technologie planaire. Ceci ne permet pas une intégration complète de la puce radiofréquence sur un substrat Silicium.

En général, ces filtres à éléments distribués trouvent leurs applications dans tout système haute fréquence (> 10 GHz), comme par exemple les communications entre les stations de base, ainsi que pour des applications spatiales : radar, satellites...

2-2-3. Filtres micromécaniques intégrés

Les Filtres micromécaniques ou MEMS (**M**icro-**E**lectro-**M**echanical **S**ystem) sont caractérisés par des facteurs de qualité qui peuvent être très élevés ($Q > 1000$) et beaucoup de travaux ont été publiés sur ces filtres [35-44]. Les récents développements dans le domaine des filtres MEMS ont permis de réaliser des filtres en technologie planaire ou coplanaire accordables en fréquence centrale et en bande passante à l'aide des capacités MEMS [41-43], cette technique évite d'utiliser des éléments localisés (diodes PIN, Schottky, ou varactors,..) qui engendrent un niveau de pertes important en raison de la résistance en série qui leur est associée [40].

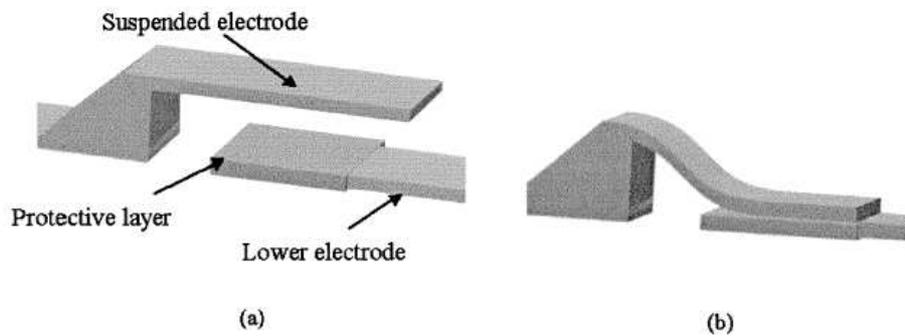


Figure 1.27 : Structure d'une capacité MEMS « commutateur cantilever »,
(a) dans l'état ouvert, (b) dans l'état fermé. [39]

La figure 1.27 représente la structure d'une capacité « cantilever » de type MEMS. Ce composant présente une membrane mobile suspendue sur l'électrode basse, formant une capacité entre les deux conducteurs. Dans l'état de la figure 1.27-a, la capacité C_{off} est faible puisqu'il y a de l'air qui sépare les deux électrodes, ainsi, la valeur de cette capacité est contrôlée par la distance séparant les deux électrodes. Par l'application d'une tension continue, la membrane supérieure se rapproche de l'électrode inférieure : le gap entre les deux électrodes diminue et la valeur de la capacité augmente. Inversement, si la tension de polarisation augmente, et dépasse la tension dite de « pull-in » du cantilever (tension pour laquelle la membrane suspendue se frotte à l'électrode inférieure (figure 1.27-b)), dans ces conditions, la valeur de la capacité C_{on} est trop élevée, et dépend fortement de la surface de la membrane d'en haut ainsi que de la constante diélectrique de la couche de séparation. Dans ces conditions, il existe deux techniques d'utilisation, soit comme une capacité variable et dans ce cas la valeur de la capacité varie en fonction de la position de l'électrode supérieure (sans qu'elle touche l'électrode inférieure), soit comme un commutateur dans ce cas, la valeur de la capacité commute entre deux valeurs bien définies.

En général, ces topologies de filtres présentent une meilleure sélectivité, moins de pertes, et une bonne accordabilité grâce aux capacités MEMS. Par contre, en plus de leur difficulté d'intégration en technologie semi-conductrice, ces filtres nécessitent des tensions de polarisation très élevées (de l'ordre de 30 à 100 Volts) [42-44], ce qui rend pour l'instant leurs implications en radiocommunications mobiles difficiles, voire impossibles.

Mais les gammes de fréquences actuellement accessibles pour ces filtres restent de l'ordre de quelques gigahertz. Afin de rapprocher les performances de ces filtres MEMS des spécifications GSM et UMTS et d'atteindre les fréquences intermédiaires qui sont de l'ordre de 100-300 MHz, un travail doit être effectué aussi bien sur l'adaptation de la technologie à l'application visée, que sur le développement de nouvelles architectures de filtres [37, 38].

D'autres topologies de ces filtres ont été développées [45, 46], ces filtres sont appelés filtres à lignes sur membranes suspendues (Micro-machining). Ce type de filtres provient des développements des filières technologiques relatives au silicium micro-usiné pour applications radiofréquences et hyperfréquences MEMS radiofréquence.

Le principe fondamental de fonctionnement de ce type de filtres consiste à utiliser des lignes de transmission suspendues sur une membrane diélectrique à très faibles pertes, afin d'éviter les problèmes de propagation à fréquence élevée rencontrés dans le cas d'un substrat massif de silicium par exemple. La structure la plus classique de membranes pour les filières technologiques à base de silicium est la suivante : une succession de couches minces ($7000 \text{ \AA} / 3000 \text{ \AA} / 4000 \text{ \AA}$) de silice et nitrure de silicium ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$) de résistivité supérieure à $10^{14} \Omega \text{ cm}$, transparentes jusqu'à quelques Tétra Hertz, permettant une propagation quasi-TEM pure non dispersive (voire très peu).

La membrane est dégagée par micro-usinage du substrat (gravure KOH ou EDP pour le Si), et la ligne de transmission obtenue (figure 1.28) se retrouve sur une membrane diélectrique effective qui reste très proche de 1 (typiquement, $\epsilon_e = 1,1$).

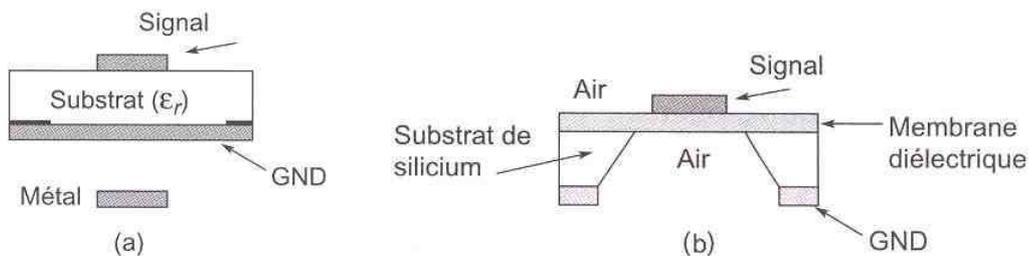


Figure 1.28 : Transformation d'une ligne micro ruban usuelle en ligne auto-suspendue, (a) d'une ligne micro ruban usuelle (b) ligne auto-suspendue.

L'inconvénient de cette technologie concerne le facteur dimensionnel. En effet, il n'est plus possible de réduire les dimensions des circuits grâce au facteur $\sqrt{\epsilon_r}$ qui existe en technologie microruban classique, d'où son utilisation plus intéressante à des fréquences très élevées (typiquement, au-delà de 30 GHz).

Avant de finir ce paragraphe, nous devons signaler qu'il existe d'autres types de filtres passifs externes à haut facteur de qualité, particulièrement, les filtres à résonateurs diélectriques.

Ces filtres sont constitués de résonateurs diélectriques (DR : **D**ielectric **R**esonator) alignés à l'intérieur d'un guide d'onde et séparés par des distances adéquates correspondant à leur couplage réciproque. Ce sont des filtres hyperfréquences accordables, sur une bande d'accord assez réduite (entre 0,1 et quelques pour cent), pour des fréquences d'utilisation comprises entre 0,5 et 20 GHz.

Différentes structures et géométries de ces filtres ont été réalisées [47-50]. Les principales applications de ces filtres dans les systèmes de télécommunications se situent à l'intérieur des stations de base en radiophonie mobile (filtre très sélectif acceptant des niveaux de puissance allant jusqu'à 10 W), des radars et des satellites de communication.

2-3. Filtres analogiques actifs [23, 51]

Une grande majorité de travaux de recherche ont traité le développement des filtres actifs intégrables (On-Chip), ces travaux ont fait l'objet de nombreux livres et de centaines d'articles [52-100]. Dans ce paragraphe nous allons rappeler brièvement les principales performances de certains filtres actifs que nous comparerons par la suite aux résultats que nous avons obtenus.

En général, la limitation en dynamique constitue la grande difficulté rencontrée lors de la conception de filtres passe-bande actifs à fort facteur de qualité. En outre, les tolérances de fabrication et l'effet de la température présentent également des défauts techniques majeurs.

En revanche, ces filtres actifs se caractérisent par leur facilité d'intégration en technologie semi-conductrice, et leurs performances sont plus ou moins comparables aux filtres passifs, par conséquent ils peuvent constituer une alternative aux filtres passifs, lorsque le domaine de fréquence le permet.

Globalement, les différents types de filtres actifs peuvent être regroupés en trois catégories principales, qui sont classées comme suit :

- Filtres Gm-C à temps continu,
- Filtres actifs LC (Q-Enhanced LC),
- Filtres à capacités commutées.

2-3-1. Filtres Gm-C

Les filtres Gm-C sont des filtres analogiques actifs, utilisant seulement des capacités et des éléments actifs. Ils peuvent être réalisés à base d'amplificateurs opérationnels de transconductance (OTAs) et de condensateurs (Gm-C) dans des circuits intégrés [52, 53]. Ces filtres sont principalement destinés à la fabrication de filtres d'ordres élevés et accordables sur une large bande de fréquence [54, 55].

Pour comprendre le fonctionnement de ces filtres [56], prenons une cellule de base (figure 1.29-a) où les cellules g_{mi} convertissent les tensions d'entrée en courants de sortie.

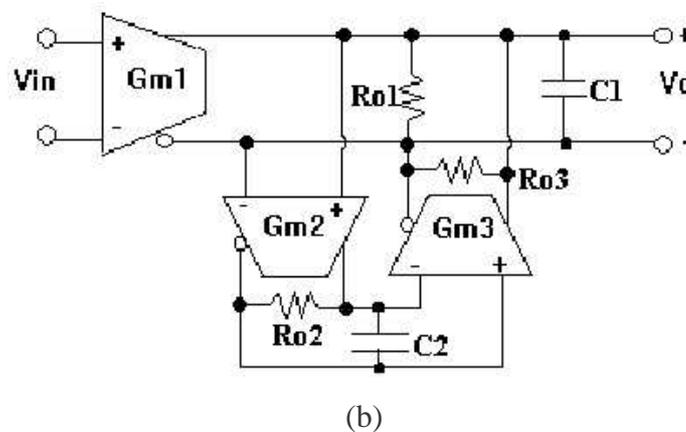
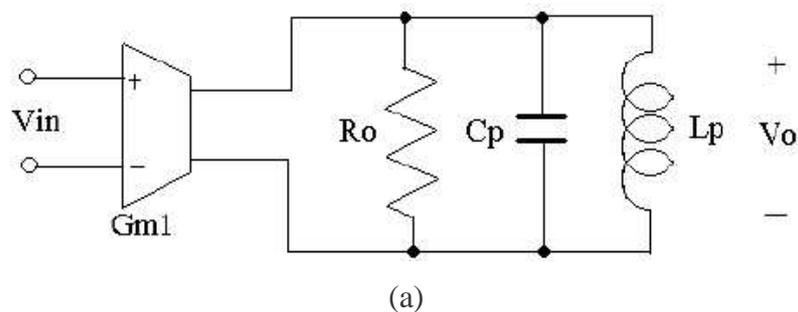


Figure 1.29 : (a) Cellule de base d'un filtre Gm-C, (b) circuit équivalent.

Il est possible de démontrer que cette cellule peut être modélisée par le circuit représenté sur la figure 1.29-b, où la fréquence de résonance suit la relation (1.9) :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p L_p}} = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \quad (1.9)$$

avec

$$L_p = \frac{C_2}{g_{m2} g_{m3}} \quad (1.10)$$

Et la fonction de transfert s'exprime par :

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = g_{m1} \left[\frac{\frac{1}{R_{o2} C_1 C_2} + \frac{s}{C_1}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_o C_1} + \frac{1}{R_{o2} C_2} \right) + \left(\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} + \frac{1}{R_{o1} R_{o2} C_1 C_2} \right)} \right] \quad (1.11)$$

où R_{oi} est l'impédance de sortie d'une cellule g_{mi} et $R_o = R_{o1} // R_{o3}$.

En parallèle, de nombreux développements ont récemment été réalisés en vue d'améliorer les performances des cellules de transconductance (G_m). Ainsi, plusieurs architectures de cellule G_m ont été proposées afin de répondre aux exigences de diverses applications. On distingue deux grandes classes d'architectures: les cellules G_m opérant dans la région ohmique [54], et celles opérant dans la région active (saturation) [57]. Bien que les cellules du premier type offrent en général une meilleure linéarité, les cellules opérant dans la zone active donnent de meilleures performances à plus haute fréquence.

On peut considérer la cellule différentielle simple (figure 1.30) comme une architecture de base pour réaliser un intégrateur G_m -C. Cette dernière, qui a été étudiée comme un élément pouvant servir à la réalisation de ces filtres [58], sert normalement d'étage d'entrée dans la plupart des amplificateurs opérationnels [59].

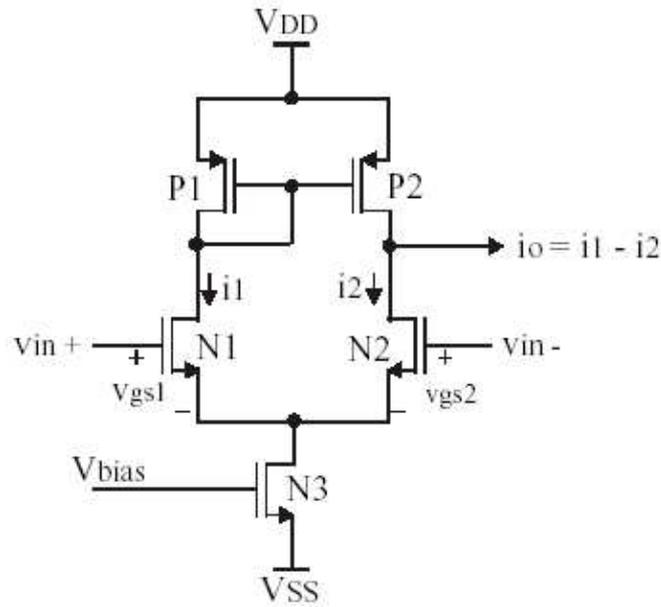


Figure 1.30 : Cellule différentielle simple de type N.

Il est possible de modifier la transconductance en variant la tension de polarisation V_{bias} sans affecter la tension différentielle de commande V_{in} . Dans l'hypothèse que les transistors N1 et N2 aient les mêmes dimensions alors la transconductance totale du circuit est donnée par la relation (1.11) :

$$G_m = \frac{i_o}{V_{in+} - V_{in-}} \quad (1.12)$$

Le problème principal de ce circuit, qui pourtant offre une bonne linéarité, est qu'il possède une faible impédance de sortie. Cette dernière est équivalente à seulement quelques centaines de kilo Ohms, puisqu'elle provient des résistances drain-source (r_{ds}) des transistors N2 et P2 mises en parallèle. Une fois la charge ajoutée (condensateur), le circuit est loin d'offrir un comportement d'intégrateur idéal. Par contre, l'intérêt des cellules de transconductance (G_m), par rapport aux autres techniques existantes, est l'utilisation d'éléments simples, permettant d'ajuster les paramètres des filtres réalisés.

De nombreux développements ont récemment été réalisés en vue d'améliorer les performances des cellules de transconductance (G_m). Ainsi, plusieurs architectures de ces cellules G_m ont été proposées afin de répondre aux exigences de diverses applications [60-64].

Le tableau 1.2 montre les performances de quelques réalisations de ces filtres.

Tableau 1.2 : Comparaison de performances de quelques topologies de filtres Gm-C. [56]

	[65] 1990	[66] 1992	[67] 1997	[68] 1998	[69] 1999
Fréquence centrale (Fo)	13 MHz	10,7 MHz	300 KHz	10,7 MHz	70 MHz
Facteur de qualité (Q)	52	20	25	20	390
Ordre du filtre	4	4	4	4	6
Accord	Q & Fo	Q & Fo	Q & Fo	Q & Fo	Q & Fo
Bruit	$6 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	$822 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$280 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$305 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$70 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Linéarité	1 % @ 211 mV	-40 dB @ 1,2 V	-72 dB @ 1,4 V	1 % @ 50 mV	IIP3 0 dBm
Dynamique	37 dB	68 dB	75 dB	47 dB	80 dB
Puissance consommée	350 mW	220 mW	70 mW	108 mW	120 mW
Tension	$\pm 5\text{-}6 \text{ V}$	$\pm 2,5 \text{ V}$	5 V	$\pm 1,5 \text{ V}$	3 V single
Technologie	3 μm	1,5 μm	0,7 μm	1,2 μm	0,8 / 0,5 μm
Taille (mm ²)	2,3 x 3,4	6	4,8	1,8 x 1,8	2

En général, l'avantage que procure l'utilisation des cellules de transconductance par rapport aux autres techniques existantes pour la réalisation des filtres actifs, est qu'il est possible de travailler à des fréquences beaucoup plus élevées tout en minimisant la puissance de consommation. De plus, étant donné les variations dues aux procédés de fabrication, il est possible de modifier les paramètres des filtres en ajustant la valeur des cellules Gm-C. En revanche, l'utilisation de ces cellules de transconductance reste toujours critique car limitée en fréquence (jusqu'à quelques centaines de Mégahertz), limitant ainsi la dynamique, qui peut difficilement dépasser 50 dB [69].

2-3-2. Filtres actifs LC (Q-Enhanced LC)

Les filtres passifs LC peuvent être employés pour la fabrication des circuits intégrés en utilisant des inductances intégrées en technologie planaire, et des capacités intégrées [70]. La principale limitation de ces filtres concerne l'utilisation d'inductances dans la plage de fréquences allant de 100 MHz et 900 MHz. De plus, les inductances en spirale intégrées présentent généralement des facteurs de qualité relativement faibles ($Q \approx 5$ pour une technologie Silicium de base). Dans ces conditions, le filtre LC passe-bande doit présenter une bande passante (à -3 dB) de seulement 20 % de la fréquence centrale. Cette valeur est insuffisante pour réaliser des filtres sélectifs.

Les filtres actifs LC (Q-Enhanced) constituent un domaine de recherche à très forte émergence, dans lequel peu d'articles ont été publiés [71-73]. Les topologies de ces filtres utilisent des éléments actifs pour compenser les pertes rencontrées dans les inductances lors de l'intégration des filtres passifs LC. Nous présentons ici un simple exemple d'un filtre actif LC (Q-Enhancement) traité par Chris DeVries [62], et dont la figure 1.31 représente la structure fonctionnelle de ce filtre.

Ce filtre du second ordre est composé d'un amplificateur de gain en entrée, suivi d'un circuit résonateur LC (LC tank), et d'un circuit à résistance négative (Q-enhancement) permettant l'amélioration de Q.

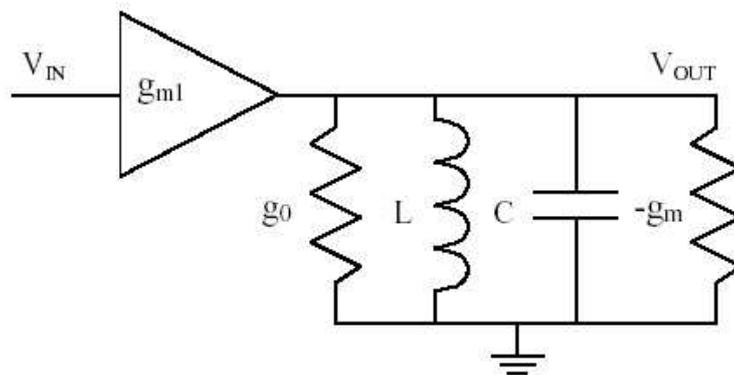


Figure 1.31 : Structure du filtre LC (Q-enhanced).

$gm1$ est la transconductance d'entrée, et go est la conductance parallèle équivalente due aux pertes du résonateur dans le circuit. Dans la plupart des cas, ces pertes sont dominées par les pertes dans l'inductance.

• **La transconductance qui permet l'amélioration du facteur de qualité Q « Q-Enhancement » (-gm)**

La structure de cette transconductance est une simple paire différentielle composée des transistors $M_{3a,b}$ et M_4 , la conductance négative étant obtenue en réalisant une réaction positive. Dans ces conditions, la tension V_Q contrôle le facteur de qualité Q du filtre. La résistance de dégénération R_1 et le transistor M_4 permettent d'améliorer la zone linéaire du filtre. Pour cela, le transistor M_4 opère dans la région résistive, et il est ainsi équivalent à une résistance permettant de contrôler la dégénération. Cette solution offre la possibilité d'établir un équilibre optimal entre le dynamique et la puissance consommée.

Notons deux points, d'une part que le facteur de qualité Q dépend principalement de la différence go-gm, et d'autre part que le gain du filtre est très sensible aux variations de gm de cette transconductance. La transconductance gm présentée aux bornes du résonateur LC est donnée par la relation suivante [74] :

$$g_m = \frac{g'_m}{1 + g'_m R} \quad (1.15)$$

où, g'_m est la transconductance totale des transistors M_{3a} et M_{3b} , et R est la résistance totale de dégénération.

D'après la relation (1.15), la valeur de transconductance gm dépend du terme de réaction $(1 + g'_m R)$, aussi, la valeur maximale que peut avoir gm est $1/R$ (g'_m très grand). En conséquence, la résistance de la dégénération doit être faible pour compenser les pertes équivalentes dans le circuit résonateur LC. Un compromis sur la valeur de R doit être trouvé afin d'optimiser l'amélioration du facteur de qualité et l'amélioration de la linéarité du circuit. Pour quelques applications, il est préférable de changer la linéarité de la transconductance pour différentes conditions du fonctionnement. Une résistance R de faible valeur permet d'avoir moins de puissance exigée pour atteindre des bons facteurs de qualité. Le fait d'avoir le transistor M_4 qui est équivalent à une résistance permet de réaliser ceci, et ainsi de contrôler le facteur de qualité Q du filtre par le biais de la tension V_Q .

• Résonateur LC

Le résonateur LC du filtre est composé d'une inductance réelle et d'une diode varactor. Pour s'adapter à des radiofréquences (100 - 900 MHz), les inductances et les diodes varactors ne peuvent pas être intégrées, et sont donc externes. Par contre, pour de plus hautes fréquences (1 - 2.5 GHz) le circuit du résonateur est complétement intégré et utilise des inductances spirales.

Pour compléter l'étude sur les filtres actifs LC, le tableau 1.3 reporte les performances de quelques travaux réalisés et publiés sur ce type de filtres. En général, les avantages majeurs des filtres actifs LC (Q-Enhanced) par rapport aux filtres Gm-C sont en effet leur fréquence d'opération élevée (quelques Gigahertz), et leur faible consommation en puissance. En plus ces filtres ont montré une faible sensibilité aux composants actifs [71], ce qui permet d'accorder facilement leur facteur de qualité [75, 76].

En effet, les filtres actifs LC (Q-Enhanced) constituent une véritable solution pour la fabrication des filtres intégrés, à faible consommation. En revanche, la limitation en dynamique [75] et les possibilités d'intégration des inductances en fonction de la fréquence de transition f_T , ainsi que l'occupation sur la puce restent encore des contraintes à résoudre pour ces filtres.

Tableau 1.3 : Comparaison de performances de quelques réalisations de filtres actifs LC.

	Année	Type du filtre passe-bande	Fréquence centrale (GHz)	Facteur de qualité	Puissance dissipée (mw)	Point de compression à 1dB (dBm)	Dyna-mique (dB)	Taille en mm ²	Techno. (silicium)
[77]	1996	2 ^{ème} ordre LC	1,825±0,2	3-350	26,1	-18 (Q=35)	53	0,38	Bipolar 0,8 µm
[76]	1998	4 ^{ème} ordre LC	0,84±0,035	-	207,9	-18	75	2	CMOS 0,8 µm
[78]	1998	2 ^{ème} ordre LC	0,994	4-400	68	-15,7 (Q=40)	62,3	0,60	Bipolar 0,5 µm
[79]	2002	2 ^{ème} ordre LC	2,06±0,13	20-170	5,2	-30 (Q=40)	52	0,10	CMOS 0,35 µm
[80]	2002	3-pole Chebyshev	2,14	35,67	17,5	-13,4	81,6	2	CMOS 0,25 µm
[81]a	2002	4 ^{ème} ordre Butterworth	1,882	-	48,6-59,4	-11,5	84,5	7,14	BiCMOS 0,25 µm
[81]b	2002	4 ^{ème} ordre Butterworth	1,7	-	60,2-73,6	-6,9	74,1	6,44	SiGe BiCMOS 0,5 µm
[82]	2004	2 ^{ème} ordre LC	1,035±0,055	5-180	11,4-15,5	-13 (Q=20)	80	0,62	CMOS 0,35 µm

2-3-3. Filtres à capacités commutées (Switched Capacitor Filters)

Les filtres à capacités commutées sont des filtres à temps discrets, ils sont habituellement formés par des amplificateurs opérationnels et des capacités commutées pour remplacer les résistances dans les filtres RC actifs. La structure de base de ces filtres est formée par l'intégrateur à capacités commutées, et la figure 1.33 représente l'architecture de cet intégrateur dans ses deux versions inverseur et non inverseur.

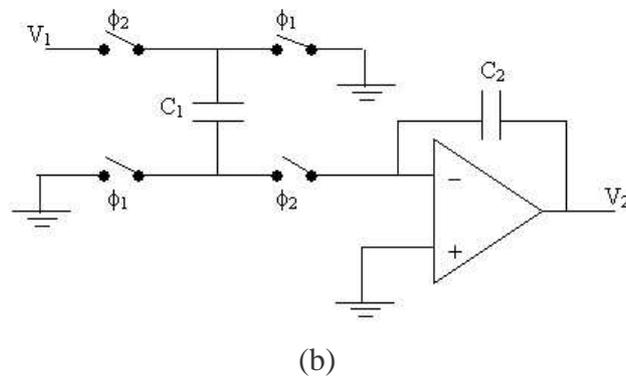
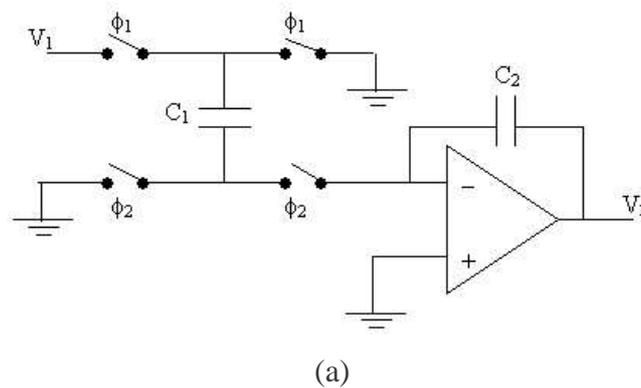


Figure 1.33 : Architecture d'un intégrateur à base des capacités commutées,
(a) inverseur, (b) non inverseur.

Différentes topologies de filtres à capacités commutées à base de cette structure ont été proposées et réalisées en technologie CMOS [83-89]. Ces filtres actifs ont montré d'excellentes performances, mais généralement à des fréquences relativement basses (quelques Mégahertz).

Tableau 1.4 : Comparaison des performances de filtres passe-bande à capacités commutées.

Réf	Année	Fréquence (MHz)	B.P (KHz)	Q	Puissance Consommée (mW)	Dynamique (dB)	Technologie	Taille mm ²	Tension d'alimentation
[90]	1983	0,260	6,5 (2,5%)	40	70	70	4 μm CMOS	--	±5 V
[91]	1986	3	56 (1,8%)	55	45	51	1,75 μm CMOS	2	5 V
[92]	1988	10,7	430 (4%)	25	500	42	2,25 μm CMOS	2	10 V
[93]	1991	20	1250 (6,3%)	16	440	65	0,5 μm GaAs	8,6	--
[94]	1997	10,7	370 (3,5%)	29	16	68	1,2 μm BiCMOS	1,6	5 V
[94]	1997	435 10 ⁻³	66 (15%)	6,6	0,16	52	0,5 μm CMOS	0,15	1 V
[95]	2001	75 10 ⁻³	1,67 (2,22%)	45	0,31	54	0,5 μm CMOS	0,8	1 V

Quelques réalisations de ces filtres passe-bandes à capacités commutées ont été destinées à la conception des systèmes de radiocommunications [86, 90-95] et quelques unes de ces performances sont reportées sur le tableau 1.4. La première réalisation reportée [90] est un exemple des premiers travaux réalisés sur ce type de filtres. Ce filtre de sixième ordre présente une bande passante de 6,5 KHz (2,5 %), une dynamique de 70 dB, et une consommation en puissance de 70 mW, autour d'une fréquence centrale égale à 260 KHz.

Les autres réalisations [86, 91-95] citées en tableau 1.4, montrent la possibilité et les principales limitations pour l'implémentation de ce type de filtres qui concernent surtout la faible dynamique, une grande consommation en puissance, et la difficulté de montée en fréquence constatée par la dégradation des performances de ces filtres.

Les limitations de ces architectures nous ont amené à travailler sur de nouvelles topologies, des filtres à capacités commutées à fort facteur de qualité et accordables sur une large bande dans le domaine des radiofréquences [98-100]. Nous nous sommes surtout intéressés à des structures qui n'utilisent pas d'amplificateurs opérationnels afin d'éviter les limites apportées par ces dispositifs en hautes fréquences (diminution du gain avec la fréquence, impédance d'entrée non infinie, ...).

Les détails et les discussions sur ces types de filtres ainsi que la conception d'une nouvelle architecture de ces filtres seront l'objet des prochains chapitres.

2-4. Synthèse

Nous pouvons conclure en établissant une synthèse des différentes familles de filtres présentées précédemment (Tableau 1.5). Il faut cependant rappeler que nous avons limité notre étude aux filtres susceptibles d'être appliqués dans les domaines des radiofréquences et micro-ondes. N'ont pas été traités les filtres utilisés pour des applications basses fréquences (filtres numériques, filtres à quartz, filtres à courant commutés...), ou d'autres types de filtres qui sont utilisés pour des applications à très hautes fréquences (filtres à ligne hélicoïdale, filtres à lignes couplées et interdigitées...), ainsi que certains filtres appliqués aux micro-ondes (filtres à cavité en guide d'onde et filtres YIG).

Tableau 1.5 : Bilan comparatif des différentes techniques de filtrage.

Type du Filtre	Avantages	Inconvénients	Fréquences centrales	Applications
Passifs LC	Grande dynamique	Facteur de qualité, surface importante	> 100 MHz	Présélection RF
A ondes de surface (SAW)	Stabilité, grande dynamique	Technologie spécifique, surface importante	> 100 MHz	Présélection RF + IF
Capacités commutées (utilisant des AOP)	Précision, intégration	Dynamique limitée, horloge externe	< 10 MHz	Bande de base
Gm-C	Forte densité d'intégration	Dynamique limitée, ajustement	< 100 MHz	Bande de base + IF
Actifs LC (Q-Enhanced LC)	Grande dynamique, stabilité	Surface importante, ajustement	> 100 MHz	RF + IF

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons déterminé les principes de l'émission et la réception radiofréquences. Puis, nous avons présenté les différents éléments des trois principales architectures utilisées dans les chaînes de réception, à savoir les architectures à plusieurs changements de fréquences dites superhétérodynes, à faible fréquence intermédiaire et à conversion directe. L'architecture superhétérodyne, malgré sa maîtrise de fabrication, présente une multitude d'inconvénients. En effet, sa complexité, son bas niveau d'intégration monolithique et surtout son incompatibilité avec les systèmes multimodes/multibandes l'écartent d'emblée des récepteurs à utiliser dans l'avenir. L'architecture à faible fréquence intermédiaire (Low-IF) offre de réelles potentialités grâce à sa simplicité et à son haut niveau d'intégration. Cependant, si elle a prouvé son efficacité pour les standards à bande étroite, il en sera plus difficile pour les standards large bande. De plus, toutes les contraintes du récepteur reposent sur le convertisseur analogique-numérique (ADC) qui doit avoir une grande dynamique et être capable de traiter des signaux à spectre large bande. L'avancée des technologies submicroniques permettra certainement dans un proche avenir de concevoir de tels circuits. L'architecture à conversion directe présente les mêmes avantages que la précédente, mais laisse en outre une grande marge de liberté quant au choix de la dynamique du convertisseur.

L'étude de ces systèmes de radiocommunications a montré l'importance de la fonction de filtrage, qui peut être plus ou moins compliquée selon qu'elle est réalisée dans la partie numérique ou analogique. L'intérêt d'intégrer les éléments assurant cette fonction est primordiale afin de concevoir des systèmes d'émission-réception totalement intégrés sur une seule et même puce semi-conductrice (System On-Chip).

Différentes topologies de filtres micro-ondes et radiofréquences existant dans la bibliographie ont été exposées, montrant ainsi l'intérêt du développement des nouvelles architectures de filtres radiofréquences capables d'être utilisées pour ces systèmes de réception ou pour tout autre système de radiocommunication sans fil.

Références du chapitre 1

- [1] **J. Crols and M. Steyaert**,
“CMOS Wireless Transceiver Design”,
Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [2] **Collectif d’auteurs sous la direction de Geneviève Baudoin**,
“Radiocommunications numériques: Principes, modélisation et simulation”,
Tome. 1, Dunod, paris 2002.
- [3] **Stephen A. Mass**,
“Microwave Mixers”,
Artech House, INC, 1993.
- [4] **Vincent Geffroy**,
“Conception de circuits intégrés radiofréquences sur technologie CMOS pour des applications sans fil grand public : Application aux mélangeurs”.
Thèse de doctorat de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications,
N° d’ordre : 2002-, pp. 22-27, octobre 2002.
- [5] **S. C. Cripps**,
“RF Power Amplifiers for Wireless Communications”,
Artech House Publishers, 1999.
- [6] **C. Duvanaud, P. Bouysse, S. Dietsche, J. M. Nebus, J. M. Paillot, and D. Roques**,
“A Design Method for Highly Efficient Power Amplifiers: Application to Class F Amplifiers”,
International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, Vol. 6, No. 4, pp. 288-293, 1996.
- [7] **C. Duvanaud**,
“Amplificateurs de puissance optimisés en consommation et linéarité: analyse du comportement non-linéaire, méthodes de conception et nouvelles architectures”,
Mémoire d’habilitation à diriger des recherches, 16 décembre 2003.
- [8] **A. Pärssinen, J. Jussila, J. Ryyänen, L. Sumanen, K. Kivekäs and K. Halonen**,
“Circuit Solutions for WCDMA Direct Conversion Receiver”,
IEEE Norsig 2000, Kolmården, Sweden, June 13-15, 2000.
- [9] **J. Wilson, R. Youell, T.H. Richards, G. Luff, and R. Pilaski**,
“A Single-Chip VHF and UHF Receiver for Radio Paging”,
IEEE J. of Solid State Circuits, vol. 26, no. 12, pp. 1944-1950, December 1991.
- [10] **A. A. Abidi**,
“Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications”,
IEEE J. of Solid State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, December 1995.
- [11] **S. Mirabbasi and K. Martin**,
“Classical and Modern Receiver Architectures”,
Topics in Circuits for Communications, IEEE Communications Magazine, pp. 132-139,
November 2000.

-
- [12] **H. Tsurumi and T. Meada**,
“Design Study on a Direct Conversion Receiver Front-End for 280 MHz, 900 MHz, and 2.6 GHz Band Radio Communications Systems”,
Vehicular Technology Conference, 1991. 'Gateway to the Future Technology in Motion', 41st IEEE , pp. 457-462, 19-22 May 1991.
- [13] **C. Takahashi, R. Fujimoto, S. Arai, T. Itakura, T. UENO, H. Tsurumi, H. Tanimoto, S. Watanabe, K. Hirakawa**,
“A 1.9 GHz Si Direct Conversion Receiver IC for QPSK Modulation Systems”,
IEEE ISSCC, pp. 138-139, February 1995.
- [14] **L. Lévy**,
<http://perso.club-internet.fr/dspt/LEVY.htm>
- [15] **Colebraok**,
<http://www.thevalvepage.com/radtech/synchro/synchro.htm>.
- [16] **A-S Porret, T. Melly, D. Python, C. C. Enz, and E. A. Vittoz**
“An Ultralow-Power UHF Transceiver Integrated in a Standard Digital CMOS Process: Architecture and Receiver”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 3, pp. 452-466, March 2001.
- [17] **Behzad Razavi**,
“RF Microelectronics”,
Prentice Hall, 1998.
- [18] **Dan Fague. Othello**,
“A New Direct-Conversion Radio Chip Set Eliminates IF Stages”,
Analog Dialog, novembre – décembre 1999.
- [19] **David Marsh**,
“Direct Conversion Receivers Battle Superheats for GSM Design Wins”,
EDN Europe Magazine, octobre 2000.
- [20] **A. A. Gaash, R. S. Pepper, and D. O. Pederson**,
“Design of Integrable Desensitized Frequency Selective Amplifier”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-1, no. 1, pp. 29-35, September 1966.
- [21] **G. A. Rigby, and D. G. Lampard**,
“Integrated Frequency-Selective Amplifiers for Radio Frequencies”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-3, no. 4, pp. 417-422, December 1968.
- [22] **Collectif d’auteurs sous la direction de Geneviève Baudoin**,
“Radiocommunications numériques: Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes”,
Tome. 2, Dunod, paris 2002.
- [23] **William B. Kuhn**,
“Design of Integrated, Low Power, Radio Receivers in BiCMOS Technologies”,
PhD Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 1995.
- [24] **P. T. M. van Zeijl, J. H. Visser, and L. K. Nanver**,
“FM Radio Receiver Front-End Circuitry with On-Chip SAW Filters”,
IEEE Trans. on Consumer Elect., vol. 35, no. 3, August 1989.
-

-
- [25] **J. C. Haartsen**,
“Development of a Monolithic, Programmable SAW Filter in Silicon”,
IEEE MTT-S Digest, pp. 1115-1118, 1990.
- [26] **N. M. Nguyen, and R. G. Meyer**,
“Si IC-Compatible Inductors and LC Passive Filters”,
IEEE J. Solid-State Circuits, pp. 1028-1031, August 1990.
- [27] **M. Hikita, H. Kojima, T. Tabuchi, and Y. Kinoshita**,
“800-MHz High-Performance SAW Filter Using New Resonant Configuration”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-33, No. 6, June 1985.
- [28] **G. Müller, J. Machui, L. Reindl, R. Weigel and P. Russer**
“Design of a Low Loss SAW Reflector Filter with Extremely Wide Bandwidth for
Mobile Communication Systems”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 41, No. 12, December 1993.
- [29] **I-T. Tang, H-J. Chan, M-P Houng, and Y-H Wang**,
“A novel Integrable Surface Acoustic Wave Notch Filter”,
Solid –State Electronics, pp. 2063-2066, vol. 47, 2003.
- [30] **A. Tombak, J-P. Maria, F. T. Ayguavives, Z. Jin, G. T. Stauf, A. I. Kingon, and
A. Mortazawi**,
“Voltage-Controlled RF Filters Employing Thin-Film Barium-Strontium-Titanate
Tunable Capacitors”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, No. 2, February 2003.
- [31] **P. Meunier**,
“Filtres actifs planaires en bande L sous substrat à forte permittivité”,
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, Janvier 1994.
- [32] **S. Dardillac, J. Tissier, L. Billonnet, B. Jarry, C. Zanchi**,
“Filtre passe-bande très sélectif aux pertes composées par des résistances négatives”,
JNM 2003, 4D, 21-23 Mai, Lille 2003.
- [33] **D. Héral, L. Smaïni, H. Ezzeddine**,
“Band-pass Elliptic Filter for Ultra-Wide Band Communication Systems”,
2004 IEEE MMT-S Mediterranean Microwave Symposium (MMS’04), 1C, Marseille,
France, 1-3 June 2004.
- [34] **E. Hanna, P. Jarry, E. Kerhervé, J.M. Pham**,
“General prototype network method for suspended substrate microwave filters with
asymmetrically prescribed transmission zeros-Synthesis and realization”,
2004 IEEE MMT-S Mediterranean Microwave Symposium (MMS’04), 2B, Marseille,
France, 1-3 June 2004.
- [35] **E. R. Brown**,
“RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits”,
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, pp. 1868–1880, Nov. 1998.
- [36] **S. J. Fiedziuszko**,
“Applications of MEMS in communication satellites”,
13th Int. Microwaves, Radar, and Wireless Communications Conf., vol. 3, pp. 201–
211, 2000.
-

- [37] **D. Galayko, A. Kaiser, O. Billoit, C. Combi,**
“Résonateurs micro-mécaniques dans la technologie de couches épaisses pour le filtrage IF dans les récepteurs RF”,
TAISA 2002, Paris France.
- [38] **R. L. Borwick, P. A. Stupar, J. F. DeNatale, R. Anderson, and R. Erlandson,**
“Variable MEMS Capacitors Implemented Into RF Filter Systems”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, No. 1, January 2003.
- [39] **E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanne, E. Rius, C. Person, and F. Huret,**
“MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, No. 1, January 2003.
- [40] **E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, F. Huret,**
“Filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale à capacités variables de type MEMS”,
JNM 2003, 2A1-2, Lille, 21-23 Mai, 2003.
- [41] **T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, A. Catherinot,**
“Conception et réalisation d’un filtre deux pôles accordable en technologie coplanaire”,
JNM 2003, 2A1-3, Lille, 21-23 Mai, 2003.
- [42] **A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz,**
“A high performance MEMS miniature tunable bandpass filter”,
IEEE MTT- RFIC Symposium Digest, TH2C-2, pp. 1785-1788, 2003.
- [43] **E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blody, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, F. Huret,**
“Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers”,
IEEE MTT- RFIC Symposium Digest, IFTU-21, pp. 523-526, 2003.
- [44] **A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz,**
“Miniature and Tunable Filters Using MEMS Capacitors”,
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, No. 7, July 2003.
- [45] **M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon,**
“Filtres planaires micro-usinés faible bande avec intégration en surface”,
JNM 2003, 21-23 Mai, 3D, Lille 2003.
- [46] **M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, and J. L. Cazaux,**
“A surface-mountable membrane supported filter”,
IEEE Microwaves and Wireless Components Letters, vol. 13, No. 12, December 2003.
- [47] **G. Subramanyam, F. Van Keuls, and F. A. Miranda,**
“A K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin-film conductor/ferroelectric/dielectric multilayer configuration,”
IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 8, pp. 78–80, Feb. 1998.

- [48] **F. A. Miranda, G. Subramanyam, F.W. van Keuls, R. R. Romanofsky, J. D. Warner, and C. H. Mueller,**
“Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Ku- and K-band satellite communication systems”,
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 1181–1189, July 2000.
- [49] **E. Goron, J. P. Coupez, C. Person, Y. Toutain, H. Lattard, F. Perrot,**
“Filtres microrubans compacts, à très forte sélectivité, pour les terminaux mobiles de troisième génération”,
JNM 2003, 21-23 Mai, 6B3, Lille 2003.
- [50] **T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, P. Pons,**
“Filtres coplanaires micro usinés sur silicium”,
JNM 2003, 21-23 Mai, 3D, Lille 2003.
- [51] **Chris DeVries,**
“CMOS High Q-enhanced Filters for Radio Receivers”,
Master thesis submitted to the Faculty of Graduate Studies and Research, Ottawa-Carleton Institute for Electrical Engineering, Carleton University, Ottawa, Canada, April 2002.
- [52] **M. S. Malavar,**
“Electronically controlled active -C filters and equalizers with Operational Transconductance Amplifiers”,
IEEE transactions on CAS-31, n° 7, pp. 645-49, 1984.
- [53] **Y. Sun,**
“Design of High frequency Integrated Analog Filters”,
IEE Ed., 2002
- [54] **Z. Y. Chang, D. Haspelagh, J. Verfaillie,**
“A Highly Linear CMOS Gm-C Bandpass Filter with On-Chip Frequency Tuning”,
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 32, n. 3, March 1997.
- [55] **H. Yamazaki, K. Oishi, and K. Gotoh,**
“An Accurate Center Frequency Tuning Scheme for 450-KHz CMOS Gm-C Bandpass Filters”,
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, n. 12, December 1999.
- [56] **Choi Yu Wing,**
“A 70 MHz CMOS Gm-C band pass filter with Automatic Tuning”,
Master Thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, Hong Kong University of Science and Technology, August 1999.
- [57] **D. R. Welland and al.,**
“A digital Read/Write channel with EEPR4 detection”,
IEEE Solid-State Circuits Conference, pp. 276-277, San Francisco.
- [58] **R. R. Torrance, Viswanathan, and J. V. Hanson,**
“CMOS Voltage to Current Transducers”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 32, pp. 1097-1104, 1985.

- [59] **D. A. John, K. Martin,**
“Analog Integrated Circuit Design”,
John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [60] **A. Nedungadi, and T. R. Viswanathan,**
“Design of Linear Transconductance Elements”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 31, pp. 891-894, 1984.
- [61] **C. S. Park, and R. Schaumann,**
“A high frequency CMOS linear transconductance element”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 33, pp. 1132-1138, 1986.
- [62] **J. E. Kardontchik,**
“Introduction to the Design of Transconductor-Capacitor Filter”,
Raytheon Company, Mountain View, 1992.
- [63] **S. Szczepanski, J. Jakusz, and Schaumann,**
“A linear fully balanced CMOS OTA for VHF filtering applications”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, 44, 174-187, 1997.
- [64] **A. Assi, and M. Sawan,**
“High Performance CMOS Transconductor for Mixed-Signal Analog Digital Applications”,
Kluwer Academic Publishers, pp. 303-317, 1999.
- [65] **Y-T. Wang and A. A. Abidi,**
“CMOS Active Filter Design at Very High Frequencies”,
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 25, No. 6, December 1990.
- [66] **J. Silva-Martinez, M. S. J. Steyaert and W. Sansen,**
“A 10.7 MHz 68-dB SNR CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning”,
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 27, No. 12, December 1992.
- [67] **Z. Y. Chang, Haspelagh and J. Verfaillie,**
“A Highly Linear CMOS Gm-C Bandpass Filter with On-Chip Frequency Tuning”,
IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 32, No. 3, March 1997.
- [68] **J-M. Stevenson and E. Sanchez-Sinencio,**
“An Accurate Quality Factor Tuning Scheme for IF and High-Q Continuous-Time Filters”,
ISSCC 1998, Analog, sensors and communications circuits.
- [69] **A. Nedungadi, T. R. Viswanathan,**
“Design of Linear Transconductance Elements”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 31, pp. 891-894, 1984.
- [70] **E. Abou-Allam, T. Manku, E.I. El-Masry,**
“Q-enhanced 1.9GHz tuned CMOS RF amplifier”,
Electronics Letters, vol. 32, n. 5, Feb. 1996.
- [71] **R. A. Duncan, K. W. Martin, and A. S. Sedra,**
“A Q-Enhanced Active-RLC Bandpass Filter”,
IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, 1993, pp. 1416-1419.

- [72] **S. Pipilos, and Y. Tsvividis,**
“RLC Active Filters with Electronically Tunable Centre Frequency and Quality Factor”,
Electronics Letters, vol. 30, no. 6, pp. 472-474, 17, March 1994;
- [73] **W. B. Kuhn, F. W. Stephenson, and A. Elshabini-Riad,**
“Dynamic Range of High-Q OTA-C and Enhanced-Q LC RF Bandpass Filters”,
1994 Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 767-771, 1994.
- [74] **B. Razavi,**
“Design of Analog CMOS Integrated Circuits”,
McGraw-Hill, 2001.
- [75] **R. Duncan, K. W. Martin, and A. S. Sedra,**
“A Q-Enhanced Active-RLC Bandpass Filter”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems- II Analog and Digital Signal Processing,
vol. 44, no. 5, May 1997.
- [76] **W. B. Kuhn, N. K. Yanduru, and S. Wyszynski,**
“Q-Enhanced LC Bandpass Filters for Integrated Wireless Applications”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 12, Dec. 1998.
- [77] **S. Pipilos, Y.P. Tsvividis, J. Fenk, and Y. Papananos,**
“A Si 1.8 GHz RLC filter with tunable center frequency and quality factor”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, pp. 1517-1525, Oct. 1996.
- [78] **W. Gao and W. M. Snelgrove,**
“A linear integrated LC bandpass filter with Q-enhancement”,
IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, pp. 635-639, May 1998.
- [79] **F. Dülger, E. Sanchez-Sinencio, and J. Silva-Martinez,**
“A 2.1 GHz, 1.3 V, 5 mW, programmable Q-enhancement LC bandpass biquad in 0.35 μm CMOS”,
In Proc. 2002 IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 283-286, 2002.
- [80] **T. Soorapanth and S. S. Wong,**
“A 0-dB IL 2140 \pm 30 MHz bandpass filter utilizing Q-enhanced spiral inductors in standard CMOS”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 579-586, May. 2002.
- [81] **D. Li and Y. Tsvividis,**
“Design techniques for automatically tuned integrated gigahertz-range active LC filters”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 967-977, Aug. 2002.
- [82] **S. Banatas, Y. Koutsoyannopoulos,**
“CMOS active-LC bandpass filters with coupled-inductor Q-enhancement and center frequency tuning”,
IEEE Trans. Circuits Syst. – II: Express Briefs, vol. 51, No. 2, pp. 69-76, Feb. 2004.

- [83] **B-S. Song**,
“A 10.7-MHz Switched-Capacitor Bandpass Filter”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 24, no. 2, pp. 320-324, April 1989.
- [84] **R. Castello, and L. Tomasini**,
“1.5-V High-Performance SC Filters in BiCMOS Technology”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 26, no. 7, pp. 930-936, July 1991.
- [85] **D. G. Haigh, C. Toumazou, S. J. Harrold, K. Steptoe, J. I. Sewell, and R. Bayrunes**,
“Design Optimization and Testing of a GaAs Switched-Capacitor Filter”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no. 8, pp. 825-837, August 1991.
- [86] **A. Baschirotto and R. Castello**
“A 1-V 1.8- MHz CMOS switched opamp SC filter with rail-to-rail output swing”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 1979-1986, December 1997.
- [87] **Un-Ku Moon**,
“CMOS High-Frequency Switched-Capacitor Filters for Telecommunication Applications”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 2, pp. 212-220, February 2000.
- [88] **A. Baschirotto, F. Severi, and Castello**,
“A 200-Ms/s 10-mW Switched-Capacitor Filter in 0.5- μ m CMOS Technology”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 8, pp. 1215-1219, August 2000.
- [89] **A. Baschirotto and R. Castello**
“A 1-V 3.5-mW CMOS Switched-Opamp Quadrature IF Circuitry for Bluetooth Receivers”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 5, pp. 805-816, May 2003.
- [90] **T. C. Choi, R. T. Kaneshiro, R. W. Brodersen, P. R. Gray, W. B. Jett, and M. Wilcox**,
“High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters for Communications Application”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-18, no. 6, pp. 652-663, December 1983.
- [91] **B-S. Song, and P. R. Gray**,
“Switched-Capacitor High-Q Bandpass Filters for IF Applications”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-21, no. 6, pp. 924-933, December 1986.
- [92] **B-S. Song**,
“A 10.7-MHz Switched-Capacitor Bandpass Filter”,
IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 12.3.1-12.3.4, 1988.
- [93] **D. G. Haigh, C. Toumazou, S. D. Harrold, K. Steptoe, J. I. Sewell, and R. Bayruns**,
“Design Optimization and Testing of a GaAs Switched-Capacitor Filter”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no. 8, pp. 825-837, August 1991.

- [94] **A. Nagari, A. baschiroto, F. Montecchi, and R. Castello,**
“A 10.7-MHz BiCMOS high-Q double-sampled SC bandpass filter”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 1491-1498, Oct. 1997.
- [95] **V. S. L. Cheung, H. C. Luong, and W. H. Ki,**
“A 1-V CMOS switched-opamp switched-capacitor pseudo-2-path filter”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, pp. 14-22, Jan. 2001.
- [96] **A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, and C. Boucheron,**
“High-frequency High-Q BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile
Communication Application”,
IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, no. 4, pp. 614-625, April 1998.
- [97] **F. Sequin, A. Fabre,**
“New second generation current conveyor with reduced parasitic resistance and
bandpass filter application”,
IEEE J. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE
Transactions on, vol. 48, no. 6, pp. 781-785, June 2001.
- [98] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam,**
“A Novel Q-Enhanced LC Switched-Capacitor Bandpass Filter for Digital Wireless RF
Applications”,
2004 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Fort Worth, TX, pp. 659-662, 6-8 June 2004.
- [99] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, R. Allam, and L. Dascalescu,**
“New Command Circuit Design for Tuning High-Q Pseudo 8-path Switched-
Capacitor Filter”,
IEICE Electronics Express in Japan, vol. 1, no. 13, pp. 363-367, 10 october 2004.
- [100] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam,**
“CMOS RF Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO”,
International Journal of Electronics and Communications, vol. 59, no. 2, 2005. (A
paraître)

Chapitre 2

Méthodes d'analyse des filtres à capacités commutées

Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la complexité croissante des nouveaux systèmes de communications sans fil nécessite des filtres complètement intégrables avec des très bonnes performances. Dans ce contexte, des perspectives prometteuses peuvent se profiler pour les filtres à capacités commutées. Ces filtres largement utilisés dans le domaine de la VHF (Very High Frequency) ainsi que pour le filtrage des signaux audio et vidéo [1] n'ont pas encore la place qui devrait leur revenir dans le domaine des radiocommunications. Cependant, la montée en fréquence des différentes technologies (AsGa, SiGe,...) ouvre pour ces filtres de larges perspectives à condition de disposer des outils informatiques adéquats. En effet, ces outils doivent permettre d'analyser ces filtres avec un temps de calcul minimum tout en utilisant des modèles décrivant l'ensemble des phénomènes parasites. Ces filtres à capacités commutées peuvent être de types passe-bande, réjecteur de bande ou passe-bas, et de plus, ils présentent la particularité suivante : les fréquences centrales ou les fréquences de coupure sont réglables par un signal de commande généré par une horloge. Cet avantage est d'autant plus important pour les circuits intégrés, pour lesquels l'ajustement de ces fréquences par une horloge interne ou externe permet de compenser les dispersions dues à la technologie. Ajoutons que ces filtres entièrement intégrables permettent d'obtenir une très grande sélectivité et par conséquent, des facteurs de qualité bien supérieurs à ceux que peuvent atteindre des filtres monolithiques conventionnels. Tous ces avantages ouvrent le champ d'utilisation de ces filtres à capacités commutées vers de nombreuses applications dans le domaine de la téléphonie mobile et dans tous les systèmes hautes fréquences nécessitant soit des filtres à agilité de fréquence soit des systèmes de récupération d'horloge, etc..

Dans le domaine des basses fréquences, ces filtres sont généralement simulés en utilisant la transformée en z [2], c'est à dire en supposant les signaux de commutation idéaux et sans tenir compte d'une part des effets de propagation et d'autre part des éléments parasites. Afin de pouvoir procéder à la synthèse et à la conception de filtres monolithiques radiofréquences à capacités commutées, une première étape indispensable a consisté à la réalisation d'un logiciel capable d'analyser avec précision ce type de filtres et de permettre d'étudier correctement l'influence des différents éléments sur son comportement. Ce logiciel

basé sur le formalisme des matrices de conversion présente l'avantage de simuler ce type de filtres beaucoup plus rapidement qu'avec une simulation temporelle, tout en tenant compte de tous les phénomènes non-linéaires inhérents aux transistors qui réalisent les commutations. Cette technique de linéarisation qui est largement utilisée pour l'analyse des densités spectrales de puissance du bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs a permis d'obtenir le comportement de ces filtres avec une grande précision et sans que le temps d'analyse ne devienne un obstacle à la conception.

Nous rappellerons dans ce chapitre les techniques de commutation, la théorie et les architectures des filtres à capacités commutées. Ensuite, nous citerons également quelques méthodes permettant d'analyser ces filtres. Par la suite, nous présenterons le développement d'un logiciel basé sur le formalisme des matrices de conversion, qui assure une analyse efficace de ce type de filtres. Pour finir, nous exposerons les résultats des analyses préliminaires obtenus avec ce logiciel.

1. Théorie et techniques de commutation

La première publication connue sur les signaux analogiques échantillonnés se trouve dans « Treatise on Electricity and magnetism » de James Clerk Maxwell en 1873. La théorie sur les signaux analogiques échantillonnés a ensuite été développée dans les années 1950. A partir de 1960, plusieurs schémas utilisant des commutateurs et des capacités pour simuler des filtres ont été proposés. Notamment, David Fried qui a montré que sous certaines conditions, l'équivalence entre une capacité commutée et une résistance [3].

La technologie bipolaire, seule disponible à l'époque, n'a pas permis de développements majeurs. Par contre, à la fin des années 1970 et durant les années 80, grâce à l'évolution de la technologie MOS, de nombreuses recherches aboutissent, notamment, à la réalisation de filtres analogiques échantillonnés [4, 5]. Ces applications ont été rapidement suivies par un développement plus général des circuits de traitement du signal analogique.

1-1. Résistances commutées

Dans un premier temps, nous allons étudier le comportement d'une résistance commutée, considérons pour cela le circuit indiqué figure 2.1.

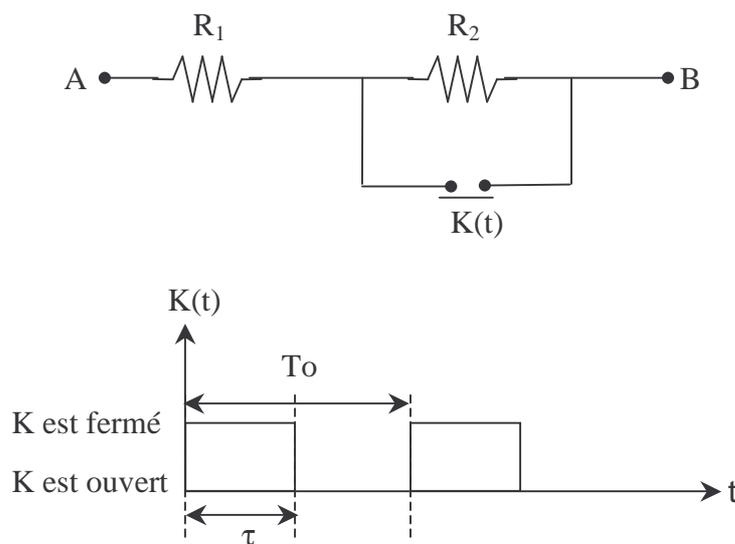


Figure 2.1 : Circuit à résistance commutée.

L'interrupteur K de la figure 2.1 est réalisé en pratique à l'aide un transistor MOS, et il est activé périodiquement, supposons qu'il est fermé pendant une portion τ de la période T_0 . Dans ces conditions, appliquons entre A et B une tension V pendant la durée τ où K est fermé, alors le courant circulant entre les deux bornes vaut :

$$I = \frac{V}{R_1} \quad (2.1)$$

et la quantité de charge transmise s'exprime ainsi :

$$dq_1 = \frac{V}{R_1} \tau \quad (2.2)$$

Pendant la durée restante de la période T_0 où l'interrupteur K est ouvert le courant devient égal à :

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} \quad (2.3)$$

et la charge transmise dq_2 suit l'expression :

$$dq_2 = \frac{V}{(R_1 + R_2)} (T_0 - \tau) \quad (2.4)$$

Il vient que lors d'une période complète, la charge totale s'écrit :

$$dq_T = V T_0 \left(\frac{\tau}{R_1} + \frac{T_0 - \tau}{R_1 + R_2} \right)$$

La même quantité de charge, avec une résistance unique R connectée entre A et B pendant la même durée s'exprime par :

$$dq_T = \frac{V T_0}{R}$$

Par conséquent, ceci équivaudrait à prendre une résistance unique R égale à :

$$R = \frac{1}{\left(\frac{\tau/T_0}{R_1} + \frac{1 - (\tau/T_0)}{R_1 + R_2} \right)} \quad (2.5)$$

Si les signaux appliqués entre A et B ont une fréquence toujours inférieure à la moitié de la fréquence de commutation de K, on peut montrer (théorème d'échantillonnage) que le comportement est le même qu'avec une résistance R fixe. L'intérêt d'un tel montage consiste en la possibilité de modifier à volonté cette résistance équivalente R en agissant sur le rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur K.

1-2. Capacités commutées

De même que pour les résistances commutées, en 1972 David Fried a montré que, sous certaines conditions [3], il y a équivalence entre une capacité commutée et une résistance (figure 2.2). Le principe d'une capacité commutée consiste à charger et décharger la capacité suivant un certain rythme, ceci ayant pour effet de présenter un comportement analogue à celui d'une résistance.

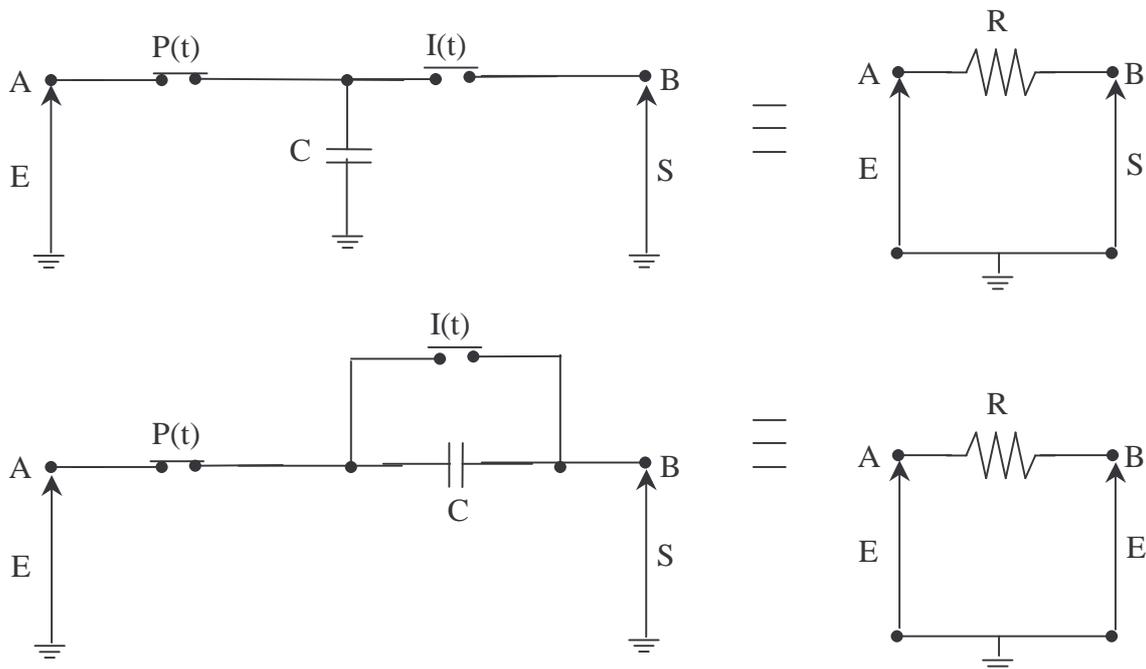


Figure 2.2 : Equivalence de Fried [3].

Les signaux de commande des interrupteurs $P(t)$ et $I(t)$ (figure 2.3) ont une période et une durée respectivement égales à T_0 et τ .

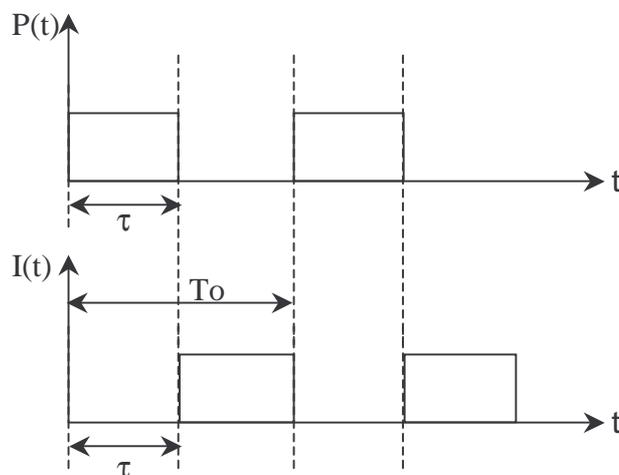


Figure 2.3 : Signaux de commande des interrupteurs.

Si ce dispositif est connecté entre deux sources de tension E et S, on peut écrire que la charge transférée de l'entrée vers la sortie vaut, à chaque période :

$$\Delta Q = C (S-E)$$

Pendant le temps $dt \gg T_0$, la charge transférée est :

$$dQ = \frac{dt}{T_0} C (S - E)$$

Et le courant moyen I durant le même temps est :

$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{C (E - S)}{T_0} = C (E - S) F_0 \quad (2.6)$$

Or pendant le même intervalle de temps une résistance R connectée entre les deux points A et B serait parcourue par un courant égal à :

$$I = \frac{(E - S)}{R}$$

Tout se passe donc comme si une résistance équivalente R liait les points A et B, cette résistance s'exprimant par :

$$R = \frac{T_0}{C} = \frac{1}{C F_0} \quad (2.7)$$

Par conséquent, avec un condensateur et un commutateur, il est possible de réaliser une résistance équivalente R inversement proportionnelle à la fréquence de commutation.

Mais cette approximation n'est valable que si :

- L'ensemble est inséré entre deux sources de tension.
- La fréquence de l'horloge F_0 est grande devant la fréquence d'évaluation des tensions E et S.
- Les interrupteurs n'ont aucun temps de recouvrement (ils ne doivent jamais être fermés simultanément, même durant un temps très court).
- Les régimes transitoires sont totalement amortis entre les coups d'horloge.

1-3. Application à un filtrage passe-bas

Le principe de commutation appliqué à un filtre passe-bas du premier ordre à capacités commutées est illustré sur la figure 2.4. Les commutateurs et les condensateurs sont considérés comme parfaits. Les signaux d'horloges paire (P) et impaire (I), commandant respectivement les commutateurs pair (P) et impair (I), ont une période T_0 et sont décalés de $T_0/2$.

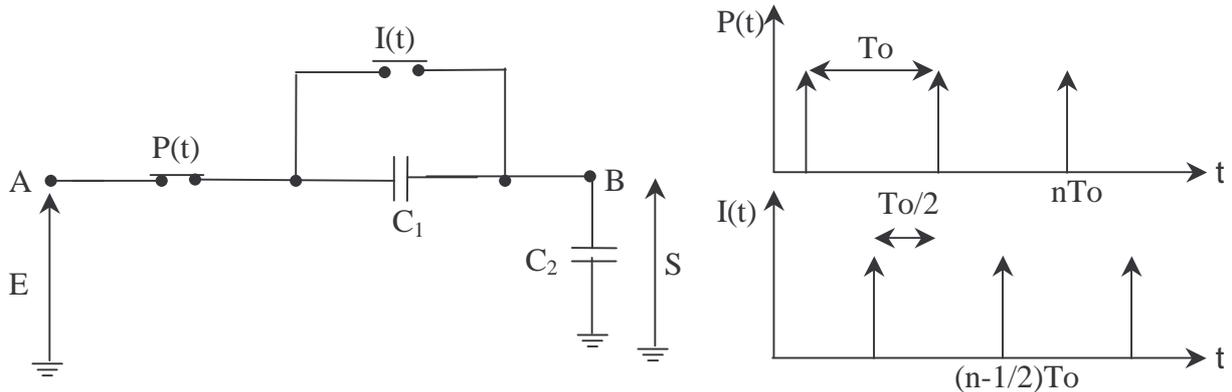


Figure 2.4 : Passe-bas du premier ordre et signaux de commande.

Ces conditions font qu'à chaque phase (paire ou impaire) correspond un transfert de charges instantané. Un bilan des charges des capacités à ces instants particuliers donne :

Instants pairs $t = n T_0$

$$Q_{C_1}^P(nT_0) = C_1 (V_s^P(nT_0) - V_e^P(nT_0)) \quad (2.8)$$

$$Q_{C_2}^P(nT_0) = C_2 (V_s^P(nT_0)) \quad (2.10)$$

Instants impairs $t = (n - 1/2) T_0$

$$Q_{C_1}^I((n - \frac{1}{2})T_0) = 0 \quad (2.9)$$

$$Q_{C_2}^I((n - \frac{1}{2})T_0) = C_2 (V_s^I((n - \frac{1}{2})T_0)) \quad (2.11)$$

On peut vérifier qu'entre les instants de commutation (interphase) il n'y a pas de mouvement de charges dans le circuit. L'application du principe de conservation de la charge aux instants pairs pour les deux capacités en série permet d'écrire :

$$Q_{C_1}^P(nT_0) + Q_{C_2}^P(nT_0) = Q_{C_1}^I((n - \frac{1}{2})T_0) + Q_{C_2}^I((n - \frac{1}{2})T_0) \quad (2.12)$$

Sachant que la capacité C_2 est isolée aux instants impairs, d'où :

$$Q_{C_2}^I((n - \frac{1}{2})T_0) = Q_{C_2}^P((n - 1)T_0) \quad (2.13)$$

Sachant que :

$$S^I\left(n - \frac{1}{2}\right) = S^P(n - 1) \quad (2.14)$$

Notation : $S^P(n)$ est la tension de sortie à l'instant pair ($n T_0$).

Dans ces conditions, en injectant l'expression (2.14) dans la relation (2.12), on en déduit l'équation aux différences finies :

$$(C_1 + C_2)S^P(n) - C_2S^P(n - 1) = C_1E^P(n) \quad (2.15)$$

L'application de la transformation en z sur l'équation ci-dessus donne la fonction de transfert en z :

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2 - C_2 z^{-1}} \quad (2.16)$$

Si on considère que les signaux de commande ne sont pas des impulsions de Dirac, et que la sortie est bloquée durant T_0 , la réponse impulsionnelle du circuit $S'(t)$ en fonction de la fonction rectangle est donnée par :

$$S'(t) = S(t) \otimes \text{rect}_{T_0}\left(t - \frac{T_0}{2}\right) \quad (2.17)$$

La réponse fréquentielle du circuit $S'(f)$ s'écrit alors :

$$S'(f) = S(f) e^{-j\frac{\pi f}{F_0}} \text{sinc}\left(\frac{\pi f}{F_0}\right) \quad (2.18)$$

En appliquant la relation $z = e^{j\frac{2\pi f}{F_0}}$, il suit :

$$S'(f) = e^{-j\frac{\pi f}{F_0}} \text{sinc}\left(\frac{\pi f}{F_0}\right) \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} \left(1 - e^{-j\frac{2\pi f}{F_0}}\right)} E(f) \quad (2.19)$$

D'où l'expression de la fonction de transfert suivante :

$$\frac{S'(f)}{E(f)} = \frac{1}{1 + j\frac{2\pi f}{F_0} \frac{C_2}{C_1}} \text{ avec la condition } \frac{f}{F_0} \ll 1 \quad (2.20)$$

Cette fonction de transfert (équation (2.20)) correspond à celle d'un filtre RC passe-bas de premier ordre, pour laquelle il existe une équivalence entre une résistance R_1 et le rapport

$$\frac{1}{C_1 F_0}.$$

2. Différentes structures des filtres à capacités commutées

Dans la littérature différentes structures de filtres à capacités commutées ont été proposées [6-9]. Dans la plupart des cas, ces filtres sont formés par l'association des capacités commutées et des amplificateurs, en effet, l'idée de base est de remplacer les résistances par un montage comprenant que des condensateurs et des interrupteurs alternativement ouverts et fermés au rythme d'une horloge. Les commutateurs sont généralement réalisés avec des transistors MOS à effet de champ fonctionnant en régime de commutation [10-12].

Comme nous l'avons signalé au chapitre précédent, l'élément de base des filtres à capacités commutées est le montage intégrateur (figure 2.5). Cela à condition que les commutateurs $P(t)$ et $I(t)$ soient commandés en opposition de phase et que la capacité C_1 soit bien commutée entre deux sources de tension, alors la fonction de transfert en z s'écrit ainsi :

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (2.21)$$

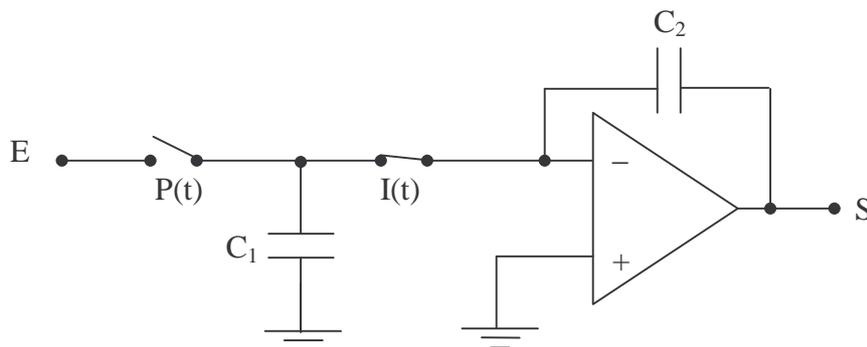


Figure 2.5 : Schéma d'un intégrateur à capacités commutées.

Etant donné que la résistance équivalente s'exprime par $1/(C.Fo)$ (équation (2.7)), alors la constante de temps τ_c de l'intégrateur vaut :

$$\tau_c = \frac{C_2}{C_1 Fo} \quad (2.22)$$

La constante de temps dépend du rapport des capacités C_1 et C_2 , et elle est inversement proportionnelle à Fo , ce qui permet de modifier sa valeur à l'aide de l'ajustement de la fréquence d'horloge. Cet intégrateur présente ainsi la particularité d'avoir une constante de temps réglable.

Un des inconvénients de cette topologie est sa sensibilité aux capacités parasites des interrupteurs, ce qui perturbe le résultat. En modifiant ce montage comme indiqué sur la figure 2.6, on constate que ces capacités n'interviennent plus dans le transfert de charge.

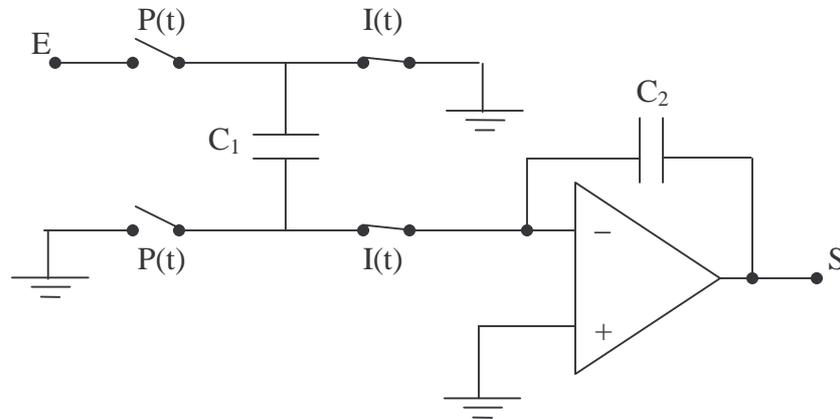


Figure 2.6 : Schéma d'un intégrateur « insensible » aux capacités parasites.

Plusieurs topologies de filtres à base de ces simples structures et utilisant des amplificateurs opérationnels ont été réalisées en technologie CMOS [13-18], ces filtres actifs ont montré une bonne précision ainsi que des bonnes performances pour des fréquences relativement basses ($\ll 300$ MHz). Cependant, pour les hautes fréquences ces structures de filtres présentent un inconvénient majeur dû aux amplificateurs opérationnels qui deviennent difficiles à réaliser du fait des nombreuses imperfections qui apparaissent lorsque la fréquence augmente (diminution du gain, impédance d'entrée non infinie, présence de capacités parasites...).

Les limitations de ces architectures nous ont amené à travailler sur de nouvelles topologies de filtres à capacités commutées à fort facteur de qualité et qui peuvent être accordables sur une large bande dans le domaine des radiofréquences [19, 20]. Nous nous sommes donc intéressés à des structures qui n'utilisent pas d'amplificateurs opérationnels afin d'éviter les limites apportées par ces dispositifs en hautes fréquences [21-23]. La première topologie de ces filtres a été présentée par Wupper en 1974 [22], appelée filtre à « N-path », cette structure présente en plus de ces performances l'avantage d'être entièrement intégrable. A partir de cette topologie, plusieurs circuits ont été réalisés en différentes technologies pour des applications basses fréquences [24-26]. Ces réalisations ont montré des performances attractives prouvant ainsi l'intérêt de cette architecture.

Pour toutes ces raisons, nous avons choisi de travailler sur cette topologie de filtres à capacités commutées, afin d'en améliorer ses performances en radiofréquences et d'évaluer son comportement dans le domaine de la radiotéléphonie professionnelle.

3. Principe général et architectures des filtres en « peigne »

Ce paragraphe est consacré à l'étude du principe général de filtres à capacités commutées dits en « peigne », nous commencerons par l'étude de la structure générale proposée par Hurst Wupper [22], puis nous présenterons une architecture simplifiée de cette structure.

3-1. Principe général des filtres à capacités commutées

Considérons le système appelé filtre en peigne et présenté sur la figure 2.7, où N est le nombre de cellules qui sont successivement activées par des signaux de commande appliqués sur les commutateurs.

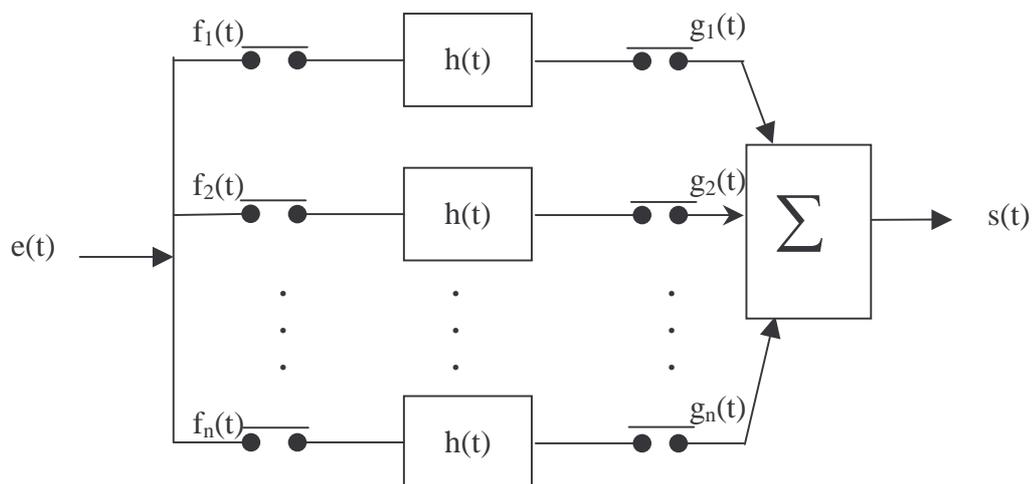


Figure 2.7 : Filtre en peigne.

Ces cellules sont des filtres passe-bas dont la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle sont respectivement notées $H(f)$ et $h(t)$. Dans un premier temps, supposons que les signaux de commandes des commutateurs soient des impulsions de Dirac $\delta(t)$ espacées dans le temps d'une durée T_0 . Dans ces conditions, le signal de commande du premier commutateur s'écrit :

$$x_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_0) \quad (2.23)$$

Les N commutateurs étant commandés successivement le retard de la commande appliquée sur le commutateur L par rapport à celle appliquée sur le commutateur précédent $L-1$, est de T_0/N d'où :

$$x_L(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{(L-1)T_0}{N} - nT_0\right) \quad (2.24)$$

Supposons qu'à l'instant $t = kT_0$ seuls les commutateurs de la première ligne soient fermés, alors le signal de sortie de la première ligne (ligne 1) s'exprime :

$$g_1(kT_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_1(nT_0) h(kT_0 - nT_0) \quad (2.25)$$

$g_1(t)$ étant le résultat de la somme des contributions de chaque échantillon présent sur l'entrée de $h(t)$.

Durant la période T_0 , l'opération se répète N fois, et par conséquent la ligne i est active aux instants :

$$t_i = kT_0 + (i/N)T_0 \quad \text{avec } 0 \leq i \leq N-1$$

En généralisant ces expressions à toutes les branches N , on peut écrire :

$$g_i(kT_0 + (i/N)T_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_i(nT_0 + (i/N)T_0) h(kT_0 - nT_0), \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (2.26)$$

Le signal de sortie $s(t)$ est constitué de la somme de tous les échantillons présents sur toutes les branches, soit sur une période :

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} g_i(kT_0 + (i/N)T_0) \quad (2.27)$$

Par conséquent, quelque soit l'instant t :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{N-1} g_i(kT_0 + (i/N)T_0) \quad (2.28)$$

soit :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{N-1} f_i(nT_0 + (i/N)T_0) h(kT_0 - nT_0) \quad (2.29)$$

Or nous savons que lorsque $T_0 = kT_0 + (i/N)T_0$, nous pouvons écrire :

$$f_i(kT_0 + (i/N)T_0) = e(t) \delta(t - kT_0 - (i/N)T_0), \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (2.30)$$

$\delta(t)$ étant l'impulsion de Dirac.

comme

$$f_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f_i(kT_0 + (i/N)T_0) \quad (2.31)$$

alors

$$f_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e(t) \delta(t - kT_0 - (i/N)T_0) \quad (2.32)$$

De par la propriété de la multiplication par un pic de Dirac

$$f_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e(kT_0 + (i/N)T_0) \delta(t - kT_0 - (i/N)T_0) \quad (2.33)$$

Dans ces conditions :

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e(nT_0 + (i/N)T_0) h(kT_0 - nT_0) \quad (2.34)$$

Si on pose : $(k-n)=m$, et puis $(n.N+i)=q$, on aboutit au résultat suivant :

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} e(qT_0/N) h(mT_0)$$

Dans le domaine de fréquence le signal de sortie s'exprime ainsi :

$$S(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} e(qT_0/N) h(mT_0) \exp(-2\pi j f m T_0) \exp(-2\pi j f (nT_0 + (i/N)T_0))$$

où encore

$$S(f) = \underbrace{\sum_{q=-\infty}^{+\infty} e(qT_0/N) \exp(-\frac{2\pi j f q T_0}{N})}_{\substack{\text{Echantillonnage de } u(t) \\ \text{à la fréquence } N/T_0}} \underbrace{\sum_{m=-\infty}^{+\infty} h(mT_0) \exp(-2\pi j f m T_0)}_{\substack{\text{Echantillonnage de } h(t) \\ \text{à la fréquence } 1/T_0}} \quad (2.35)$$

Dans l'équation (2.35) le premier et le second termes sont les transformées de Fourier respectives du signal d'entrée $e(t)$ échantillonné avec une période T_0/N et de la réponse impulsionnelle $h(t)$ du filtre, échantillonnée avec une période T_0 . D'un point de vue spectrale, le signal de sortie est le résultat de la multiplication du spectre du signal d'entrée transposé autour des fréquences $k N F_0$ et de la réponse fréquentielle du filtre élémentaire transposée autour de $K F_0$.

Ce qui revient à dire que la fonction de transfert globale du filtre $H_s(f)$ est le résultat de la fonction de transfert du filtre passe-bas élémentaire $H(f)$ transposée autour de la fréquence de commutation $F_0 = 1/T_0$ et de toutes ces composantes harmoniques (figure 2.8).

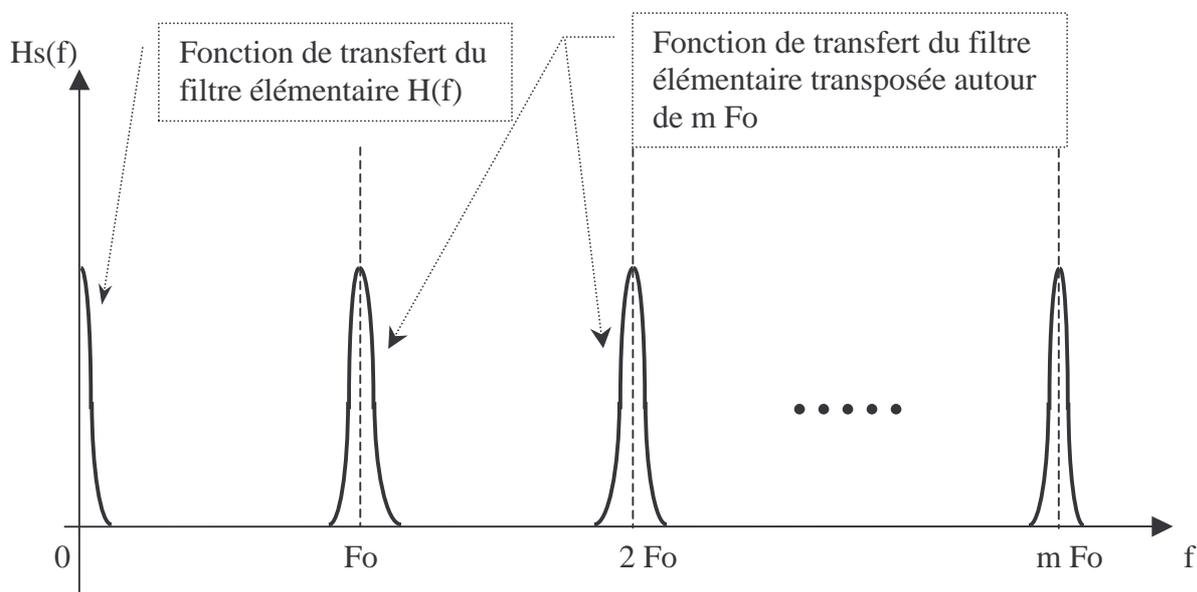


Figure 2.8 : Allure de la fonction de transfert globale du filtre.

Comme nous le verrons plus tard (cf. paragraphe 2. 4-2-1), le facteur de qualité d'un tel filtre peut être élevé du fait de sa bande passante étroite, permettant ainsi d'obtenir une grande sélectivité. L'intérêt de ce circuit consiste également à présenter des bandes passantes centrées sur des fréquences harmoniques, ceci est très intéressant dans les opérations de traitement du signal telles que la récupération d'horloge.

Pour les calculs précédents, l'échantillonnage était considéré comme idéal et par conséquent, il faisait appel aux impulsions de Dirac. Or, en réalité les impulsions de commande de l'échantillonnage ont une durée égale à τ . En tenant compte de ce phénomène,

une enveloppe en $\text{sinc}(x)$ corrige les expressions des spectres des signaux de sortie $S(f)$ trouvés précédemment. Plus précisément, si les commutateurs de chaque branche sont fermés durant un temps $\tau = T_0/N$ (figure 2.9) alors le spectre du signal de sortie $S(f)$ a une enveloppe de la forme $\text{sinc}(\pi f\tau)$.

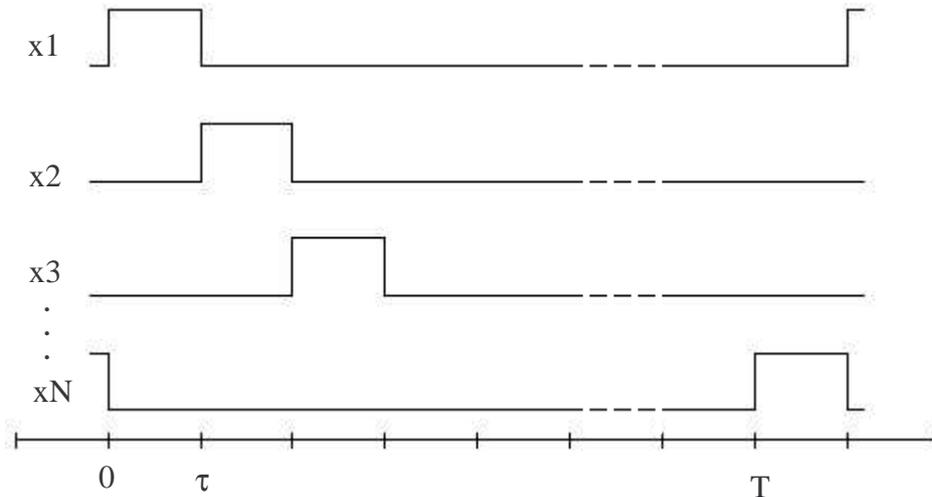


Figure 2.9 : Signaux de commande d'un filtre en peigne.

Nous verrons plus tard dans le paragraphe 4-4-2 de ce chapitre qu'avec les signaux de commande présentés sur la figure 2.9, nous obtenons une fonction de transfert globale du filtre ayant l'allure présentée sur la figure 2.21.

Par exemple, l'allure des formes d'ondes temporelles d'entrée (sinusoïdale) et de sortie du filtre sur une période est représentée sur la figure 2.10, avec un nombre $N=8$ cellules.

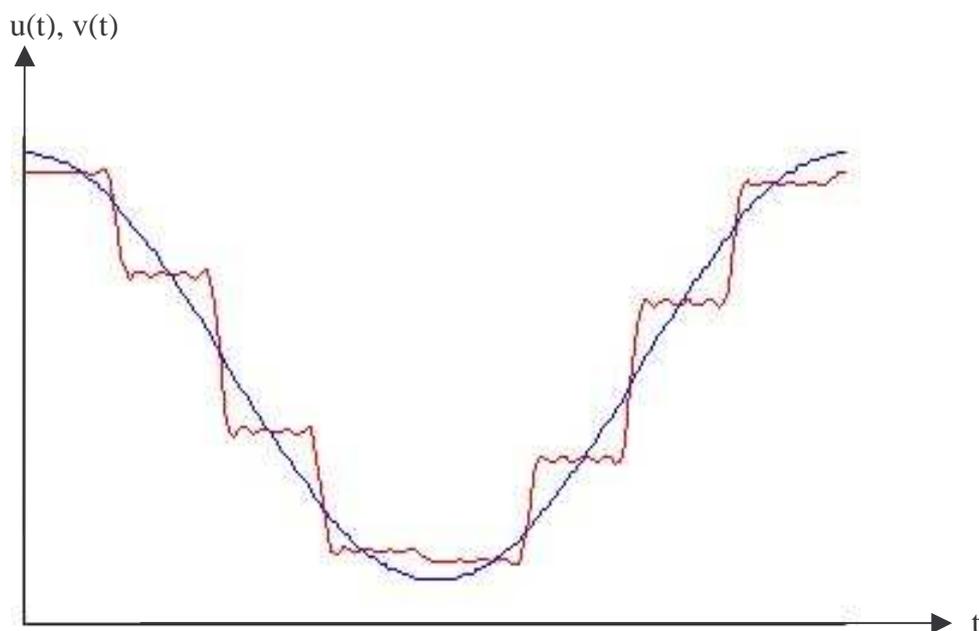


Figure 2.10 : Allures des formes d'ondes d'entrée et de sortie d'un filtre à capacités commutées lorsque la fréquence d'entrée est égale à la fréquence de commutation.

Le spectre d'amplitude du signal de sortie du filtre à capacités commutées est donné sur la figure 2.11.

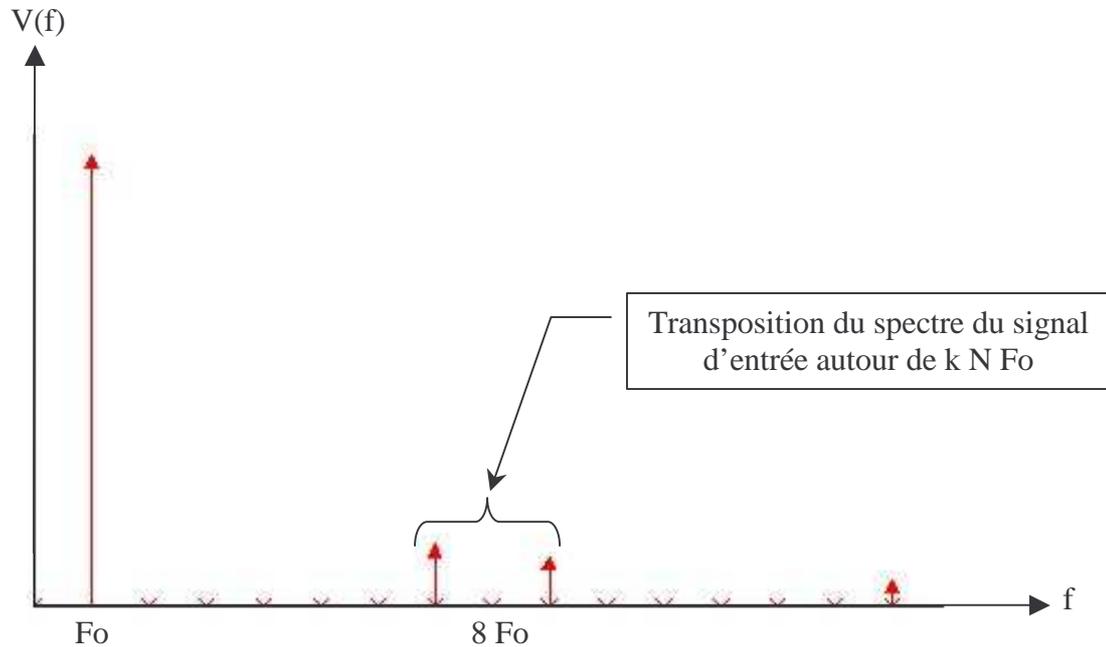


Figure 2.11 : Allure du spectre de sortie d'un filtre à capacités commutées

3-2. Architecture simplifiée des filtres à capacités commutées

Pour des raisons liées à la complexité du système à très hautes fréquences et plus particulièrement à la difficulté qu'engendre la réalisation des commutateurs en radiofréquences, l'architecture du filtre en peigne (figure 2.7) a été simplifiée. La référence [22] propose une architecture simplifiée (figure 2.12) qui présente, sous certaines conditions, des caractéristiques identiques à celle du filtre en peigne de la figure 2.7.

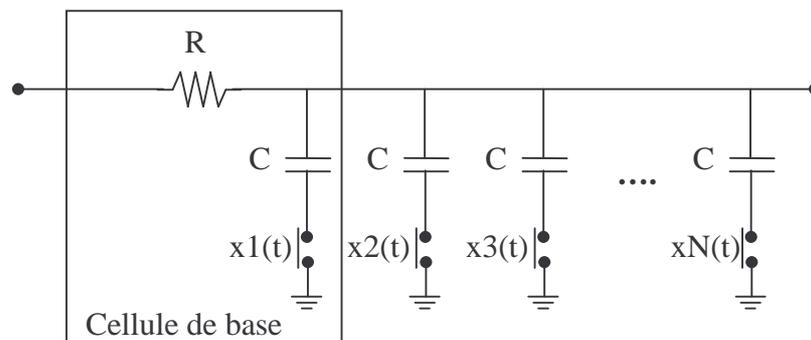


Figure 2.12 : Architecture d'un filtre RC à N capacités commutées.

Pour ce circuit (figure 2.12), la cellule de base est formée par un filtre RC passe-bas du premier ordre, et les commutateurs sont cycliquement fermés pendant un temps $\tau = \frac{T_0}{N}$ où T_0 est la période de commutation.

Dans une première approximation et à condition de considérer un grand nombre de branches et une fréquence de commutation très supérieure à la fréquence du signal d'entrée, il est possible d'exprimer le facteur de qualité du filtre de la figure 2.12 sous la forme simplifiée suivante [27] :

$$Q = \pi R C N F_0 \quad (2.36)$$

Où, N est le nombre de branches du filtre, soit encore le nombre des capacités à commuter, et F_0 la fréquence de commutation du filtre ($F_0 = \frac{1}{T_0}$).

Par conséquent, il peut être noté que le nombre de branches intervient directement sur le facteur de qualité. Les trois principaux avantages de ce type de filtres apparaissent de façon évidente :

- 1) **Fort facteur de qualité** : la bande passante est directement liée à la bande de la cellule de base (filtre passe-bas élémentaire) divisée par le nombre de branches, par conséquent plus le nombre de branches est important plus la bande est étroite.
- 2) **Agilité** : le réglage de la fréquence centrale dépend de la fréquence de commutation et peut donc être commandé électroniquement en interne ou en externe voire par microcontrôleur.
- 3) **Intégration** : le circuit est entièrement intégrable sur une même puce.

Nous verrons dans le chapitre suivant, que tous ces avantages sont étroitement liés à la capacité à générer des signaux de commande adéquats à des fréquences élevées par rapport à la fréquence de coupure du filtre passe-bas (cellule de base).

4. Méthodes d'analyses de filtres à capacités commutées

4-1. Introduction

Comme il a été rappelé dans le paragraphe précédent, les filtres à capacités commutées sont constitués de branches élémentaires comprenant un condensateur et un ou plusieurs transistors qui jouent le rôle d'éléments de commutation. Jusqu'à maintenant les filtres à capacités commutées étaient généralement simulés en utilisant la transformée en z , c'est à dire en supposant les signaux de commutation idéaux. Or cette méthode d'analyse ne convient plus pour concevoir des circuits devant fonctionner à des fréquences voisines des limites imposées par la technologie. Les formes d'onde des signaux de commutation n'étant plus idéales, les effets de propagation et les éléments parasites doivent être pris en compte. De plus, les fortes amplitudes des impulsions commandant la commutation des transistors leur imposent un comportement non-linéaire qui génère des mélanges de fréquences de type : $n F_0 \pm f_s$, où f_s est la fréquence du signal d'entrée appliquée au filtre et F_0 est la fréquence fondamentale de commutation [28], ces deux fréquences f_s et F_0 étant totalement indépendantes.

A partir de ce constat, nous avons développé un logiciel, basé sur le formalisme des matrices de conversion, qui calcule les fonctions de transfert des filtres à capacités commutées [29-31]. Cette technique que nous avons utilisée en premier pour l'analyse des densités spectrales du bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs a donné lieu à plusieurs publications [32]. Dans le paragraphe suivant nous commencerons par la présentation de l'analyse des filtres à capacités commutées en utilisant la transformée en z , puis nous détaillerons le principe de la méthode des matrices de conversion appliquée sur les filtres à capacités commutées, enfin, nous discuterons d'autres possibilités d'analyser ces filtres en utilisant certains logiciels commerciaux.

4-2. Analyse des filtres à capacités commutées en utilisant la transformée en z

Considérons la cellule de base d'un filtre RC à capacités commutées (figure 2.13), où la source de tension V_0 représente la valeur de charge initiale dans le condensateur C.

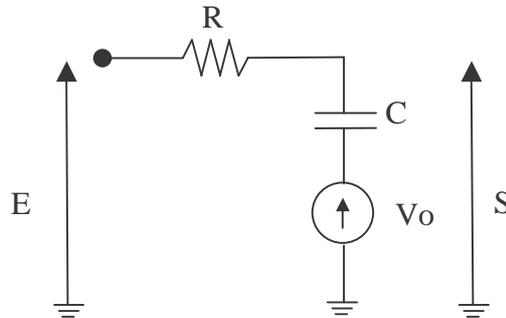


Figure 2.13 : Cellule de base d'un filtre RC à capacités commutées.

La réponse en sortie de la cellule de base dans le domaine de Laplace s'écrit sous la forme suivante :

$$S(p) = \frac{\frac{1}{C p} E(p)}{R + \frac{1}{C p}} + \frac{R V_0(p)}{R + \frac{1}{C p}} \quad (2.37)$$

avec, $p = j\omega$

ce qui implique :

$$S(p) = \frac{E(p)}{1 + R C p} + \frac{R C p V_0(p)}{1 + R C p} \quad (2.38)$$

En général l'expression de la tension initiale de la charge est prise comme étant un échelon d'amplitude V_0 , soit : $V_0(p) = \frac{V_0}{p}$.

De plus, considérons également que l'entrée E subisse un échelon d'amplitude E, ce qui est le cas à chaque nouvelle prise d'échantillons, par conséquent $E(p) = \frac{E}{p}$.

En remplaçant $E(p)$ et $V_0(p)$ par leur valeur respective, on obtient :

$$S(p) = \frac{E}{p (1 + R C p)} + \frac{R C V_0}{1 + R C p} \quad (2.39)$$

d'où :

$$S(p) = \frac{E}{p} - \frac{R C E}{1 + R C p} + \frac{R C V_0}{1 + R C p} \quad (2.40)$$

En appliquant la transformée inverse de Laplace, on trouve ainsi :

$$s(t) = e(t) - e^{-\frac{t}{RC}} e(t) + e^{-\frac{t}{RC}} V_0 \quad (2.41)$$

Considérons que pour un filtre à N branches, la tension V_0 à l'instant $t = N T$ est égale à la tension en sortie ($s_{n-(N-1)}$) à l'instant $t = (N-1) T$.

On obtient alors :

$$s_{n+1} = e_n - e^{-\frac{\Delta t}{RC}} e_n + e^{-\frac{\Delta t}{RC}} s_{n-(N-1)} \quad (2.42)$$

Si l'on pose $a = 1 - e^{-\frac{\Delta t}{RC}}$, l'équation (2.42) devient :

$$s_{n+1} = a e_n + (1 - a) s_{n-(N-1)} \quad (2.43)$$

En prenant la transformée en z des deux membres de l'équation de récurrence (2.43), on a :

$$z S(z) = a E(z) + (1 - a) z^{-(N-1)} S(z) \quad (2.44)$$

D'où la fonction de transfert donnée par l'expression suivante :

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{a}{z - (1 - a)z^{-(N-1)}} \quad (2.45)$$

La programmation de l'équation (2.45) permet de donner l'allure de la réponse fréquentielle de ce filtre. Cette réponse représentée sur la figure 2.14 reste toujours idéale, car elle ne tient pas compte des éléments parasites mais également des phénomènes non-linéaires existant dans le circuit et impliquant des mélanges de fréquences.

La figure 2.14 représente un exemple de la fonction de transfert d'un filtre RC à capacités commutées avec $N=8$ branches de capacités commutées, les composants du filtre passe-bas qui forment la cellule de base ont pour valeurs $R = 1 \text{ K}\Omega$ et $C = 100 \text{ mF}$ et la fréquence de commutation est de 1 KHz .

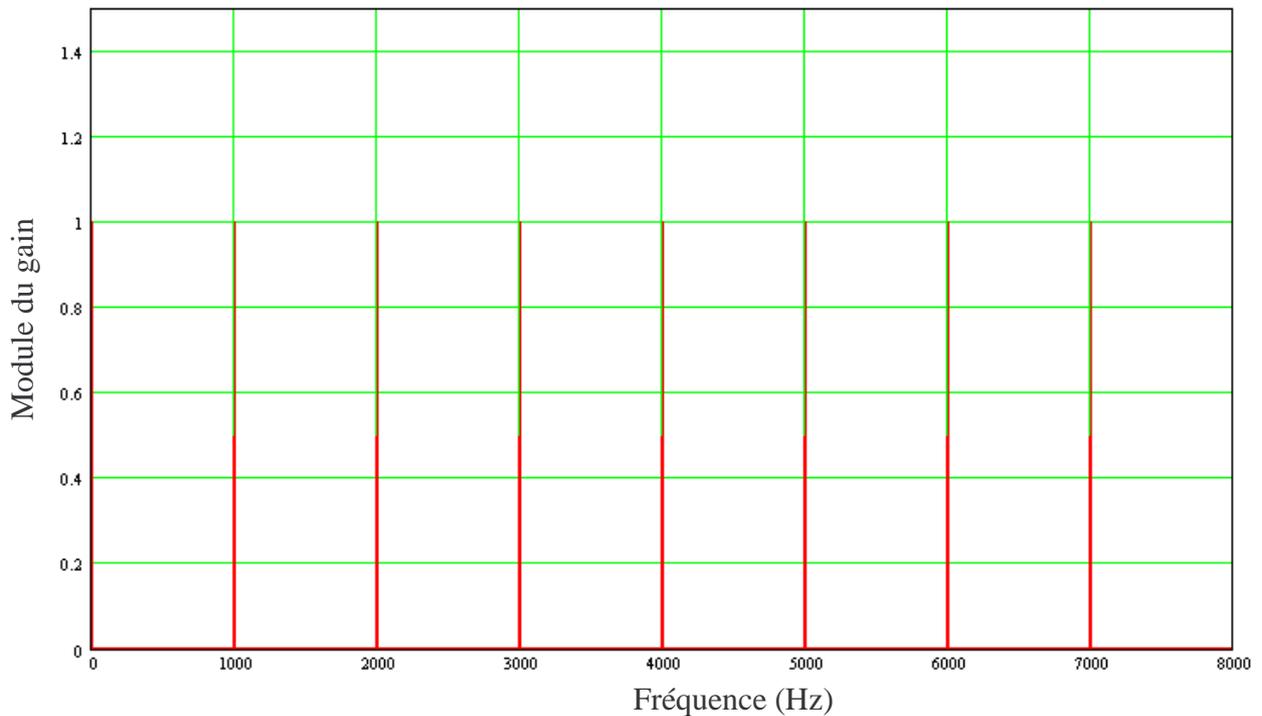


Figure 2.14 : Exemple de fonction de transfert d'un filtre RC à capacités commutées.

La rapidité de calcul est l'avantage de cette méthode d'analyse basée sur la transformation en z . Elle permet d'analyser les filtres à capacités commutées et d'étudier leur comportement sans que le temps de calcul ne devienne un obstacle, en revanche, elle ne tient pas compte des éléments non-linéaires présentés dans ces filtres. Par conséquent, cette méthode d'analyse reste incomplète, et les résultats obtenus restent des résultats idéaux. Afin de pouvoir procéder à la conception de filtres radiofréquences à capacités commutées, une méthode d'analyse plus rigoureuse est indispensable, cette méthode doit être capable d'analyser avec précision ce type de filtres et permettre d'étudier correctement l'influence des différents éléments sur son comportement.

Dans le paragraphe suivant, nous verrons l'utilisation d'une méthode basée sur le formalisme des matrices de conversion pour l'analyse de ces filtres à capacités commutées.

4-3. Application du formalisme des matrices de conversion aux filtres à capacités commutées

4-3-1. Principe des matrices de conversion [33-36]

Le principe général des matrices de conversion consiste à effectuer une linéarisation du circuit non-linéaire autour du point de fonctionnement grand signal à l'aide des matrices de conversion des non linéarités.

Les composants actifs tels que les MESFETs, les bipolaires, les diodes, ... ont des comportements non-linéaires lorsqu'ils sont excités par des signaux de fortes amplitudes. Ce comportement physique peut être modélisé par des fonctions analytiques temporelles de la forme :

$$y(t) = f_{nl}(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)) \quad (2.46)$$

Où $y(t)$ peut représenter un courant, une tension, un flux ou une charge, et où $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ sont des tensions ou courants de commandes fort niveau dans lesquels interviennent les points de polarisation.

Si l'on suppose qu'il existe également des signaux de bruit de faible niveau, ces commandes s'écrivent alors :

$$x_i(t) = X_i(t) + \delta x_i(t)$$

La perturbation créée est de faible amplitude, ce qui permet d'appliquer un développement en série de Taylor autour de $X(t)$, soit :

$$y(t) + \delta y(t) = f_{nl}(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)) + \left(\frac{\partial f_{nl}}{\partial x_1} \right)_{x_1(t) \dots x_n(t)} \delta x_1(t) + \dots + \left(\frac{\partial f_{nl}}{\partial x_n} \right)_{x_1(t) \dots x_n(t)} \delta x_n(t)$$

où $\delta y(t)$ est la réponse faible niveau de la non-linéarité qui s'écrit :

$$\delta y(t) = \frac{\partial f_{nl}}{\partial x_1} \delta x_1(t) + \dots + \frac{\partial f_{nl}}{\partial x_n} \delta x_n(t) \quad (2.47)$$

donc $\delta y(t)$ est fonction des dérivées de la fonction non-linéaire par rapport à chaque commande autour du point de fonctionnement qui est variable dans le temps.

Par conséquent, les dérivées vont également varier au rythme du signal fort niveau (signal de pompe). Cette propriété permet d'appliquer un développement en série de Fourier sur la base des pulsations $\omega_0, 2\omega_0, \dots, k\omega_0$.

$$\frac{\partial f_{nl}}{\partial X_i} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_{ik} \exp(jk \omega_0 t) \quad (2.48)$$

avec les coefficients F_{ik} qui dépendent uniquement du signal de commande fort niveau.

Considérons maintenant la présence dans le circuit d'une source de signaux bas niveau à la pulsation ω_s . Le comportement non-linéaire du circuit provoque un mécanisme de mélange par les conductances différentielles et il en résulte la création de composantes $\delta x_i(t)$ de faible niveau à des pulsations : $k\omega_0 \pm \omega_s$ avec $k=1,2,\dots,n$ qui s'écrivent alors :

$$\delta x_n(t) = \text{Re} \left[\Delta X_{i_0} \exp(j\omega_s t) + \sum_{p=1}^M [\Delta X_{i_{pl}} \exp(j(\omega_0 - \omega_s)t) - \Delta X_{i_{pu}} \exp(j(\omega_0 + \omega_s)t)] \right] \quad (2.49)$$

En remplaçant les conductances différentielles par l'expression 2.47 dans la relation 2.49 et en introduisant dans cette relation les perturbations $\delta x_i(t)$, après un développement et une identification composante à composante, nous aboutissons au système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Delta Y_0 \\ \Delta Y_{11}^* \\ \Delta Y_{1u} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta Y_{nl}^* \\ \Delta Y_{nu} \end{bmatrix} = [F_1] \cdot \begin{bmatrix} \Delta X_0 \\ \Delta X_{11}^* \\ \Delta X_{1u} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta X_{nl}^* \\ \Delta X_{nu} \end{bmatrix} + \dots + [F_n] \cdot \begin{bmatrix} \Delta X_0 \\ \Delta X_{11}^* \\ \Delta X_{1u} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta X_{nl}^* \\ \Delta X_{nu} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

où ΔX_i et ΔY_i sont les composantes fréquentielles bas niveau des commandes et de la réponse non-linéaire.

Les matrices $[F_i]$ sont appelées matrices de conversion, elles sont carrées et d'ordre $(2N+1) \times (2N+1)$ où N est le nombre de fréquences harmoniques prises en considération.

Ces matrices sont constituées des coefficients de Fourier F_{ik} et la matrice $[F_i]$ se présente sous la forme suivante :

$$[F_i] = \begin{pmatrix} f_{i_0} & f_{i_1} & f_{i_1}^* & f_{i_2} & f_{i_2}^* & f_{i_3} & f_{i_3}^* & f_{i_4} & f_{i_4}^* & \dots & f_{i_N} & f_{i_N}^* \\ f_{i_1}^* & f_{i_0} & f_{i_2}^* & f_{i_1} & f_{i_3}^* & f_{i_2} & f_{i_4}^* & f_{i_3} & f_{i_5}^* & \dots & f_{i_{N-1}} & f_{i_{N+1}}^* \\ f_{i_1} & f_{i_2} & f_{i_0} & f_{i_3} & f_{i_1}^* & f_{i_4} & f_{i_2}^* & f_{i_5} & f_{i_3}^* & \dots & f_{i_{N+1}} & f_{i_{N-1}}^* \\ f_{i_2}^* & f_{i_1}^* & f_{i_3}^* & f_{i_0} & f_{i_4}^* & f_{i_1} & f_{i_5}^* & f_{i_2} & f_{i_6}^* & \dots & f_{i_{N-2}} & f_{i_{N+2}}^* \\ f_{i_2} & f_{i_2} & f_{i_1} & f_{i_4} & f_{i_0} & f_{i_5} & f_{i_1}^* & f_{i_6} & f_{i_2}^* & \dots & f_{i_{N+2}} & f_{i_{N-2}}^* \\ f_{i_3}^* & f_{i_2}^* & f_{i_4}^* & f_{i_1} & f_{i_5}^* & f_{i_0} & f_{i_6}^* & f_{i_1} & f_{i_7}^* & \dots & f_{i_{N-3}} & f_{i_{N+3}}^* \\ f_{i_3} & f_{i_4} & f_{i_2} & f_{i_5} & f_{i_1} & f_{i_6} & f_{i_0} & f_{i_7} & f_{i_1}^* & \dots & f_{i_{N+3}} & f_{i_{N-3}}^* \\ f_{i_4}^* & f_{i_3}^* & f_{i_5}^* & f_{i_2} & f_{i_6}^* & f_{i_1} & f_{i_7} & f_{i_0} & f_{i_8}^* & \dots & f_{i_{N-4}} & f_{i_{N+4}}^* \\ f_{i_4} & f_{i_5} & f_{i_3} & f_{i_6} & f_{i_2} & f_{i_7} & f_{i_1} & f_{i_8} & f_{i_0} & \dots & f_{i_{N+4}} & f_{i_{N-4}}^* \\ \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot \\ f_{i_N}^* & f_{i_{N-1}}^* & f_{i_{N+1}}^* & f_{i_{N-2}}^* & f_{i_{N+2}}^* & f_{i_{N-3}}^* & f_{i_{N+3}}^* & f_{i_{N-4}}^* & f_{i_{N+4}}^* & \dots & f_{i_0} & f_{i_{2N}}^* \\ f_{i_N} & f_{i_{N+1}} & f_{i_{N-1}} & f_{i_{N+2}} & f_{i_{N-2}} & f_{i_{N+3}} & f_{i_{N-3}} & f_{i_{N+4}} & f_{i_{N-4}} & \dots & f_{i_{2N}} & f_{i_0} \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

• **Matrice de conversion d'un élément non-linéaire résistif [36]**

Considérons un élément non-linéaire résistif commandé par une tension (figure 2.15), $i(t)$ est la réponse de l'élément non-linéaire à une tension $v(t)$ de forte amplitude, on appelle $v(t)$ le signal de pompe.

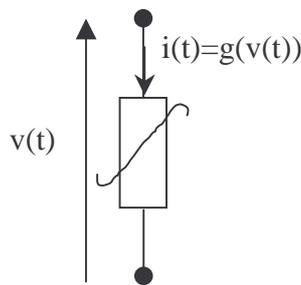


Figure 2.15 : Non-linéarité résistive.

La non-linéarité est décrite par la relation suivante :

$$i(t)=g(v(t)) \quad (2.52)$$

Si le signal appliqué sur ce dipôle est périodique le signal de réponse comprend la pulsation fondamentale mais également les pulsations harmoniques.

Considérons maintenant qu'il existe une perturbation de bas niveau $\delta v(t)$, alors :

$$v(t) = V(t) + \delta v(t)$$

où $V(t)$ est le signal de forte amplitude.

Le courant s'écrit alors :

$$I(t) + \delta i(t) = g[V(t) + \delta v(t)]$$

avec $I(t)$ et $\delta i(t)$ qui sont respectivement le courant fort niveau et la réponse à la perturbation $\delta v(t)$.

La perturbation en tension $\delta v(t)$ est de faible amplitude, il est possible d'appliquer un développement en série de Taylor au premier ordre autour de $V(t)$.

$$I(t) + \delta i(t) = g(V(t)) + \left(\frac{\partial g(V(t))}{\partial V(t)} \right)_{V(t)} \delta v(t) \quad (2.53)$$

Avec $\left(\frac{\partial g(V(t))}{\partial V(t)} \right)_{V(t)}$ est la conductance différentielle.

Cette conductance varie dans le temps au rythme du signal de pompe $V(t)$ autour de point de fonctionnement. Il est alors possible d'appliquer une décomposition en série de Fourier.

$$\left(\frac{\partial g(V(t))}{\partial V(t)} \right)_{V(t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_n \exp(jn\omega_0 t) \quad (2.54)$$

Si l'on superpose au signal de pompe une perturbation $\delta v(t)$ à la pulsation ω_s , le comportement se traduit par un mélange du signal fort niveau avec le signal de perturbation, on a alors la création des raies latérales à $\omega_0 \pm \omega_s$.

où, ω_0 est la pulsation du signal fort niveau,

ω_s est la pulsation de la perturbation,

ω_l est la pulsation dans la bande latérale inférieure $\omega_0 - \omega_s$,

et, ω_h est la pulsation dans la bande latérale supérieure $\omega_0 + \omega_s$.

En appliquant la relation (2.49) vue précédemment, le signal de perturbation s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \delta v(t) = & \delta V_s \exp(j\omega_s t) + \delta V_l \exp(j\omega_l t) + \delta V_u \exp(j\omega_u t) + \delta V_s^* \exp(j\omega_s t) \\ & - \delta V_l^* \exp(-j\omega_l t) + \delta V_u^* \exp(j\omega_u t) \end{aligned} \quad (2.55)$$

En remplaçant la conductance différentielle dans 2.53 par sa relation 2.54, et en identifiant les commandes bas niveau $\delta v(t)$ avec la relation 2.55, on aboutit au système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \delta I_s \\ \delta I_l^* \\ \delta I_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_1^* \\ g_1^* & g_0 & g_2^* \\ g_1 & g_2 & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_s \\ \delta V_l^* \\ \delta V_u \end{bmatrix}$$

qui s'écrit également :

$$\overrightarrow{\delta I} = [G] \overrightarrow{\delta V}$$

Ce système permet donc de relier linéairement les perturbations (qui sont des courants ou des tensions du bruit) par une matrice appelée matrice de conversion.

- **La matrice de conversion d'un élément non-linéaire réactif [36]**

Les non-linéarités ne sont pas uniquement de type résistif mais également réactif, les non-linéarités réactives sont des charges $Q(t) = f(V(t))$ ou des flux $\phi(t) = f(V(t))$ non-linéaires. Nous traiterons par la suite que la charge non-linéaire (figure 2.16) car le flux non-linéaire n'est que très peu utilisé.

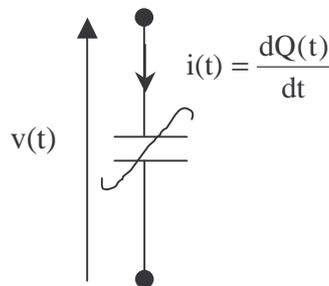


Figure 2.16 : Non-linéarité réactive.

De même que pour le dipôle résistif, la réponse d'une charge non-linéaire à une perturbation de faible amplitude s'écrit sous la forme suivante :

$$Q(t) + \delta Q(t) = f(V(t) + \delta v(t)) \quad (2.56)$$

Après un développement de Taylor autour de $V(t)$, il suit :

$$\delta Q(t) = \left(\frac{\partial f(V(t))}{\partial V(t)} \right)_{V(t)} \delta v(t)$$

où $\left(\frac{\partial f(V(t))}{\partial V(t)} \right)_{V(t)}$ représente la capacité différentielle variant au rythme de $V(t)$ autour de point de fonctionnement.

Parallèlement à la démonstration précédente (cas d'un élément résistif), on aboutit au système suivant :

$$\overrightarrow{\delta Q} = [C] \overrightarrow{\delta v}$$

pour lequel, $\overrightarrow{\delta Q(t)}$ est la réponse bas niveau de la non-linéarité à une perturbation $\overrightarrow{\delta v(t)}$ et $[C]$ est la matrice de conversion de la charge non-linéaire et s'exprime ainsi :

$$[C] = \begin{bmatrix} C_0 & C_1 & C_1^* \\ C_1^* & C_0 & C_2^* \\ C_1 & C_2 & C_0 \end{bmatrix}$$

Le courant traversant la charge est donné par : $I(t) = \frac{dQ(t)}{dt}$

donc,
$$\delta Q(t) = \int \delta I(t) dt$$

En intégrant chaque composante de la perturbation, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \delta I_s \\ \delta I_l^* \\ \delta I_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_s \delta Q_s \\ -j\omega_l \delta Q_l^* \\ j\omega_u \delta Q_u \end{bmatrix}$$

Par conséquent, les courants et tensions de bruit sont reliés linéairement par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \delta I_s \\ \delta I_1^* \\ \delta I_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_s C_0 & j\omega_s C_1 & j\omega_s C_1^* \\ -j\omega_1 C_1^* & -j\omega_1 C_0 & -j\omega_1 C_2^* \\ j\omega_u C_1 & j\omega_u C_2 & j\omega_u C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_s \\ \delta V_1^* \\ \delta V_u \end{bmatrix}$$

La réponse non-linéaire en courant $\delta I(t)$ d'un dipôle non-linéaire réactif à une excitation $\delta V(t)$ s'écrit :

$$\vec{\delta I} = j [W] [C] \vec{\delta V}$$

où :

$$[W] = \begin{bmatrix} \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_1 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_u \end{bmatrix}$$

La matrice $[W]$ fait intervenir les différentes pulsations de faible niveau qui sont mises en jeu lors de l'analyse. Si l'on considère N harmoniques de la fréquence fondamentale alors la matrice $[W]$ se présente ainsi :

$$[W] = \begin{pmatrix} \omega_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{1u} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{2u} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{31} & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{3u} & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{41} & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{4u} & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \dot{0} & \cdot & -\dot{\omega}_{N1} & \dot{0} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & \omega_{Nu} \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

4-3-2. Application aux filtres à capacités commutées

Comme nous avons vu au paragraphe précédent, le principe général consiste à effectuer une linéarisation du circuit non-linéaire autour du point de fonctionnement grand signal à l'aide des matrices de conversion des non linéarités.

La figure 2.17 représente le schéma du filtre RC à capacités commutées lorsque les commutateurs sont remplacés par des transistors MOS à effet de champ.

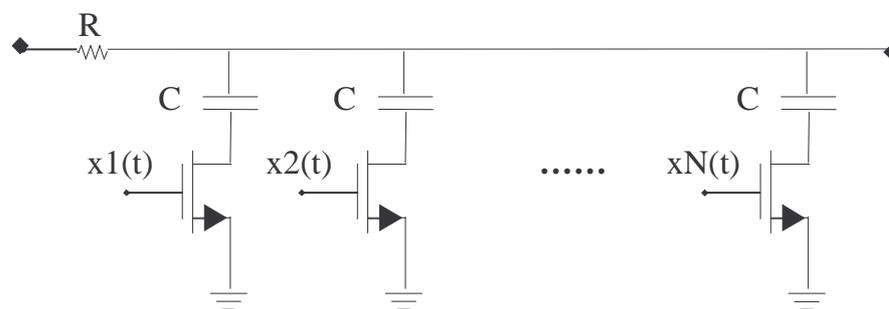


Figure 2.17 : Schéma du filtre RC à N capacités commutées avec des transistors MOS à effet de champ.

Le schéma électrique modélisant le comportement des transistors à effet de champ permettant d'assurer la commutation est représenté sur la figure 2.18.

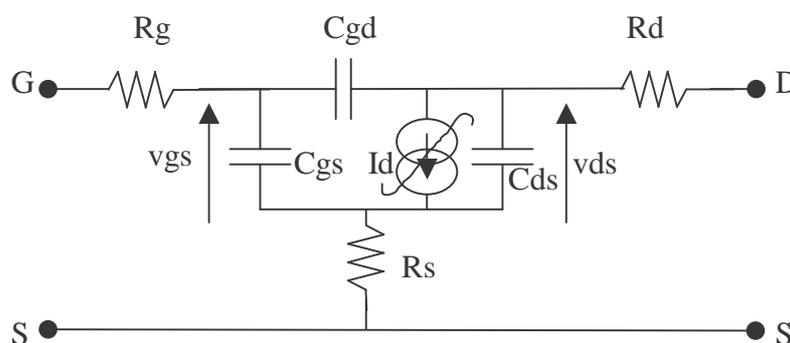


Figure 2.18 : Schéma équivalent du transistor à effet de champ.

Ce schéma bien que simple est très couramment utilisé car il offre un compromis acceptable entre modélisation fiable et simplicité.

Les transistors utilisés pour réaliser les commutations ont un comportement non-linéaire car ils sont excités par des signaux périodiques de fortes amplitudes. Dans un premier temps, on considère uniquement la source de courant drain-source de ces transistors de commutation. Leur comportement physique peut être modélisé par des fonctions analytiques temporelles de la forme :

$$id(t) = fnl(vgs(t), vds(t)) \quad (2.58)$$

Cette relation exprime le courant de drain en fonction des tensions de commandes $vgs(t)$ et $vds(t)$, la fonction $fnl(x)$ étant une fonction non-linéaire. Ce comportement physique peut être modélisé par des expressions mathématiques de type polynomiales entraînant d'énormes difficultés d'analyse. A ces difficultés viennent s'ajouter les problèmes de conversion lorsque plusieurs fréquences sont mises en jeu. C'est donc pour faciliter ces calculs que l'on utilise les matrices de conversion.

Reprenons l'exemple du courant de drain $id(t)$ d'un transistor à effet de champ, soit

$$id(t) = fnl(vgs(t), vds(t))$$

$$\text{avec } vgs(t) = Vgs_0 + \delta vgs(t)$$

$$vds(t) = Vds_0 + \delta vds(t)$$

Vgs_0 et Vds_0 correspondent au point de polarisation et $\delta vgs(t)$ et $\delta vds(t)$ sont les variations autour de ce point.

Si l'on applique la série de Taylor :

$$id(t) + \delta id(t) = fnl(vgs, vds) + \delta vgs(t) \times \left(\frac{\partial fnl}{\partial vgs} \right)_{Vgs_0, Vds_0} + \delta vds(t) \times \left(\frac{\partial fnl}{\partial vds} \right)_{Vgs_0, Vds_0} \quad (2.59)$$

Donc la réponse en courant $\delta id(t)$, est fonction des dérivées de la fonction non-linéaire fnl par rapport à chaque commande autour du point de fonctionnement qui est variable dans le temps.

Si l'on considère maintenant la présence dans le circuit d'un signal d'entrée de pulsation ω_s , le comportement non-linéaire provoque un phénomène de mélange générant de nombreuses composantes aux pulsations $k\omega_0 \pm \omega_s$ avec $k=1,2,\dots,n$ (n étant le nombre de fréquences harmoniques prises en compte lors de la décomposition en série de Fourier de $Vgs(t)$ et $Vds(t)$).

Après des développements et une identification aux différentes composantes on pourrait montrer que l'on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} Id(\omega s) \\ Id(\omega o - \omega s)^* \\ Id(\omega o + \omega s) \\ \cdot \\ \cdot \\ Id(n\omega o - \omega s)^* \\ Id(n\omega o + \omega s)^* \end{bmatrix} = [Gd1] \begin{bmatrix} Vgs(\omega s) \\ Vgs(\omega o - \omega s)^* \\ Vgs(\omega o + \omega s) \\ \cdot \\ \cdot \\ Vgs(n\omega o - \omega s)^* \\ Vgs(n\omega o + \omega s)^* \end{bmatrix} + [Gd2] \begin{bmatrix} Vds(\omega s) \\ Vds(\omega o - \omega s)^* \\ Vds(\omega o + \omega s) \\ \cdot \\ \cdot \\ Vds(n\omega o - \omega s)^* \\ Vds(n\omega o + \omega s)^* \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Soit la relation suivante :

$$\vec{Id} = [Gd1] \vec{Vgs} + [Gd2] \vec{Vds} \quad (2.61)$$

où les vecteurs \vec{Id} , \vec{Vgs} , et \vec{Vds} sont constitués de composants fréquentielles bas niveau.

Les matrices $[Gd1]$ et $[Gd2]$ sont donc appelées matrices de conversion et elles sont carrées d'ordre $(2n+1)$ (n étant le nombre de fréquences harmoniques prises en compte). Ces matrices dépendent du comportement fort niveau des signaux de commandes. Elles relient linéairement les tensions et courants de conversion résultants aux bornes des non-linéarités et elles se présentent sous la forme suivante :

$$[Gd] = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_1^* & g_2 & g_2^* & - & g_n & g_n^* \\ g_1^* & g_0 & g_2 & g_1 & g_3^* & - & g_{n-1} & g_{n+1}^* \\ g_1 & g_2 & g_0 & g_3 & g_1^* & - & g_{n+1} & g_{n-1}^* \\ g_2^* & g_1^* & g_3^* & g_0 & g_1^* & - & g_{n-2} & g_{n+2}^* \\ g_2 & g_3 & g_1^* & g_4 & g_0 & - & g_{n+2} & g_{n+2}^* \\ - & - & - & - & - & - & - & - \\ g_n^* & g_{n-1}^* & g_{n+1}^* & g_{n-2} & g_{n+2} & - & g_0 & g_{2n}^* \\ g_n & g_{n+1}^* & g_{n-1} & g_{n+2} & g_{n-2} & - & g_{2n} & g_0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Les coefficients g_i constituant cette matrice de conversion sont les coefficients de Fourier complexes de la transconductance non-linéaire $g_m(t)$ pour la matrice $[Gd1]$ et de la conductance non-linéaire $g_d(t)$ pour la matrice $[Gd2]$.

4-3-3. Procédure d'utilisation des matrices de conversion

La procédure se déroule en deux étapes, tout d'abord une analyse par équilibrage harmonique est menée en présence des signaux de commutation seuls.

Cette première analyse calcule les formes d'onde de $V_{gs}(t)$ et $V_{ds}(t)$, en tenant compte uniquement de la fréquence de commande F_0 et de ses harmoniques, c'est à dire sans faire intervenir la fréquence f_s du signal présent à l'entrée du filtre.

Connaissant ces formes d'onde et l'expression mathématique non-linéaire décrivant le comportement de $i_d(t)$, il est alors possible à partir de la dérivée d'obtenir ces coefficients g_i .

Par conséquent, pour la matrice [Gd1], les coefficients sont obtenus en décomposant $g_m(t)$:

$$g_m(t) = \frac{\partial i_d(t)}{\partial V_{gs}(t)}, \text{ soit } g_m(t) = g_0 + \sum g_i e^{jn\omega_0 t}$$

Idem pour la matrice [Gd2], les coefficients sont obtenus en décomposant $g_d(t)$:

$$g_d(t) = \frac{\partial i_d(t)}{\partial V_{gs}(t)}, \text{ soit } g_d(t) = g_0 + \sum g_i e^{jn\omega_0 t}$$

De même, les matrices de conversion s'appliquent aussi pour des charges réactives linéaires et non-linéaires. Lors de cette étude nous avons considéré uniquement des charges linéaires, c'est à dire uniquement des effets capacitifs constants. Cette approximation présente l'avantage de fortement simplifier les calculs.

Une deuxième étape consiste à faire une analyse linéaire permettant de calculer les tensions et courants du circuit en tout point et donc de tracer la fonction de transfert.

Dans les deux paragraphes suivants, nous verrons plus en détails le formalisme des matrices de conversion appliquée aux filtres à capacités commutées.

4-3-4. Calcul des coefficients de Fourier

Dans le cas des filtres en peigne, la non-linéarité du transistor $i_d(t)=f_{nl}(v_{gs}(t),v_{ds}(t))$ peut être représentée par deux approches :

- Cas réel : les coefficients de Fourier extraits des formes d'ondes temporelles calculées par simulation non-linéaire uniquement à n Fo (déjà citée précédemment).
- Cas idéal : les coefficients de Fourier d'une fonction rectangulaire, dans lequel le transistor est considéré passant puis bloqué, c'est à dire que la commutation est parfaite.

• Cas réel

Les coefficients complexes des signaux non idéaux constituant les matrices [Gd1] et [Gd2] sont déterminés par la procédure suivante :

- Simulation du filtre en non-linéaire avec uniquement les signaux de commutation, qui permet d'obtenir les formes d'ondes du courant $i_d(t)$ et des commandes $v_{gs}(t)$ et $v_{ds}(t)$.
- Connaissant les formes d'ondes des commandes et l'expression mathématique qui les lie à $i_d(t)$ on établit les dérivées partielles en fonction de $v_{gs}(t)$ et $v_{ds}(t)$ ce qui donne respectivement la transconductance $g_m(t)$ et la conductance $g_d(t)$.
- Une décomposition en série de Fourier de ces conductances donne les coefficients de Fourier recherchés qui permettent de construire les matrices de conversion. Ensuite la fonction de transfert est déterminée à partir de ces matrices de conversion.

Pour cette première étude, les transistors MOSFETs sont supposés fonctionner de façon identique et par conséquent les coefficients sont déterminés pour une seule branche puis un retard est introduit pour chacune des autres branches.

Les paramètres de [Gd1] qui caractérisent le comportement de la transconductance g_m subissent un déphasage pour le k ème transistor, le coefficient de rang n correspondant à la cellule k s'écrit :

$$Gd1[n]' = Gd1[n] \times e^{-jn\omega_0(t-(k-1)\tau)} \quad (2.72)$$

avec, $\tau = \frac{T}{N}$ et $Gd1[n] = Gd1r[n] + j Gd1i[n]$

Nous obtenons donc les coefficients suivants :

$$\begin{aligned} \text{GdI}r[n]' &= \text{GdI}r[n] \times \cos\left(2\pi n \frac{k-1}{N}\right) - \text{GdI}i[n] \times \sin\left(2\pi n \frac{k-1}{N}\right) \\ \text{GdI}i[n]' &= \text{GdI}r[n] \times \sin\left(2\pi n \frac{k-1}{N}\right) + \text{GdI}i[n] \times \cos\left(2\pi n \frac{k-1}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Il en est de même pour les coefficients de [Gd2] qui caractérisent la conductance $gd(t)$. Ce déphasage doit être intégré aux calculs pour chacune des branches composant le filtre.

• Cas idéal

Le comportement du transistor en commutation peut en basse fréquence être considéré idéal, soit en position ON (saturation) durant le temps τ , alors la résistance présentée R_{on} (conductance G_{on}) est faible, soit en position OFF le reste de la période T_0 , alors la résistance R_{off} (Conductance G_{off}) est très grande (quelques $M\Omega$).

La variation de G_d sera donc représentée comme indiqué sur la figure 2.19 pour le transistor de la première cellule :

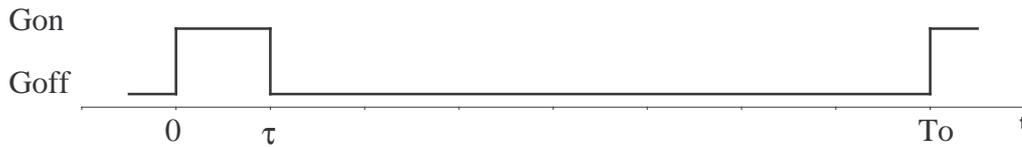


Figure 2.19 : Représentation de la variation de $gd(t)$.

Ce signal est périodique de période T_0 correspondant à la fréquence fondamentale $F_0=1/T_0$ du signal de commutation. Cette conductance peut donc se décomposer en série de Fourier.

$$G_d = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\Omega t) + b_n \sin(n\Omega t)] = \sum_{-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\Omega t} \quad (2.65)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} G_{on} dt + \int_{\tau}^T G_{off} dt = \frac{G_{on} - G_{off}}{N} + G_{off} \quad (2.66)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\tau} G_{on} \cos(n\Omega t) dt + \int_{\tau}^T G_{off} \cos(n\Omega t) dt \right] = \frac{G_{on} - G_{off}}{n\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (2.67)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \left[\int_0^{\tau} G_{on} \sin(n\Omega t) dt + \int_{\tau}^T G_{off} \sin(n\Omega t) dt \right] = \frac{G_{on} - G_{off}}{n\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right] \quad (2.68)$$

$$C_n = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) = \frac{G_{on} - G_{off}}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + j \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) - 1 \right) \right] \quad (2.69)$$

Mais ceci n'est valable que pour le premier transistor, pour le $k^{\text{ième}}$, il y a un déphasage de $\frac{2\pi n(k-1)}{N}$.

Il s'ensuit que les coefficients de Fourier complexes c_n s'écrivent : $C_n = g_{nr} + j g_{ni}$ avec,

$$g_{nr} = \frac{G_{on} - G_{off}}{2n\pi} \left[\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - \sin\left(\frac{2\pi n(k-1)}{N}\right) \right] : \text{Partie réelle de } C_n, \quad (2.70)$$

$$g_{ni} = \frac{G_{on} - G_{off}}{2n\pi} \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - \cos\left(\frac{2\pi n(k-1)}{N}\right) \right] : \text{Partie imaginaire de } C_n \quad (2.71)$$

Par contre, lorsque le transistor est utilisé en très haute fréquence, il n'est plus possible d'utiliser le modèle simplifié qui lie le courant $i_d(t)$ aux tensions de commande $v_{gs}(t)$ et $v_{ds}(t)$, car la conductance $g_d(t)$ ne peut plus être considérée comme rectangulaire. Dans ces conditions, le cas réel utilisant le modèle complet doit être utilisé.

Toutes les étapes précédentes demandent peu de temps de calcul lorsque toutes les procédures sont décrites. Une fois les matrices de conversions déterminées, il est alors possible de calculer la fonction de transfert par linéarisation.

4-3-5. Obtention de la fonction de transfert du circuit

Le schéma équivalent dynamique du filtre RC à capacités commutées pour la cellule k est présenté sur la figure 2.20.

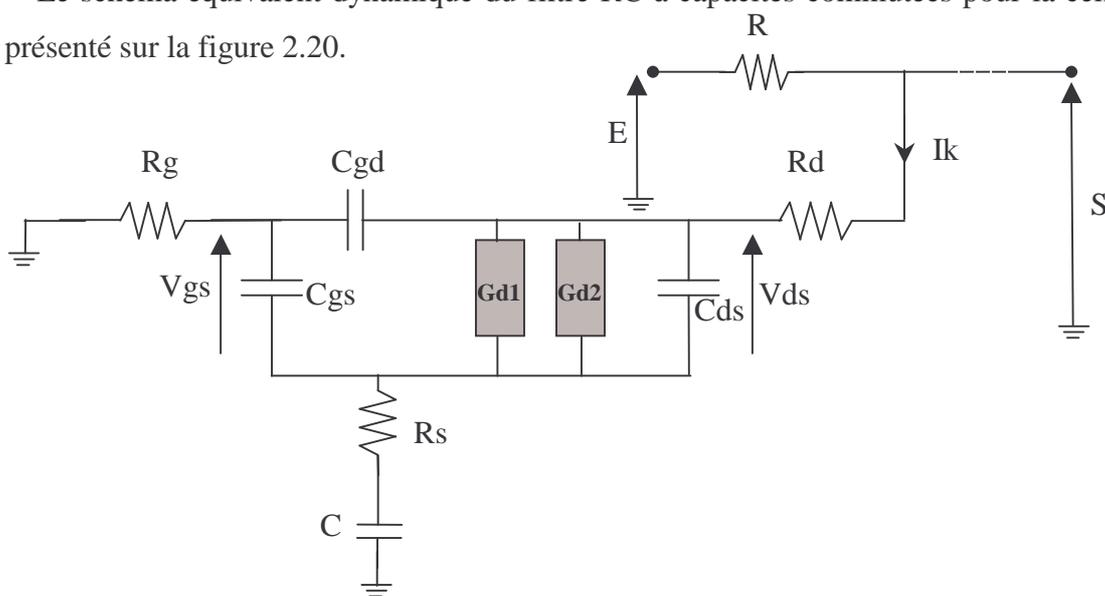


Figure 2.20 : Schéma du filtre avec une seule branche.

Nous savons que :

$$\vec{I}_d = [Gd1] \vec{V}_{gs} + [Gd2] \vec{V}_{ds} \quad (2.74)$$

Le courant traversant le condensateur Cgd s'écrit :

$$\vec{I}_{Cgd} = j [W] Cgd [\vec{V}_{ds} - \vec{V}_{gs}]$$

Le courant traversant le condensateur Cds s'écrit :

$$\vec{I}_{Cds} = j [W] Cds \vec{V}_{ds}$$

Le courant traversant le condensateur Cgs s'écrit :

$$\vec{I}_{Cgs} = j [W] Cgs \vec{V}_{gs}$$

De plus, sachant que $\vec{V}_{gs} = \vec{V}_g - \vec{V}_s$

$$\vec{V}_{gs} = Rg [\vec{I}_{Cgd} - \vec{I}_{Cgs}] - Rs \left[[Gd1] \vec{V}_{gs} + [Gd2] \vec{V}_{ds} \right] + j [W] Cds \vec{V}_{ds} + j [W] Cgs \vec{V}_{gs}$$

$$\begin{aligned} \vec{V}_{gs} = & -[j[W] (RgCgd + RgCgs + RsCgs) + Rs [Gd1]] \vec{V}_{gs} \\ & + [j[W] (RgCgd - RsCds) - Rs [Gd2]] \vec{V}_{ds} \end{aligned}$$

$$\vec{V}_{gs} = [X] \vec{V}_{ds} \quad (2.75)$$

avec,

$$[X] = \left[[1] + Rs[Gd1] + j[W] \left((Rg + Rs)Cgs + RgCgd \right) \right]^{-1} \left[j[W] [Rg Cgd - RsCds] - Rs [Gd2] \right]$$

Sachant que le courant I_k , de la branche du k ème condensateur, est la somme des courants traversant les quatre branches où :

$$\vec{I}_k = [Gd1] \vec{V}_{gs} + [Gd2] \vec{V}_{ds} + j[W] Cds \vec{V}_{ds} + j[W] Cgd (\vec{V}_{gs} - \vec{V}_{ds})$$

$$\vec{I}_k = ([Gd1] + j[W] Cgd) \vec{V}_{gs} + ([Gd2] + j[W] Cds - j[W] Cgd) \vec{V}_{ds}$$

Grâce à la relation (2.75), il est possible d'exprimer \vec{I}_k uniquement en fonction de la tension \vec{V}_{ds} :

$$\vec{I}_k = [Y]^{-1} \vec{V}_{ds} \quad (2.76)$$

avec,

$$[Y]^{-1} = \left[([Gd1] + j[W]Cgd) [X] + [Gd2] + j[W]Cds - j[W]Cgd \right]$$

La tension de sortie \vec{S} est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \vec{S} &= \vec{V}_s + \vec{V}_{ds} + R_d \vec{I}_k + j[W]C \vec{I}_k \\ \vec{S} &= R_s (\vec{I}_d + \vec{I}_{Cds} + \vec{I}_{Cgs}) + \vec{V}_{ds} + (j[W]C + R_d) \vec{I}_k \end{aligned}$$

Pour le K ième transistor, nous pourrait démontrer que :

$$\vec{S} = [A_k] \vec{I}_k \quad (2.79)$$

avec,

$$[A_k] = [R_d[1] + j[W]C + [Y]R_s[1] + [Gd2] + j[W]Cds + j[W]Cgs] + [X][Y]R_s([Gd1] + j[W]Cgs)$$

Sachant que :

$$\vec{S} = \vec{E} - R \sum_{k=1}^N \vec{I}_k$$

d'où,

$$\vec{S} = \left[[1] + R \sum_{k=1}^N [A_k]^{-1} \right]^{-1} \vec{E} \quad (2.80)$$

Ainsi le calcul de la fonction de transfert devient alors un calcul linéaire facile à programmer par un langage de programmation (exemple langage C), ou de l'intégrer dans un logiciel de calcul formel (Maple, Scilab, Mathcad...).

4-4. Analyse des filtres à capacités commutées par d'autres logiciels commerciaux

Dans ce paragraphe, nous étudierons succinctement les possibilités d'utiliser d'autres logiciels ou d'autres simulateurs pour l'analyse des filtres à capacités commutées.

4-4-1. Simulateurs temporels

Une grande famille de simulateurs utilise des relations temporelles liant les formes d'ondes temporelles des tensions et courants entre elles grâce aux équations intégrales-différentielles. Ces logiciels tels que SPICE, ELDO et MATLAB-SIMULINK basés sur les méthodes temporelles classiques permettent l'étude de la fonction de transfert de ces filtres mais ils nécessitent un temps de calcul très important si la précision recherchée est importante. Ce temps devient très vite prohibitif dans le cas des filtres à fort coefficient de qualité pour lesquels les fréquences du signal d'entrée sont très proches de la fréquence du signal de commutation, l'analyse demande une précision très importante.

4-4-2. Equilibrage spectral (Harmonic balance)

La méthode d'équilibrage spectral utilisée par le logiciel ADS (Advanced Design System) [37] de la société Agilent, traite les relations décrivant les comportements non-linéaires dans le domaine temporel et toute la partie linéaire du circuit dans le domaine fréquentiel par des relations linéaires. Les deux domaines sont ensuite raccordés par des transformées de Fourier. Cependant cette méthode devient également très vite inadaptée à cause du nombre élevé de fréquences d'intermodulation mises en jeu dans l'analyse d'une fonction de transfert de ce type de filtres. Ce nombre étant d'autant plus élevé que les signaux de commutation tendent vers des signaux idéaux.

Notons que la méthode simulation de type «transitoire d'enveloppe» proposée maintenant avec les outils de CAO des circuits non-linéaires permet les calculs des fonctions de transfert de ces filtres avec un temps de calcul fortement réduit par rapport à une simulation en équilibrage harmonique.

Un exemple de la fonction de transfert du filtre à capacités commutées (avec $N=8$ branches) est représenté sur la figure 2.21. Cette caractéristique de transfert est calculée en utilisant ce logiciel commercial pour une fréquence de commutation F_0 prise égale à 500 MHz. Elle montre la haute sélectivité et les bonnes performances en dynamique du filtre. Les commutateurs sont modélisés par des résistances R_{on} et R_{off} respectivement égales à $10\ \Omega$ et $1\ M\Omega$. Le gain en tension obtenu est égal à $-0,23\ dB$ à la fréquence centrale du filtre F_0 avec une rejection maximum de $-30\ dB$.

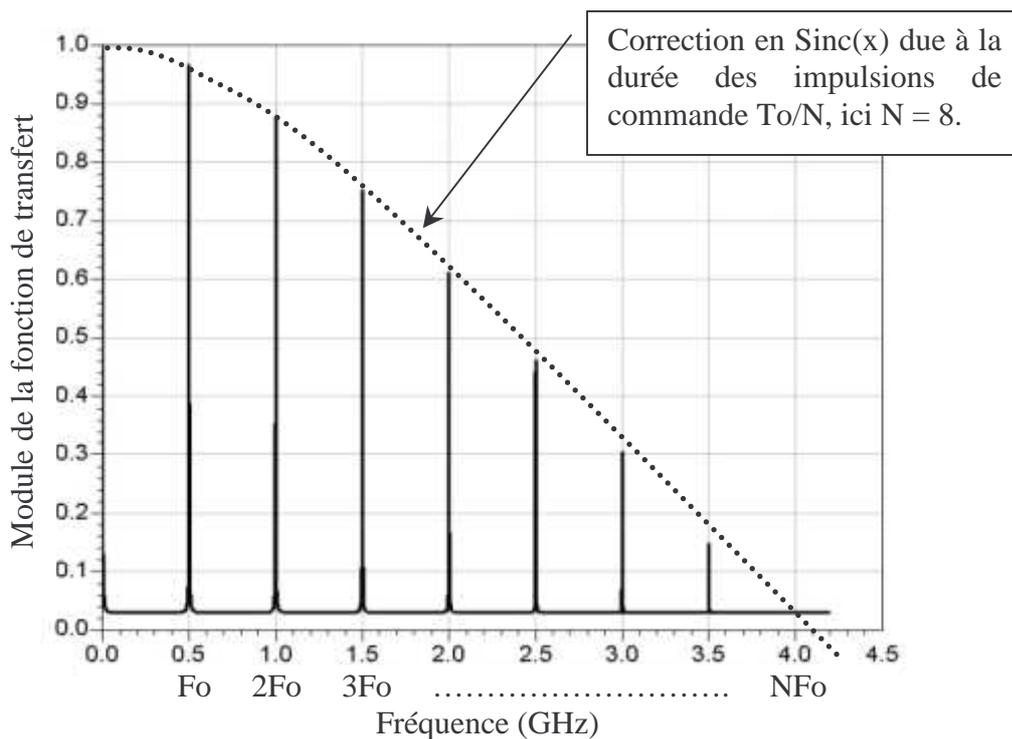


Figure 2.21 : Fonction de transfert globale simulée à une fréquence de commutation de 500 MHz, avec $N = 8$ branches.

Pour finir, notons qu'il existe d'autres types de logiciels plus anciens spécialement conçus pour l'analyse des filtres à capacités commutées [38, 39], ces logiciels sont généralement basés sur les principes de l'analyse nodale auxquels ont été ajoutés des perfectionnements en vue de réduire les temps de calcul et d'introduire les imperfections des éléments actifs (Nous citerons : SCANAL [40], DIANA [41], SWITCAP [42], SCYMBAL [43], WATSCAD [44],...). Cependant, la plupart des ces logiciels restent limités à certains types de structures et pour des analyses en basses fréquences, donc, ils ne peuvent pas être appliqués à notre structure surtout pour des analyses dans le domaine des radiofréquences.

5. Exploitation du logiciel et résultats préliminaires

Nous aborderons dans ce dernier paragraphe l'analyse comportementale de l'architecture d'un filtre RC à capacités commutées, puis nous exposerons les résultats préliminaires obtenus.

Dans le but d'exploiter le logiciel réalisé à base des matrices de conversion de nombreuses simulations ont été faites. Ces simulations consistent à déterminer les influences des paramètres composant le filtre sur la fonction de transfert, elles vont permettre dans un premier temps d'optimiser le comportement du filtre en fonction des paramètres technologiques et de dégager les premières considérations pour la conception.

Au début, il est important de noter les performances optimales recherchées pour notre filtre. Les principales caractéristiques observées en fonction des variations des différents paramètres sont les suivantes (figure 2.22):

- La fréquence centrale du filtre ;
- La bande passante du filtre ;
- Les pertes d'insertion ;
- La dynamique ;
- Le plancher.

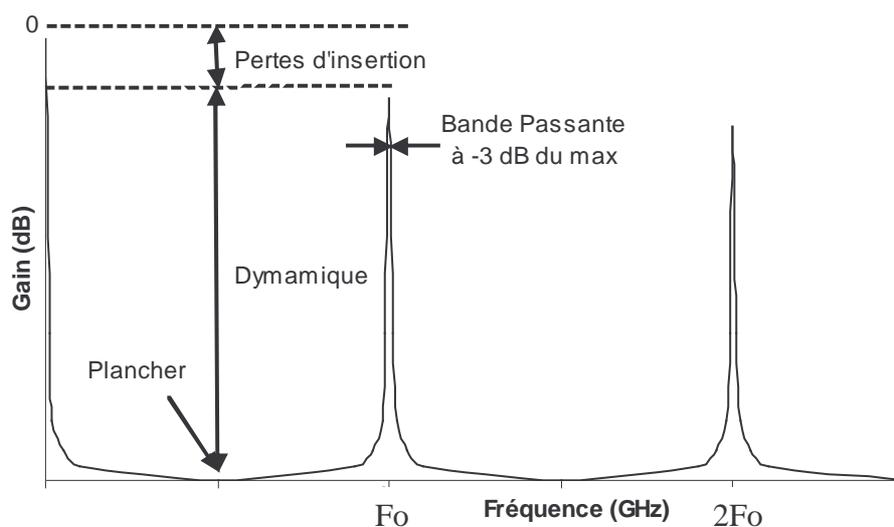


Figure 2.22 : Paramètres du filtre.

En effet, il faut que les pertes d'insertions dans la bande soient les plus faibles possibles, que la dynamique soit la plus grande possible et donc que le plancher soit minimum pour pouvoir filtrer au maximum en dehors de la bande passante. De plus, la bande passante à -3 dB du maximum doit être très étroite pour que le filtre soit très sélectif (grand facteur de qualité).

Comme nous avons pu le constater précédemment, la fonction de transfert globale du filtre présente une succession de bandes passantes aux composantes fondamentales et harmoniques du signal de commande, en conséquence, ces filtres peuvent être utilisés pour la récupération de l'horloge par le filtrage de composantes harmoniques. Cependant, ils peuvent aussi être utilisés comme des filtres passe-bandes centrés sur la fréquence fondamentale de commutation F_0 , et **c'est cette dernière application (passe bande) qui sera plus particulièrement étudiée par la suite.**

Les valeurs initiales retenues pour l'analyse du filtre RC à capacités commutées sont : $1 \text{ K}\Omega$ pour la résistance, 50 pF pour chacune des capacités, ces valeurs semblent correspondre à un compromis nécessaire d'une part pour intégrer tous les éléments et d'autre part pour obtenir une constante de temps RC suffisamment importante et donc une forte sélectivité autour de la fréquence de commutation F_0 prise égale à 500 MHz . Un compromis doit être établi concernant le nombre de branches. En effet, si un nombre important de branches permet d'améliorer le comportement du filtre, par contre il conduit rapidement à une complexité excessive lors de la conception et pire encore lors de la phase de réalisation. Le compromis retenu pour cette étude est un nombre de branches égal à huit soit $N=8$.

5-1. Variation des éléments fondamentaux

• Variation de la résistance R

D'après la figure 2.23, autour de la composante DC ($n=0$), la réponse du filtre étudié correspond à la réponse du filtre élémentaire RC (cellule de base) pour lequel la fréquence de coupure (à -3dB) est divisée par le nombre de branches à commuter : $f_c = \frac{1}{2\pi NRC}$ (2.81)

Cette même réponse ($n=0$) se retrouve transposée symétriquement autour de la composante fondamentale F_0 ($n=1$). Par conséquent (figure 2.24), la bande passante (à -3dB) est :

$$\text{est : } \quad \text{BP} = \frac{1}{\pi NRC} \quad (2.82)$$

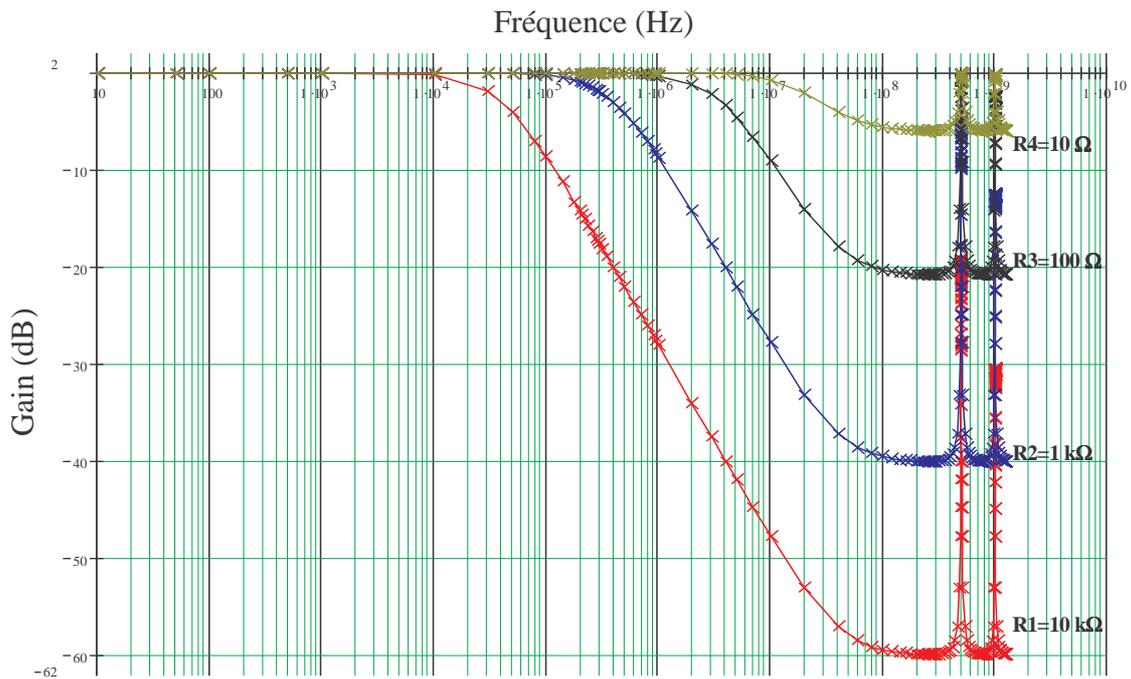


Figure 2.23 : Fonctions de transfert du filtre à 8 branches pour différentes valeurs de résistances. Ici la composante DC et les deux premiers harmoniques ($n=1$ et $n=2$) de la fonction de transfert sont représentées.

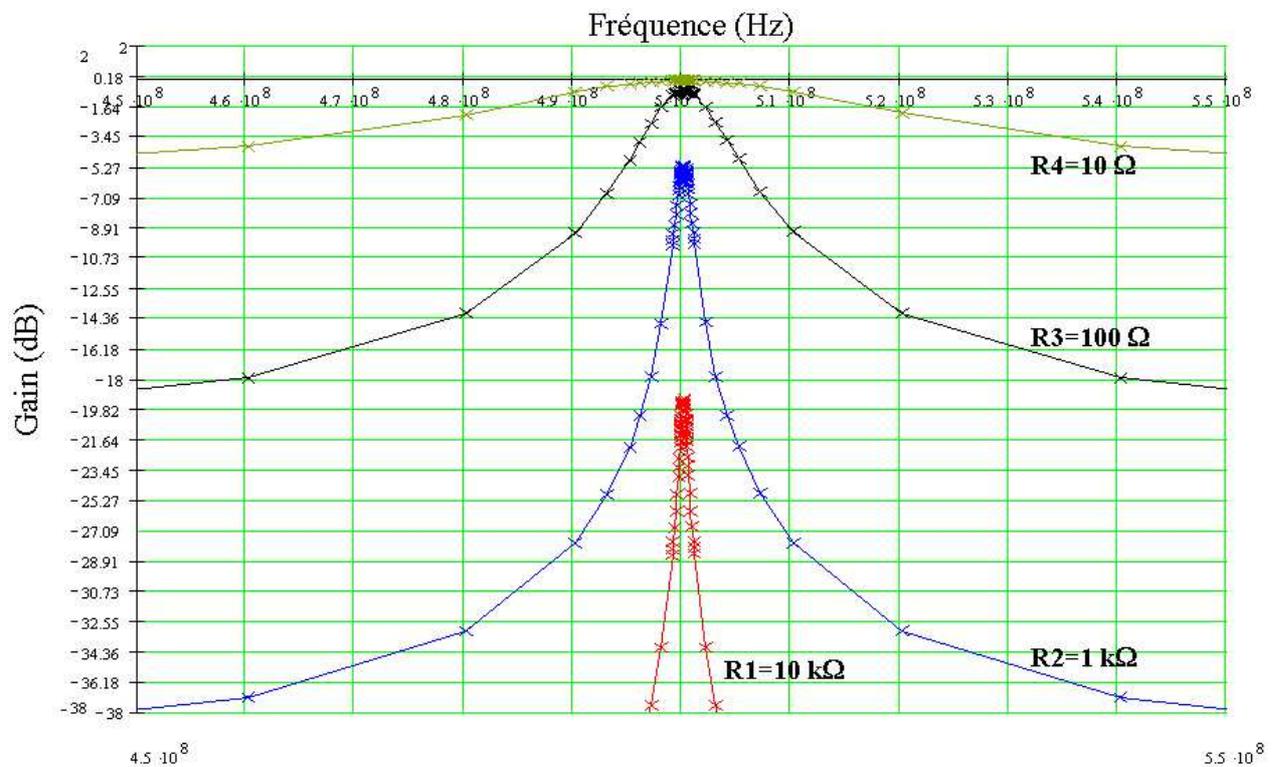


Figure 2.24 : Fonctions de transfert du filtre autour de $F_0 = 500 \text{ MHz}$ (pour l'harmonique $n=1$).

Concernant la bande passante centrée autour de la fréquence fondamentale de commutation, la variation de R intervient sur l'atténuation et sur le plancher, c'est à dire, plus la valeur de la résistance augmente plus l'atténuation augmente (plus de pertes d'insertion) et plus le plancher devient important, par contre, la dynamique reste presque constante, en revanche, la bande passante devient beaucoup plus étroite et le facteur de qualité augmente.

Le plancher observé à la fois sur la fonction de transfert du filtre élémentaire et sur celle du filtre à capacités commutées est dû à la résistance R_{on} . Nous verrons plus tard que cette résistance génère un zéro au numérateur de la fonction de transfert du filtre compensant ainsi les -20 dB/décade d'atténuation, ce zéro a pour fréquence de coupure :

$$f_{c_{R_{on}}} = \frac{1}{2 \pi R_{on} NC} \quad (2.83)$$

Pour de très faibles valeurs de R , nous avons constaté que la dynamique commence à diminuer, c'est à dire lorsque la fréquence de coupure du filtre élémentaire se rapproche de celle générée par le zéro de la fonction de transfert dû à la résistance R_{on} (relation 2.83). Dans ces conditions, le plancher remonte et la dynamique diminue (figure 2.23 cas $R = 10 \Omega$), pour éviter cette situation, la valeur de la résistance R doit être prise suffisamment grande devant celle de la résistance R_{on} des commutateurs, mais à condition, qu'elle ne génère pas de pertes d'insertion trop importantes.

- **Variation des valeurs des capacités commutées C**

Comme il a été vu précédemment, la fréquence de coupure et la bande passante variant en $1/C$, par conséquent, une augmentation de la valeur de C revient à augmenter la sélectivité. En revanche, l'atténuation et le plancher restent pratiquement les mêmes, en conséquence la dynamique reste constante (figure 2.25).

D'après l'équation (2.36), le facteur de qualité du filtre est proportionnel à la capacité commutée, par conséquent, il est intéressant d'utiliser pour la réalisation de ces filtres une technologie possédant de fortes densités capacitives.

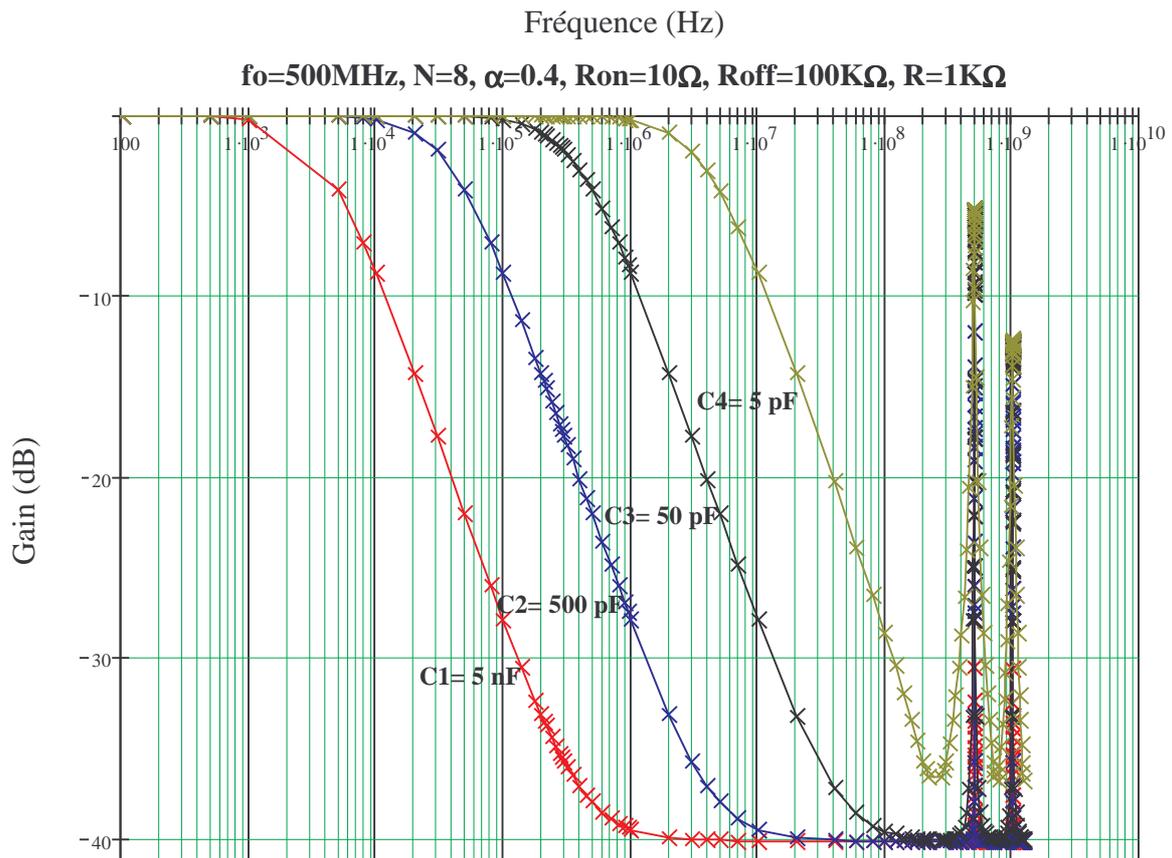


Figure 2.25 : Fonctions de transfert du filtre à 8 branches avec différentes valeurs de capacités commutées.

D'autres part, nous avons constaté que si on prend une valeur de C de telle façon que la fréquence de coupure de zéro de la fonction de transfert dû à Ron (relation 2.83) soit proche de la moitié de la fréquence de commande ($F_0/2$), le comportement du filtre change. En effet, le plancher devient moins important, la dynamique aussi, et la bande passante n'est plus centrée autour de F_0 , pour éviter cette situation la valeur de la capacité doit être choisie de telle façon qu'elle respecte la relation (2.84), et qu'elle soit intégrable avec la technologie choisie.

$$f_{c_{Ron}} = \frac{1}{2\pi R_{on} NC} \ll \frac{F_0}{2}$$

$$C \gg \frac{1}{\pi R_{on} NF_0} \tag{2.84}$$

Prenons par exemple une fréquence de commutation de 500 MHz, une résistance $R = 1 \text{ K}\Omega$, un nombre de branches N égal à huit et une résistance $R_{on} = 50 \Omega$. Dans ces conditions, la valeur de la capacité minimale C_{min} suit la relation :

$$C_{min} = \frac{1}{\pi R_{on} N F_0} = 12,7 \text{ pF}$$

La figure 2.26 représente la fonction de transfert qui serait obtenue pour une valeur de $C = 1 \text{ pF}$ largement inférieure à C_{min} , cette réponse autour de 500 MHz est comparée à celle obtenue par une valeur de capacités $C = 12,7 \text{ pF}$.

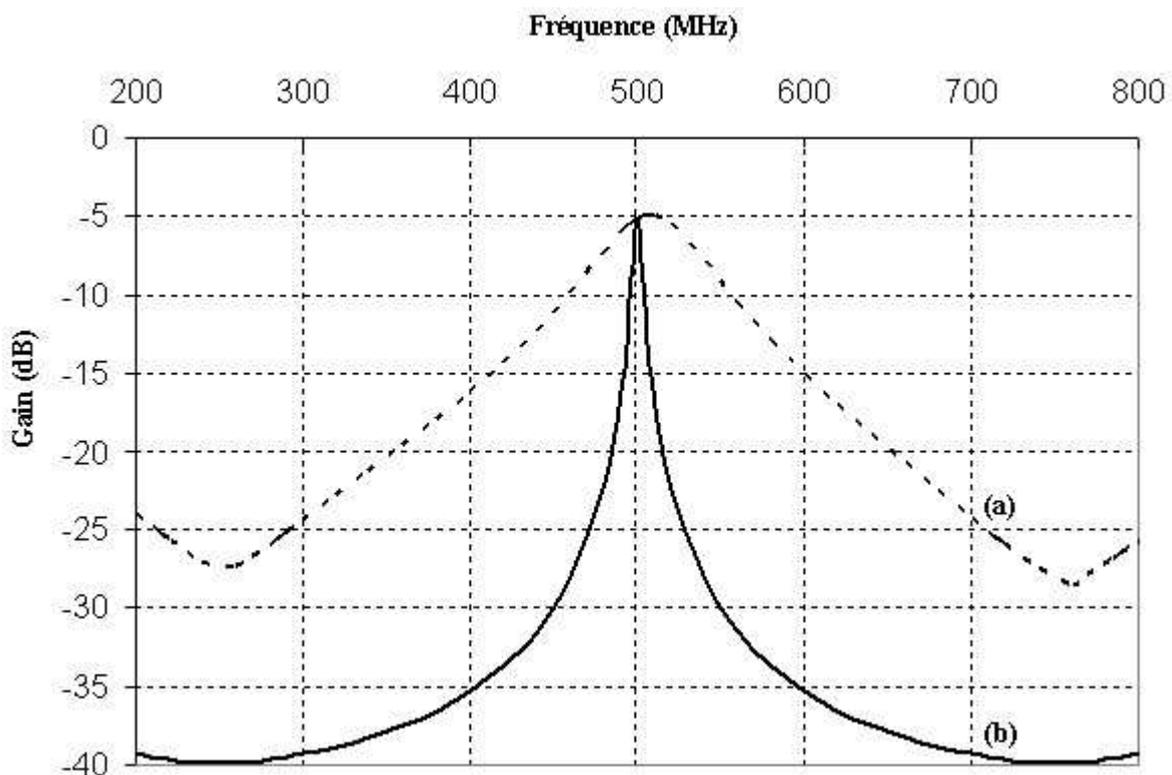


Figure 2.26 : Effet de faible valeur de la capacité sur la fonction de transfert du filtre autour de 500 MHz, pour (a) $C = 1 \text{ pF}$, et (b) $C = 12,7 \text{ pF}$.

Dans l'exemple ci-dessus, la valeur de la capacité doit être largement supérieure à 12 pF, pour éviter une détérioration la réponse du filtre. En effet, un compromis doit être établi sur la valeur de la capacité, car, il faut qu'elle soit intégrable et en même temps qu'elle permette d'avoir une fréquence de coupure (à $n=0$) beaucoup plus faible par rapport à la fréquence de commande du filtre ($f_c \ll F_0$).

• Variation du nombre N de branches du filtre

Comme il a été vu précédemment, la fréquence de coupure et la bande dépendent de $1/N$, alors que le facteur de qualité est proportionnel au nombre de branches N, donc, si N augmente la fréquence de coupure diminue, la bande devient plus étroite, et le facteur de qualité augmente. Par contre, le plancher reste constant, et l'atténuation diminue ce qui augmente la dynamique du filtre. En plus, pour compenser les dysfonctionnements dus aux capacités parasites, le nombre de branches peut être augmenté, cependant cette solution est difficilement envisageable car elle nécessite un circuit de commande des commutateurs plus complexes.

5-2. Variation des éléments parasites

• Variation de Ron

La variation de Ron montre que cette résistance n'intervient ni sur l'atténuation, ni sur la bande passante : cette dernière reste pratiquement constante (figure 2.27). Cette analyse a été comparée avec les résultats obtenus grâce au logiciel ADS de la société Agilent et cette comparaison a permis de confirmer l'indépendance de l'atténuation et de la bande passante vis à vis de Ron.

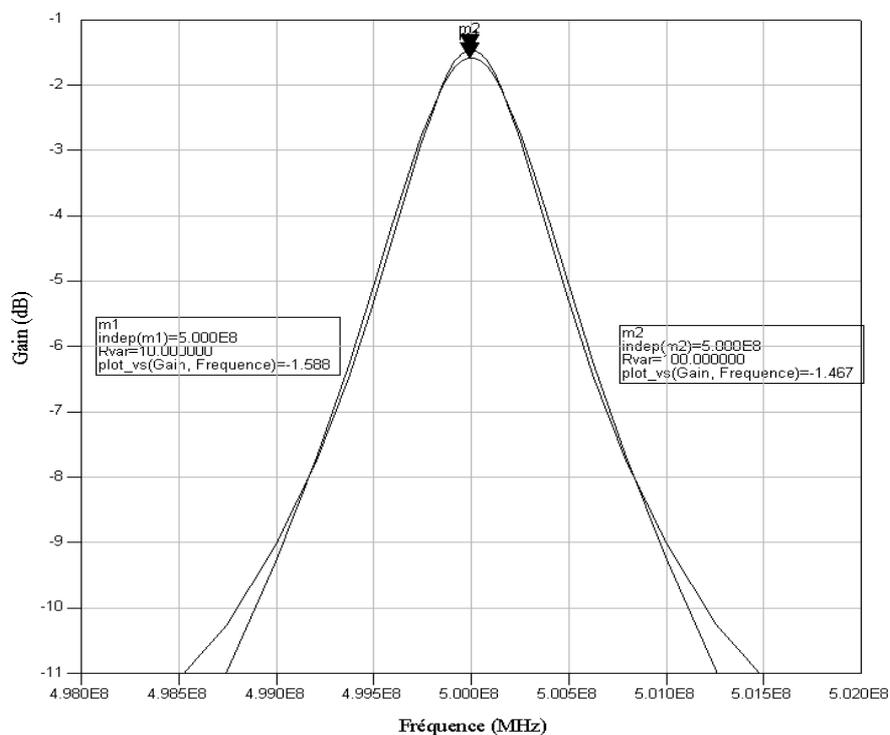
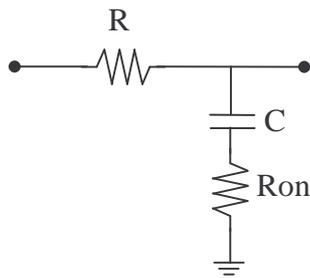


Figure 2.27 : Fonctions de transfert du filtre autour de $F_0 = 500$ MHz, avec deux différentes valeurs de $R_{on} = 10 \Omega$ et 100Ω .

Cependant, une diminution de la taille des transistors de commutation occasionne d'une part une diminution des valeurs des capacités parasites mais d'autre part une augmentation de la résistance R_{on} . Cette augmentation engendre une remontée du plancher et par conséquent une diminution néfaste de la dynamique. Comme il a déjà été mentionné, cette remontée du plancher provient du zéro qui se trouve au numérateur de la fonction de transfert du filtre élémentaire qui est transposée.



$$H(j\omega) = \frac{1 + j(R_{on} C \omega)}{1 + j((R + R_{on}) C \omega)}$$

Un compromis est donc à trouver sur la dimension des transistors de commutation pour optimiser d'une part la résistance R_{on} et d'autre part les capacités parasites C_{ds} et C_{gd} .

• Variation de C_{ds} et C_{gd}

Nous pouvons donc noter que l'inconvénient majeur du filtre est dû aux capacités C_{gd} et C_{ds} . En effet, plus leurs valeurs sont élevées, plus la bande passante augmente et plus les pertes d'insertion (figure 2.28) augmentent et donc la dynamique diminue. Par conséquent, la dynamique et la sélectivité s'en trouvent réduites. Il faut ajouter à cela une forte atténuation des composantes harmoniques supérieures, ce qui peut être un handicap dans le cas d'une récupération d'horloge.

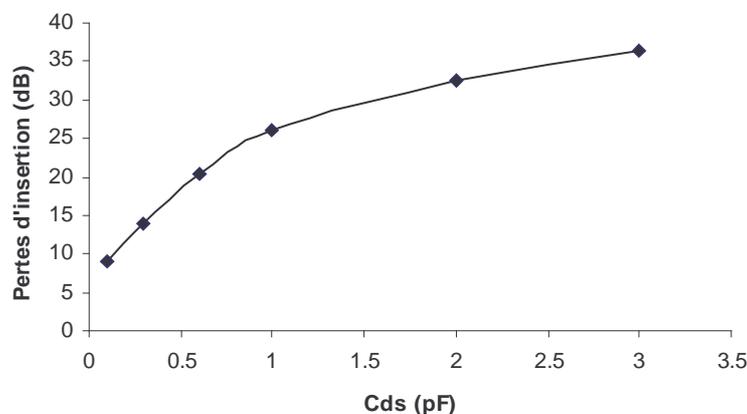


Figure 2.28 : Pertes d'insertion en fonction de C_{ds} .

Enfin et grâce à de nombreuses simulations effectuées par notre logiciel, notamment sur l'ensemble des éléments parasites qui constitue le schéma équivalent des transistors de commutation, un bilan qualitatif sur le comportement des filtres à capacités commutées a pu être dressé (Tableau 2.1) :

Tableau 2.1 : Influence des différents paramètres constituant le modèle du transistor.

Augmentation de	Pertes d'insertion	Dynamique	Plancher	Bande Passante
N : Nombre de capacités	↓	↑	=	↓
R _g (0.5 à 5 Ω)	=	=	=	=
R _s (0.5 à 5 Ω)	=	=	=	=
R _d (0.5 à 5 Ω)	=	=	=	=
C _{gs} (0.1 à 3 pF)	=	=	=	=
C _{gd} (0.1 à 0.5 pF)	↑	↓	=	↑
C _{ds} (0.1 à 3 pF)	↑	↓	=	↑
R (100 à 600 Ω)	↓	=	↓	↓
C (10 à 100 pF)	=	=	=	↓
R _{on} (10 à 100 Ω)	=	↓	↑	=
R _{off} (100k à 1MΩ)	=	=	=	=

Avec :

= : la grandeur reste constante, ↑ : la grandeur augmente, et ↓ : la grandeur diminue.

Les plages de variation ont été retenues pour correspondre à des variations réellement réalisables avec les technologies pouvant être utilisées et les simulations ont été effectuées avec des coefficients idéaux. Chaque élément est remis à sa valeur initiale lorsqu'il n'est pas considéré variable.

De cette première étude on peut conclure que le comportement optimal d'un filtre à capacités commutées est obtenu :

- D'une part en ayant de fortes valeurs de capacités à commuter C , cette condition permet d'augmenter la sélectivité en réduisant le niveau plancher sans augmenter les pertes d'insertion, contrairement à l'effet que pourrait avoir l'augmentation de la résistance R . En effet, si l'augmentation de R améliore la sélectivité et le plancher, en revanche le courant passant dans les transistors étant constant, cette augmentation de résistance engendre donc des pertes.

- Un compromis doit être obtenu sur la taille des transistors, de faibles tailles offrent l'avantage de présenter de faibles valeurs de capacités parasites. Cependant, dans ces conditions, la résistance R_{on} présentée est trop forte et le zéro présent au numérateur devient prépondérant. Le filtre passe-bas élémentaire s'apparente alors à un filtre correcteur de phase et par conséquent le plancher augmente, diminuant alors la dynamique.

Enfin, il faut noter que toutes les performances obtenues sont strictement liées à la possibilité de générer des signaux de commande très stables à des fréquences élevées par rapport à la fréquence de coupure du filtre passe-bas élémentaire (cellule de base). Ces signaux capables d'assurer la commutation du filtre avec une grande précision, feront l'objet du troisième chapitre.

Conclusion

L'objectif de ce deuxième chapitre était d'introduire l'étude et l'analyse des filtres à capacités commutées. Nous avons commencé par traiter la théorie et les techniques de la commutation appliquées aux circuits à capacités commutées. Ensuite, nous avons présenté quelques architectures de filtres à capacités commutées, tout en détaillant le principe général de l'architecture que nous avons retenue. Enfin, nous avons justifié le choix d'une architecture simplifiée d'un filtre RC à capacités commutées équivalente à celle du filtre en peigne permettant une certaine facilité d'intégration.

La deuxième partie de ce chapitre a été complètement consacrée aux méthodes d'analyses de filtres à capacités commutées. Une méthodologie originale permettant l'analyse rapide et efficace de ces filtres a été abordée. La procédure de cette méthodologie est basée sur le fameux formalisme des matrices de conversion. Ces dernières permettent de linéariser un comportement non-linéaire autour d'un point de polarisation variable dans le temps, elles sont utilisées lorsque sont appliquées sur un même composant un signal de forte amplitude et un signal de faible amplitude. Ici ce signal de faible amplitude est le signal présent à l'entrée du filtre et le signal de forte amplitude est le signal de commande. Bien entendu, ce type d'analyse interdit tout calcul sur la linéarité du filtre (ex : point de compression, IP3,...). Cette technique de linéarisation connue par son utilisation pour l'analyse des densités spectrales du bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs a été appliquée avec succès pour l'analyse comportementale des filtres à capacités commutées en radiofréquences. En effet, elle a contribué à la réalisation d'un logiciel permettant l'analyse de la fonction de transfert en module et en phase de ces filtres. Cette technique originale de linéarisation a montré qu'elle est beaucoup plus rapide et efficace que les méthodes d'analyses classiques.

La limite de cette méthode réside dans la faible amplitude du signal d'entrée vis à vis des signaux de commutation, car la seule analyse non-linéaire qui est effectuée tient compte uniquement des signaux de commutation. Cette contrainte implique l'impossibilité d'analyser le comportement du filtre proche de la saturation comme nous l'avons mentionné plus haut.

Afin de valider notre logiciel et de préparer la conception d'un filtre à capacités commutées diverses simulations ont montré l'influence des différents éléments composant ce filtre sur son comportement. Lors de cette première étude, des résultats préliminaires ont pu être dégagés et des critères de choix ont déjà pu être établis, ce qui permettra par la suite d'aborder la partie conception de ces filtres en radiofréquences en connaissant l'influence de l'ensemble des paramètres.

Références du chapitre 2

- [1] **P. Quinn**,
“High-Accuracy Charge-Redistribution SC Video Bandpass Filter in Standard CMOS”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No 7, pp. 963-975, July 1998.
- [2] **Michael G. Ellis**,
“Electronic Filter Analysis and Synthesis”,
Chapter 12: ‘Switched Capacitor Filters’, Artech House, INC, 1994.
- [3] **David L. Fried**,
“Analog Sample-Data Filters”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, pp. 302-304, August 1972.
- [4] **J. Terry Caves, Miles A. Copeland, Chowdhury F. Rahim, Stanley D. Rosenbaum**
“Sampled Analog Filtering Using Switched Capacitors as Resistor Equivalents”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, no. 6, pp. 592-599, December 1977.
- [5] **B. J. Hosticka, R. W. Brodersen, P. R. Gray**
“MOS Sampled Data Recursive Filters Using Switched Capacitor Integrators”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, no. 6, pp. 600-608, December 1977.
- [6] **K. Martin, Adel S. Sedra**,
“Switched-Capacitor Building Blocks for Adaptive Systems”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-28, no. 6, pp. 576-584, June 1981.
- [7] **T. Ndjountche, R. Unbehauen**,
“Improved Structures for Programmable Filters: Application in a Switched-Capacitor Adaptive Filter Design”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, no. 9, pp. 1137-1147, September 1999.
- [8] **S. Azuma, S. Kawama, K. Iizuka, M. Miyamoto, and D. Senderowicz**,
“Embedded anti-Aliasing in Switched-Capacitor Ladder Filters With Variable Gain and Offset Compensation”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 37, no. 3, pp. 349-356, March 2002.
- [9] **W. Aloisi, G. Giustolisi, and G. Palumbo**,
“Exploiting the High-Frequency Performance of Low-Voltage Low-Power SC Filters”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, vol. 51, no. 2, pp. 77-84, February 2004.
- [10] **K. Martin, Adel S. Sedra**,
“Effects of the Op Amp Finite Gain and Bandwidth on the Performance of Switched-Capacitor Filters”,
IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-28, no. 8, pp. 822-829, August 1981.
- [11] **V. S.-L. Cheung, H. C. Luong, W-H. Ki**,
“1-V CMOS Switched-Opamp Switched-Capacitor Pseudo-2-Path Filter”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 1, pp. 14-22, January 2001.

- [12] **V. S.-L. Cheung, H. C. Luong, M. Chan, W.-H. Ki,**
“A 1-V 3.5-mW CMOS Switched-Opamp Quadrature IF Circuitry for Bluetooth Receivers”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 5, pp. 805-816, May 2003.
- [13] **S. J. Harrold, I. A. W. Vance, J. Mun, and D. G. High,**
“A GaAs Switched-Capacitor Bandpass Filter IC”,
IEEE GaAs IC Symposium, pp. 23-26, 1985.
- [14] **B.-S. Song,**
“A 10.7-MHz Switched-Capacitor Bandpass Filter”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 24, no. 2, pp. 320-324, April 1989.
- [15] **R. Castello, and L. Tomasini,**
“1.5-V High-Performance SC Filters in BiCMOS Technology”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 26, no. 7, pp. 930-936, July 1991.
- [16] **D. G. Haigh, C. Toumazou, S. J. Harrold, K. Steptoe, J. I. Sewell, and R. Bayrunes,**
“Design Optimization and Testing of a GaAs Switched-Capacitor Filter”,
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no. 8, pp. 825-837, August 1991.
- [17] **A. Baschiroto and R. Castello**
“A 1-V 1.8- MHz CMOS switched opamp SC filter with rail-to-rail output swing”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 1979-1986, December 1997.
- [18] **Un-Ku Moon,**
“CMOS High-Frequency Switched-Capacitor Filters for Telecommunication Applications”,
IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 2, pp. 212-220, February 2000.
- [19] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam,**
“A Novel Q-Enhanced LC Switched-Capacitor Bandpass Filter for Digital Wireless RF Applications”,
2004 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Fort Worth, TX, pp. 659-662, 6-8 June 2004, USA.
- [20] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam,**
“CMOS RF Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO”,
International Journal of Electronics and Communications, vol. 59, no. 2, 2005. (A paraître)
- [21] **A. Fettweis, H. Wupper,**
“A Solution to the Balancing Problem in N-path filters”,
IEEE Trans. on Circuits Theory, pp. 403-405, May 1971.
- [22] **Horst Wupper,**
“A modified N-path filter suited for practical realization”,
IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-21, no. 3, pp. 449-456, May 1974.

- [23] **J. C. Nallatamby, M. Bridier, M. Prigent and J. Obregon,**
“Accurate simulation of nonlinear switched capacitors and sampled circuit by harmonic balance and related techniques”,
Electronics Letters, vol. 27, no. 25, pp. 2364-2367, December 1991.
- [24] **D. J. Allstot and K-S Tan,**
“A Switched Capacitor N-Path Filter”,
IEEE Symposium Proceeding, pp. 313-316, 1980.
- [25] **D. Von Grûnigen, R. P. Sigg, J. Schmid, G. S. Moschytz and H. Melchior,**
“An integrated CMOS switched-capacitor bandpass filter based on N-path and frequency-sampling principles”,
IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-18, no. 26, pp. 753-761, April 1983.
- [26] **U. Kleine, W. Brockherde, A. Fettweis, B. J. Hosticka, J. Pandel and G. Zimmer,**
“An integrated six-path wave-SC filter”,
IEEE J. of Solid State Circuits, vol. SC-20, no. 2, pp. 632-640, April 1985.
- [27] **A. Deluzurieux & M. Rami,**
“Problèmes d'électronique numérique”,
Eyrolles, pp. 134-140, 1992.
- [28] **S. A. Maas,**
“Nonlinear Microwave Circuits”,
Norwood, MA : Artech House, 1998.
- [29] **J. M. Paillot, C. Duvanaud, M. Prigent,**
“Analyse de circuit RF à capacités commutées par les méthodes d'équilibrage harmonique et de conversion de fréquence”,
10^{èmes} Journées Nationales Microondes, pp. 548-549, Saint-Malo Mai 1997.
- [30] **J. M. Paillot et H. Mokrani,**
“ Filtre à transfert de charges accordable par VCO en Anneau en technologie CMOS 0.35 μm ”,
12^{èmes} Journées Nationales Microondes, session. 6A.2-2, Poitiers 17-19 Mai 2001.
- [31] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot et R. Allam,**
“Analyse Comparative des Filtres Accordables RC et LC à Capacités Commutées en Radiofréquences”,
13^{èmes} Journées Nationales Microondes, session. 4D4, Lille 21-23 Mai 2003.
- [32] **J. M. Paillot, J. C. Nallatamby, M. Hessane, R. Quere, M. Prigent, M. Rousset,**
“A general program for steady-state stability and noise FM noise analysis of microwave oscillators”,
MTT-S Int. Microwave Symposium, 8-10 May 1990 Dallas, vol. 3, pp. 1287-1290.
- [33] **S. A. Maas,**
“Nonlinear Microwave Circuits”,
IEEE Press Marketing, New york, pp. 115-136, 1997.

- [34] **Michel Prigent**,
“Contribution à l'étude de la conversion de fréquence dans les circuits non-linéaires : application à la C.A.O. d'oscillateurs à bruit de phase minimum”.
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 46-87, pp. 141-150, 1987.
- [35] **Jean-Christophe Nallatamby**,
“Détermination des caractéristiques en bruit des circuits non-linéaires à l'aide des formalismes de conversion de fréquence et des matrices de corrélation des sources du bruit”.
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 3-92, pp. 90-104, 1992.
- [36] **Jean-Marie Paillot**,
“C.A.O. des circuits analogiques non-linéaires : Réalisation d'un simulateur pour l'analyse des spectres du bruit des oscillateurs”.
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 4-1991, pp. 102-110, 1991.
- [37] **Agilent Technologies**,
“Manuels HPADS 2003 C”,
<http://www.agilent.com>.
- [38] **M. L. Liou, Y. Kuo, and C. F. Lee**,
“A tutorial on computer-aided analysis of switched-capacitor circuits”.
Proc. IEEE (USA), 71, pp. 987-1005, août 1983.
- [39] **U. Kumar**,
“Analysis of switched-capacitor networks : an overview”.
IEEE Circuits and Systems Magazine (USA), mars 1984.
- [40] **C. F. Kurth, and G. S. Moschytz**,
“Nodal analysis of switched- capacitor networks”.
IEEE Trans. Circuits Syst. (USA), CAS-26, pp. 93-104, fév. 1979.
- [41] **H. De Man, J. Rabaey, G. Arnout, and J. Vandewalle**,
“DIANA as a mixed-mode simulator for MOS LSI sampled-data circuits”.
Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems (USA), pp. 435-8, juin 1980.
- [42] **S. C. Fang, Y. P. Tsividis, and O. Wing**,
“SWITCAP : A switched-capacitor network analysis program, Part II : advanced applications”.
IEEE Circuits and Systems Magazine (USA), déc. 1983.
- [43] **M. Bon, and A. Konczykowska**,
“A topological analysis program for switched-capacitor networks with symbolic capacitors and switching functions”,
In Proc. 1980 European Conf. on Circuit Theory and Design, pp. 159-64, Pierre Amstutz CNET Bagneux, sept. 1980.
- [44] **J. Vlach, K. Singhal, and M. Vlach**,
“Analysis of switched capacitor networks”.
Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, pp. 9-12, mai 1982.

Chapitre 3

Etude de la commande des filtres à capacités commutées

Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les filtres à capacités commutées nécessitent une horloge pour commander les commutateurs. Cette horloge joue un rôle très important, car les performances de ces filtres sont strictement liées à la qualité des signaux de commande générés par cette horloge, en termes de forme d'onde, de stabilité et de pureté.

Généralement, la solution la plus répandue pour commander les filtres à capacités commutées en basses fréquences consiste à déplacer une impulsion par un registre à décalage dont la fréquence d'horloge doit être égale à la fréquence centrale du filtre multipliée par le nombre des capacités à commuter ($N F_0$). Par conséquent, cette fréquence d'horloge devient rapidement un obstacle au développement de ce circuit, et il faut donc trouver d'autres solutions de commande capables de fonctionner dans le domaine des radiofréquences tout en étant entièrement intégrables. Pour cela, nous allons étudier la possibilité de commander ces filtres à capacités commutées par un nouveau circuit de commande à base d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension. Ce circuit qui peut être complètement intégrable, permet à l'aide de ces cellules différentielles de retard de générer des impulsions de commande retardées qui peuvent être utilisées pour la commande des filtres à capacités commutées.

Ce chapitre présente donc les possibilités et les difficultés rencontrées lors de la commande des filtres à capacités commutées en radiofréquences. Nous étudierons dans un premier temps quelques possibilités pour la génération des signaux de commande, par la suite, nous présenterons quelques rappels généraux sur les **Oscillateurs Contrôlés en Tension (OCTs)** en anneau. L'instabilité de ces oscillateurs sera par la suite étudiée, pour cela, nous rappellerons les sources de bruits et l'impact de ces bruits sur le fonctionnement général des oscillateurs et spécialement les oscillateurs en anneau, nous étudierons ensuite l'effet du « jitter » ou « gigue » (plus communément appelé bruit de phase) dans les communications numériques.

Afin d'optimiser le « jitter » et donc le bruit de phase dans les OCTs en anneau, nous détaillerons les calculs de ces deux grandeurs physiques en fonction des paramètres de conception.

Nous finirons par une étude expérimentale réalisée sur un filtre à capacités commutées fabriqué à l'aide d'éléments discrets, et commandé en basses fréquences par un registre à décalage. Cette étude permet d'évaluer l'effet du « jitter » sur le comportement des filtres à capacités commutées.

1. Génération des signaux de commande du filtre à capacités commutées

Les filtres à capacités commutées sont des filtres qui nécessitent un circuit de commande, afin d'assurer la commutation des transistors. Pour concevoir des filtres à capacités commutées de qualité, une attention considérable doit être portée sur la génération des signaux de commande notamment sur la stabilité et sur la forme de ces signaux. Le but est de pouvoir concevoir un système permettant de générer des impulsions retardées de période T_0 et d'une durée T_0/N (où N est le nombre des capacités à commuter) avec la plus grande précision possible.

1-1. Registre à décalage

Traditionnellement en basse fréquence la commande des filtres à capacités commutées est réalisée à l'aide d'un registre à décalage. Ce registre à décalage est cadencé par une horloge (figure 3.1) qui génère des commandes précises.

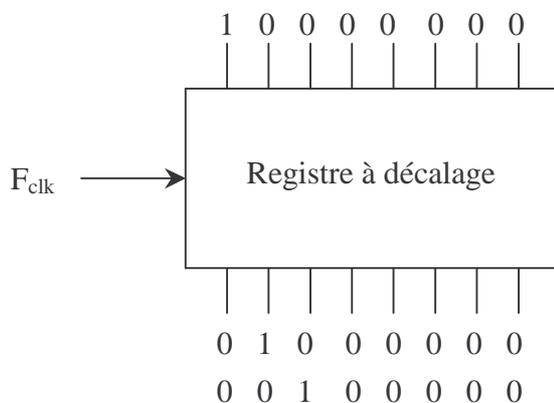


Figure 3.1 : Schéma simplifié d'un registre à décalage.

L'impulsion est réalisée par le chargement d'un '1' et de zéros à l'intérieur d'un registre à décalage. Un signal d'horloge à la fréquence $N F_0$ permet le déplacement cyclique de l'impulsion vers les différentes sorties. Les commandes ainsi obtenues ont une période T_0 et une durée T_0/N .

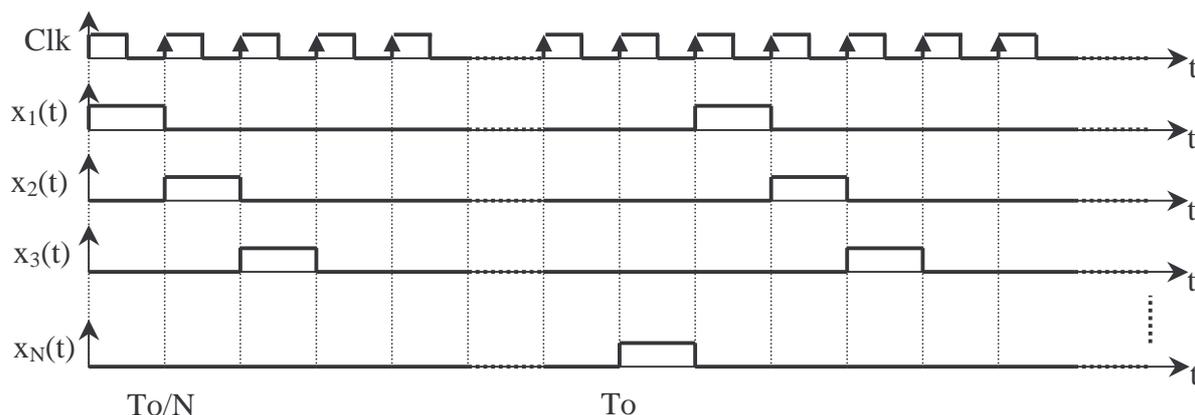


Figure 3.2 : Signaux de commande réalisés avec un registre à décalage circulaire.

La figure 3.2 représente les formes d'ondes temporelles des signaux de commande réalisés par un registre à décalage circulaire, en travaillant à une fréquence F_0 avec N branches de capacités commutées. La fréquence de l'horloge (F_{clk}) doit être égale à $N F_0$, par exemple pour F_0 égale à 500 MHz et N égal à 8 branches, alors cette fréquence d'horloge F_{clk} doit être égale à 4 GHz.

L'inconvénient d'une telle méthode apparaît clairement, en effet, la fréquence d'horloge devient rapidement un obstacle au développement de ce circuit, et par conséquent cette solution n'est pas envisageable en radiofréquences. Pour ce domaine de fréquences, cette solution doit être obligatoirement intégrée afin d'éviter les éléments parasites des boîtiers, qui de par leur capacités d'entrée détérioreraient les signaux de commande. En conséquence, il s'avère nécessaire de chercher de nouvelles possibilités pour commander des filtres à capacités commutées en radiofréquences.

1-2. Généralités et solutions pour commander des filtres à capacités commutées

1-2-1. Solutions pour la commande

Pour pallier le problème de la commande des filtres à capacités commutées en radiofréquences, il fallait concevoir un circuit de commande capable de générer des commandes adéquates en hautes fréquences, tout en fonctionnant à une fréquence inférieure ou égale à la fréquence centrale du filtre. Dans ce contexte, nous avons proposé une idée originale, qui consiste à utiliser un **O**scillateur **C**ontrôlé en **T**ension (**OCT**) pour à la fois générer les commandes nécessaires et également accorder la fréquence centrale de ce type de filtres [1].

A ce sujet, nous avons réalisé une recherche bibliographique approfondie sur les différents types d'oscillateurs contrôlés en tension afin de trouver l'architecture qui pouvait répondre au mieux à notre demande, sachant qu'elle devait être complètement intégrée, capable de délivrer les N phases nécessaires à la génération des N signaux de commande et devant avoir des dimensions les plus réduites possibles.

D'une manière générale, un circuit de commande peut être réalisé à base d'un OCT de plusieurs manières différentes, chacune présentant ses avantages et ses inconvénients. Une première possibilité est la réalisation d'un circuit de commande à base d'un OCT avec un résonateur LC (figure 3.3), ce type d'oscillateurs est bien maîtrisé et permet d'atteindre de bonnes performances notamment en terme de bruit de phase et de consommation [2, 3].

L'inconvénient de ce type d'oscillateurs est qu'il ne permet pas une intégration complète. En effet, dans la plage de fréquences allant de 300 MHz à 1 GHz, ce problème est lié à l'utilisation d'inductances qui ne peuvent pas être intégrées à cause de leurs dimensions. Notons de plus que les inductances spirales intégrées sur Silicium présentent typiquement un facteur de qualité de l'ordre de 5 à ces fréquences et que dans ces conditions, il est impossible de réaliser des oscillateurs de bonne qualité. Par conséquent, cette solution implique l'utilisation d'inductances discrètes qui permettent d'atteindre des facteurs de qualité pouvant dépasser la valeur de 50. Cependant, cette utilisation d'éléments externes est contraire à notre objectif d'intégration complète du circuit de commande sur une faible dimension.

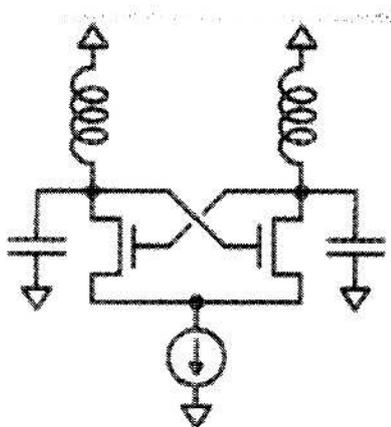


Figure 3.3 : Topologie standard d'un oscillateur avec résonateur LC [2].

La deuxième proposition permettant de générer les signaux de commande du filtre est d'utiliser un circuit de commande basé sur un Oscillateur en anneau Contrôlé en Tension. Ce type d'OCTs évite l'utilisation d'inductances, et s'avère une solution intéressante, malgré le bruit de phase qui est plus important que pour les oscillateurs à résonateur LC.

1-2-2. Généralités sur les oscillateurs en anneau contrôlés en tension

• Présentation générale

Un oscillateur en anneau contrôlé en tension peut se présenter comme sur le schéma donné sur la figure 3.4.

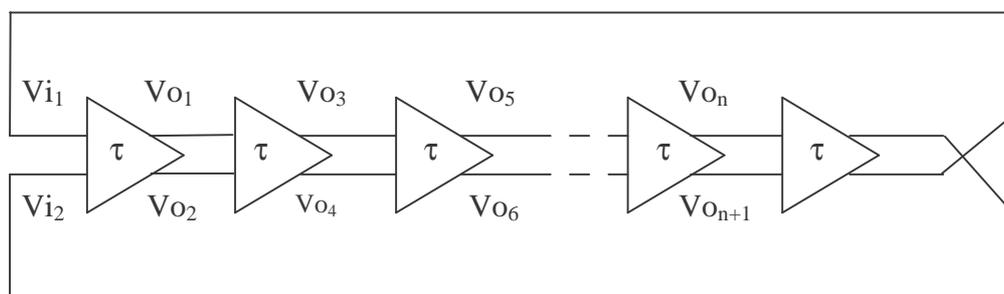


Figure 3.4 : Structure générale d'un oscillateur en anneau.

Cette topologie est constituée de la mise en cascade de N cellules de retard différentielles avec une inversion dans la boucle. Ces cellules de retard sont formées de paires différentielles (figure 3.5).

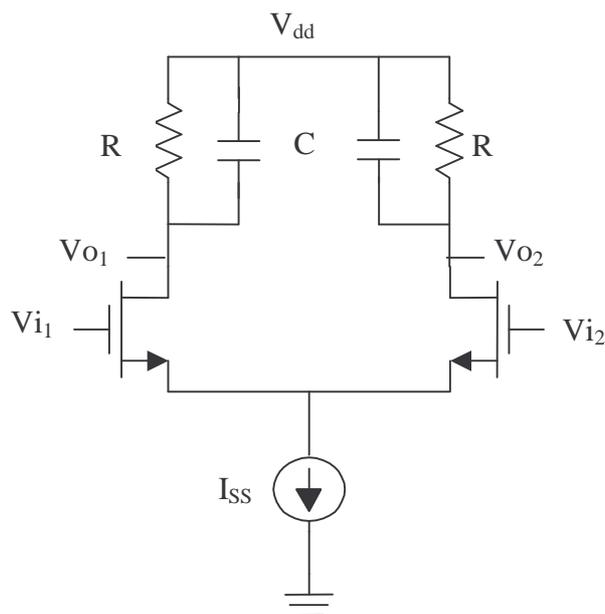


Figure 3.5 : Structure générale d'une cellule de retard.

En régime établi, cette paire différentielle fonctionne en commutation et le retard τ est généré par le filtrage opéré par la constante de temps RC. Si chaque cellule introduit un retard τ , le circuit oscille avec une période égale à $T_{osc} = 2 N \tau$. Par conséquent la fréquence des oscillations a pour expression :

$$F_{osc} = \frac{1}{2 N \tau} \quad (3.1)$$

La fréquence de fonctionnement est d'autant plus grande que le nombre d'étage est faible. Celui-ci doit cependant être limité à trois comme il est indiqué dans la référence [4].

En remplaçant les résistances R de la paire différentielle (figure 3.5) par des transistors PMOS fonctionnant en zone ohmique, il est alors possible de contrôler la fréquence d'oscillation. En effet, les résistances présentées par ces transistors PMOS varient en fonction de la tension V_{gs} qui leur est appliquée, et par conséquent le retard τ varie en fonction de cette même tension [5]. Les capacités C peuvent éventuellement être enlevées et dans ce cas la fréquence d'oscillation est fixée par les capacités parasites des différents transistors constituants de la paire différentielle.

De par son caractère différentiel, ce type d'oscillateur présente une alternative intéressante pour constituer le circuit de commande du filtre à capacités commutées.

• Fréquence centrale de l'OCT

Comme nous l'avons spécifié auparavant, les résistances R de la paire différentielle peuvent être remplacées par des transistors MOS à canal P. Dans ces conditions, le retard τ généré par chaque cellule est proportionnel à la résistance R_D présentée par le PMOS en zone ohmique.

$$\tau \approx R_D C \quad (3.2)$$

Pour la suite, nous noterons V_s la tension différentielle de sortie de la cellule de retard. Lorsque le transistor PMOS est correctement polarisé en zone ohmique, la pente de la tangente de la caractéristique $I_d = f(V_{ds})$ en $V_{ds} = V_s/2$ soit au milieu de la dynamique, est une bonne approximation de la résistance moyenne soit donc :

$$R_D \approx \left(\frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right)^{-1} \bigg|_{\frac{V_s}{2}} \quad (3.3)$$

Sachant que l'expression du courant I_d pour un transistor PMOS en zone ohmique (cf. chapitre 4) est donnée par :

$$I_d = \beta [2(V_T - V_{gs})V_{ds} + V_{ds}^2] \quad (3.4)$$

avec : V_T, V_{gs}, V_{ds} et $I_d < 0$,

β et V_T étant respectivement le gain en courant et la tension seuil du transistor PMOS.

Il suit :

$$\frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} = 2\beta (V_T - V_{gs}) + 2\beta V_{ds} \quad (3.5)$$

donc :

$$R_D = \frac{1}{2\beta [(V_T - V_{gs}) - \frac{V_s}{2}]} = \frac{1}{\mu C_{ox} (\frac{W}{L}) [(V_T - V_{gs}) - \frac{V_s}{2}]} \quad (3.6)$$

où, W est la largeur de grille, L est la longueur de grille, C_{ox} est la capacité de l'oxyde, et μ est la mobilité des électrons.

Notons également que la capacité C représente la capacité vue en sortie et dépend donc de la capacité grille source du transistor NMOS de l'étage suivant, des capacités grille drain et drain substrat de la charge PMOS.

La capacité grille source de l'étage suivant vaut $\left(\frac{2}{3}\right) W L C_{ox}$ si le transistor fonctionne en régime de saturation. La capacité grille drain du PMOS en zone ohmique vaut approximativement $\left(\frac{1}{2}\right) W L C_{ox}$ [6]. De même, la capacité parasite drain substrat est proportionnelle à $W L$.

Dans ces conditions, la capacité totale vue en sortie peut être modélisée comme une constante que multiplie $W L C_{ox}$ où la constante traduit la contribution de chaque capacité en sortie, donc :

$$C \approx K_L W L C_{ox} \quad (3.7)$$

En remplaçant les relations (3.2), (3.6) et (3.7) dans la relation (3.1), on obtient ainsi la fréquence d'oscillation en fonction des paramètres du circuit :

$$F_{osc} \approx \frac{\mu \left[V_T - V_{gs} - \frac{V_s}{2} \right]}{2 N K_L L^2} \quad (3.8)$$

Cette expression de la fréquence centrale de l'oscillateur permet de déterminer les limites en fréquence. En effet, nous pouvons remarquer que la limite technologique sur cette fréquence est imposée par la constante $\frac{\mu}{L^2}$. Ceci montre clairement que l'utilisation d'une technologie MOS avec une faible longueur de grille privilégie un fonctionnement haute fréquence. De même, la constante liée aux capacités parasites K_L a une forte influence sur la fréquence de l'oscillateur. Enfin, la polarisation des charges PMOS de même que la dynamique de la tension de sortie V_s ont également une influence sur la fréquence de sortie. En effet, une fréquence maximale est atteinte lorsque $V_T - V_{gs} \gg \frac{V_s}{2}$. Par conséquent, de faible valeur de V_{gs} et de V_s favorisent la montée en fréquence de l'oscillateur.

Nous verrons dans le chapitre 4, que le fait d'utiliser un OCT en anneau pour commander les filtres à capacités commutées présente des avantages majeurs, et permet d'intégrer complètement le circuit de commande. En revanche, comme tout oscillateur, les OCTs présentent certaines instabilités en fréquence, dues au bruit de phase lui-même généré par les éléments non-linéaires qui convertissent les différentes sources de bruit. Cette instabilité peut être plus au moins importante selon l'effet des sources de bruits. Dans le paragraphe suivant, nous décrirons succinctement ces principales sources de bruit présentes dans les composants électroniques, puis nous verrons leur répercussion et leur impact sur le signal de sortie d'un oscillateur.

2. Sources du bruit dans les circuits électriques [7-9]

Le bruit dans les circuits électriques et les composants électroniques est dû à des mouvements spontanés et désordonnés qui affectent les charges électriques élémentaires, mobiles. Ces mouvements de charge créent des fluctuations de courant et de tension qui imposent une limitation fondamentale aux propriétés du dispositif considéré.

Dans ce paragraphe, nous allons recenser brièvement les principales sources physiques de bruit existantes, afin d'avoir une vue globale sur les bruits existants dans tout dispositif électrique. Par la suite, les origines et les modèles des principales sources de bruit rencontrées dans les transistors seront détaillés. Enfin, le bruit dans les oscillateurs sera traité.

2-1. Principales sources physiques du bruit

Dans tous les dispositifs à base de semi-conducteurs, il existe du bruit électronique dont les fluctuations aléatoires et spontanées perturbent le signal utile véhiculant l'information.

Les perturbations qui engendrent le bruit de fond proviennent de divers processus physiques et en particulier de la variation de la mobilité et du nombre de porteurs participants aux courants dans le circuit. Parmi les sources de bruit, on peut citer trois grandes catégories : les bruits de diffusion, les bruits en excès et les bruits propres aux jonctions.

Ces trois familles vont être succinctement énoncées par la suite.

- **Les bruits de diffusion**

Les bruits de diffusion [10] sont dus aux fluctuations des vitesses des porteurs de charge, provoquées par leurs interactions et leurs collisions avec le réseau constituant la matière. Nous distinguons trois types de bruit de diffusion : le bruit thermique, le bruit quantique et le bruit des électrons chauds.

Le bruit thermique est dû à l'agitation thermique des porteurs de charge élémentaires dans les corps conducteurs. Cette agitation thermique provoque des collisions aléatoires et affecte ainsi les trajectoires des porteurs de charge. Il est à noter que le bruit thermique subsiste même en l'absence de champ électrique appliqué.

L'origine du bruit quantique est identique à celle du bruit thermique, mais ce bruit fait intervenir le temps moyen entre deux collisions, appelé temps de relaxation τ .

Le bruit des électrons chauds apparaît, quant à lui, lorsque le matériau, soumis à un champ électrique, est hors de son état d'équilibre thermodynamique. La mobilité et les coefficients de diffusion des porteurs dépendent alors de l'énergie de ces derniers.

• Les bruits en excès

Les caractéristiques fondamentales des bruits en excès sont leur présence surtout aux basses fréquences et leur décroissance en fonction de la fréquence. Deux types de bruit se distinguent : le bruit de génération-recombinaison et le bruit de scintillement.

Le bruit de génération-recombinaison est dû aux fluctuations du nombre de porteurs lors de l'émission ou de la capture de porteurs de charges par des pièges ou encore lié au processus de génération-recombinaison intra-bande. Ces fluctuations provoquent une variation aléatoire du courant. Pour le bruit de scintillement, deux hypothèses sont avancées ; il serait dû soit à une fluctuation de mobilité des porteurs, soit une fluctuation du nombre de porteurs.

• Les bruits liés à la jonction

Pour les bruits propres à la jonction, nous distinguons : le bruit de grenaille, qui est provoqué par les fluctuations de la fraction de porteurs assurant le courant de conduction, et le bruit d'avalanche. Ce dernier apparaît lorsqu'un champ électrique fort existe au niveau de la jonction polarisée en inverse. Ceci provoque la rupture des liaisons atomiques, créant ainsi une amplification du bruit de grenaille.

Deux types de bruit en excès sont, par ailleurs, observables : le bruit de génération-recombinaison, lié aux pièges présents dans la zone de charge d'espace, et le bruit en créneaux, dû à la présence de défauts au voisinage de la jonction, créant des fluctuations de courant à flancs très raides et à amplitude et durée aléatoires.

Après avoir exposé quelques définitions générales de sources physiques de bruits, nous allons nous intéresser aux origines physiques et aux modèles des bruits les plus fréquemment observés dans les transistors.

2-2. Origines physiques et modèles des bruits apparaissant dans les transistors

Dans ce mémoire, nous nous limiterons à cinq types de bruit, les plus fréquemment mesurés dans les transistors. Nous présenterons tout d'abord le bruit thermique et le bruit de grenaille. Puis nous exposerons le bruit de génération-recombinaison, le bruit de scintillation ou bruit fondamental en $1/f$ et enfin le bruit RTS.

2-2-1. Le bruit thermique

Le bruit thermique provient des fluctuations affectant les trajectoires des porteurs (électrons et trous dans les semi-conducteurs) dues aux interactions, et aux chocs avec le réseau. Ce mouvement aléatoire des porteurs est analogue au mouvement brownien des particules (possédant une énergie cinétique de $\frac{1}{2} k T$ par degré de liberté). Ce bruit a été observé par J. Johnson en 1927, et analysé théoriquement par Nyquist en 1928. Les autres dénominations sont mouvement brownien, bruit de Nyquist ou bruit de Johnson.

La densité spectrale du bruit thermique d'un conducteur de résistance R est proportionnelle à la température absolue T de celui-ci, à la bande passante Δf et à la valeur de la résistance. Deux représentations équivalentes du bruit thermique apporté par une résistance réelle R dans un circuit sont possibles. La première est de type Norton, comportant une résistance idéale sans bruit de valeur R ($R = \frac{1}{G}$), en parallèle avec une source de courant, représentant le bruit, de densité spectrale de courant $S_i(f)$ donnée par :

$$S_i(f) = 4 k T G \quad (3.9)$$

où k est la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$), T est la température exprimée en degré Kelvin (Figure 3.6-a).

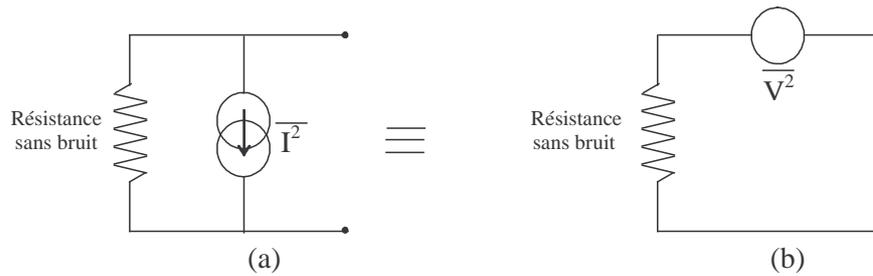


Figure 3.6 : Modèle du bruit thermique d'une résistance avec,
 (a) un générateur de courant en parallèle,
 (b) un générateur de tension en série.

La seconde représentation (Figure 3.6-b), totalement équivalente, est de type Thevenin. Elle comporte une résistance idéale sans bruit R , en série avec une source de tension représentant le bruit, de densité spectrale de tension $S_v(f)$, telle que :

$$S_v(f) = 4 k T R \quad (3.10)$$

La densité spectrale étant indépendante de la fréquence, ce bruit est dit blanc.

2-2-2. Le bruit de grenaille (shot noise) [11]

Il se produit dans tous les dispositifs collectant un flux de particules électriques qui est dû à la nature granulaire de l'électricité : c'est à dire qu'un courant I ne doit pas être considéré comme un flux uniforme mais comme la composition d'un grand nombre d'impulsions élémentaires.

Soit $[t_j]$ la suite aléatoire que forme les instants où les électrons quittent l'électrode d'injection. En régime permanent, cette suite est supposée poissonnienne. En négligeant l'influence du temps de transit entre les électrodes d'injection et de collection, le courant instantané peut s'écrire sous la forme d'une somme d'impulsions de Dirac de poids q :

$$I(t) = q \sum_{t_j} \delta(t - t_j) \quad (1.11)$$

Nous en déduisons [11] le spectre de $I(t)$:

$$S_I(f) = I_0^2 \delta f + 2 q I_0 \quad (3.12)$$

où δf est un Dirac, valant 1 lorsque f est nul et zéro ailleurs.

Dans les composants semi-conducteurs, ce bruit est associé aux courants qui franchissent les barrières de potentiel. Dans une jonction pn, le courant exprimé par la loi approchée de Shockley est le suivant :

$$I = I_s \left(e^{\frac{j.qV}{kT}} - 1 \right) = -I_s + I_s e^{\frac{j.qV}{kT}} = I_1 + I_2 \quad (3.13)$$

où $I_1 = -I_s$ correspond aux flux des porteurs initialement minoritaires,

$I_2 = I_s e^{\frac{j.qV}{kT}}$ représente le flux des porteurs initialement majoritaires.

De plus, nous avons :

$$\text{- en polarisation inverse } \left(V \ll \frac{k.T}{q} \right), S_i(f) = 2 q |I_s|, \quad (3.14)$$

$$\text{- en polarisation directe } \left(V \gg \frac{k.T}{q} \right), S_i(f) = 2 q |I|, \quad (3.15)$$

$$\text{- en polarisation nulle, } S_i(f) = 4 q |I_s|. \quad (3.16)$$

Il est à noter que, tout comme le bruit thermique, le bruit de grenaille est un bruit blanc.

2-2-3. Le bruit de génération-recombinaison [12-13]

L'état d'un électron ou d'un trou dans un semi-conducteur peut être de deux types : soit localisé (dans la bande de conduction pour un électron ; dans la bande de valence pour un trou), soit délocalisé. Lorsque le porteur de charge, l'électron ou le trou, est dans un état délocalisé, il participe à la conduction. Par contre, lorsqu'il se trouve dans un état localisé, comme une impureté ou un défaut, il ne participe pas à la conduction.

De plus, la transition d'un électron ou d'un trou d'un état localisé vers un état délocalisé ou la création d'une paire électron-trou est appelée génération. Le processus inverse est appelé recombinaison. Le terme « piègeage » est également employé lorsqu'un électron ou un trou est capturé par une impureté, et le terme « dépiègeage » qualifie l'émission d'un porteur de charge.

Comme les processus de génération-recombinaison sont aléatoires, le nombre de porteurs (électrons ou trous) dans les états délocalisés fluctuent autour d'une valeur moyenne qui définit la conductance moyenne. Ces fluctuations du nombre de porteurs produisent une fluctuation de la résistance et par conséquent une fluctuation du courant et/ou de tension. Ces variations sont appelées bruit de génération-recombinaison, noté bruit de g-r, et sont dues à la fluctuation du nombre de porteurs.

Le bruit de g-r dépend fortement des qualités du semi-conducteur : la conduction unipolaire ou bipolaire, le type de pièges, les centres de recombinaison ...

Dans le cas simple de transitions entre une bande et des pièges de même niveau d'énergie, le spectre est lorentzien et est donné par la relation suivante :

$$\frac{S_{\Delta N}(f)}{N^2} = \frac{S_R(f)}{R^2} = \frac{(\overline{\Delta N})^2}{N^2} \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (3.17)$$

où : N est le nombre total de porteurs de charge,

$(\overline{\Delta N})^2$ est la variance du nombre fluctuant de porteurs de charge,

τ est le temps de relaxation, caractéristique d'un niveau de piège, et de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-3} s,

$\omega = 2\pi f$ est la pulsation.

Avec un seul type de pièges, la variance $(\overline{\Delta N})^2$ est donnée par :

$$\frac{1}{(\overline{\Delta N})^2} = \frac{1}{N} + \frac{1}{X_n} + \frac{1}{X_p} \quad (3.18)$$

où X_n est le nombre moyen de pièges occupés,

X_p est le nombre moyen de pièges vides.

Le cas plus complexe d'un semi-conducteur avec deux types de pièges a été traité par Van Vliet et Fasset [13].

2-2-4. Le bruit de scintillation (bruit en 1/f)

Les autres dénominations du bruit de scintillation sont le bruit de papillotement, ou le « flicker noise » ou encore bruit fondamental en 1/f.

Le bruit de scintillation a été observé expérimentalement sur une grande variété de composants et de dispositifs électroniques, linéaires et non-linéaires, incluant des résistances carbone, des diodes à jonctions pn, des transistors bipolaires et des transistors à effet de champ.

Ce type de bruit est associé à un courant continu passant dans le composant. Une expérimentation simple pour observer ce bruit est la suivante : lorsqu'une tension continue est appliquée à une résistance carbone, une composante du bruit, dépendant de la fréquence, dite en excès, est observée dans le courant, superposée au bruit thermique, qui lui est toujours présent. De même, quand un courant continu traverse une résistance carbone, il apparaît une composante en excès dans la tension, superposée au bruit thermique.

Ces composantes du bruit en excès, qui sont observables dans la plupart des résistances en présence d'un courant continu ou d'une tension continue, présentent une densité spectrale de puissance qui varie en $|f|^{-\alpha}$, où α est quasi constant et est habituellement compris entre 0,8 et 1,4 et ceci sur une bande de fréquence large allant de 10^{-6} Hz à 10^6 Hz.

Sa densité spectrale est de la forme [14]:

$$S_1(f) = K_1 \frac{I^a}{f^\alpha} \quad (3.19)$$

où I est le courant continu traversant la résistance, a est une constante prise entre 0,5 et 2 et K_1 est une constante caractéristique du composant, dépendant de la technologie de fabrication utilisée.

L'allure de son spectre, inversement proportionnel à la fréquence, est à l'origine d'une de ses dénominations. Néanmoins, les mécanismes précis impliqués dans ce type de bruit sont complexes, varient énormément d'un dispositif à l'autre, et font l'objet de spéculations et de controverses. Toutefois, ce type de bruit se manifeste comme une fluctuation de la conductivité, ce point faisant l'unanimité.

Dans un échantillon ohmique de résistance R , cela se traduit soit par une fluctuation de la tension lorsqu'un courant constant le traverse, soit par une fluctuation de courant lorsqu'une tension continue lui est appliquée. Nous avons donc [15]:

$$\frac{S_I(f)}{I^2} = \frac{S_V(f)}{V^2} = \frac{S_R(f)}{R^2} = \frac{S_G(f)}{G^2} \quad (3.20)$$

Le bruit en $1/f$ est une fluctuation de la conductivité (notée σ). Mais la conductivité est définie par le produit du nombre de porteurs de charge n , et de la mobilité μ , à la charge élémentaire près :

$$\sigma = q \mu n \quad (3.21)$$

La question qui se pose est donc : « Qu'est ce qui fluctue avec un spectre en $1/f$, le nombre de porteur ou la mobilité ? »

A l'heure actuelle, aucune réponse n'a été donnée, ou plus exactement aucun fait n'a permis d'écarter une des deux possibilités. Comme le fait remarquer Hooge dans son article « $1/f$ Noise Sources » de 1994, les deux types de bruit, bruit de fluctuation de mobilité (noté $\Delta\mu$) et bruit de fluctuation du nombre de porteurs (noté Δn), ont été observés sur des transistors de type MOS : bruit $\Delta\mu$ dans les transistors à canal P et bruit Δn dans les transistors à canal N.

Il semblerait donc qu'il existe différents types de bruit en $1/f$, requérant différentes théories afin d'expliquer tous les faits expérimentaux.

Deux modèles sont usuellement retenus :

- Un modèle basé sur la fluctuation de mobilité, proposé par Hooge,
- Un modèle basé sur la fluctuation du nombre de porteurs, proposé par Mac Worther

• Pour le modèle de Hooge

Notons qu'une résistance peut être décrite par la relation suivante :

$$R = \frac{L^2}{q \mu N} \quad (3.22)$$

avec, N est le nombre total de porteurs de charge participant à la conduction, μ est la mobilité, et L est la longueur du barreau résistif.

Les fluctuations de mobilité se traduisent par :

$$\frac{\partial R}{R} = -\frac{\partial N}{N} - \frac{\partial \mu}{\mu} \quad (3.23)$$

En supposant une décorrélation totale entre les grandeurs fluctuantes, nous avons :

$$\frac{S_R(f)}{R^2} = \frac{S_N(f)}{N^2} + \frac{S_\mu(f)}{\mu^2} \quad (3.24)$$

$$= \frac{S_\mu(f)}{\mu^2} \text{ selon Hooge} \quad (3.25)$$

Hooge a proposé une relation empirique [16], valable pour des échantillons homogènes. Cette relation est la suivante [9], [15] :

$$\frac{S_\mu(f)}{\mu^2} = \frac{\alpha_H}{N f} \quad (3.26)$$

- N est le nombre total de porteurs de charge,

- α_H est une constante sans dimension, de l'ordre de $2 \cdot 10^{-3}$ pour les composants III-V, et dépendant légèrement de la température, elle est appelée constante de Hooge.

Il est à noter que cette relation ne permet pas de prendre en compte la taille de l'échantillon, la concentration des porteurs...

• Pour le modèle de Mac Whorter

Le modèle de Mac Whorter s'appuie sur un phénomène de piègeage-dépiégeage de porteurs par l'intermédiaire d'un continuum de niveaux de pièges impliquant une somme de spectres lorentziens dont la fonction de distribution normalisée des constantes de temps caractéristiques est de la forme [9] :

$$g(\tau) = \frac{1}{\tau \ln\left(\frac{\tau_1}{\tau_2}\right)} \quad \text{pour } \tau_1 < \tau < \tau_2 \quad (3.27)$$

$$g(\tau) = 0 \quad \text{ailleurs.} \quad (3.28)$$

Où τ_1 et τ_2 sont les limites inférieures et supérieures des temps de relaxation τ_i .

Nous obtenons un spectre présentant une allure en $1/f$ uniquement entre $\frac{1}{\tau_1}$ et $\frac{1}{\tau_2}$. En dessous de $\frac{1}{\tau_2}$, le spectre est blanc ; et au delà de $\frac{1}{\tau_1}$, le spectre est proportionnel à f^{-2} .

En effet, nous avons :

$$S_N = (\overline{\Delta N})^2 \int_0^{+\infty} g(\tau_i) \frac{4 \tau_i}{1 + \omega^2 \tau_i^2} d\tau_i \quad (3.29)$$

Nous obtenons selon l'intervalle considéré et la fonction g correspondante, la densité spectrale suivante :

$$\text{- pour } \omega \ll \frac{1}{\tau_2} \ll \frac{1}{\tau_1} : \quad S_N = \overline{\Delta N^2} \frac{1}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} 4\tau_2 \quad (\text{indépendant de la fréquence}), \quad (3.30)$$

$$\text{- pour } \frac{1}{\tau_2} \ll \omega \ll \frac{1}{\tau_1} : \quad S_N = \overline{\Delta N^2} \frac{1}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{f} \quad (\text{dépendant de } f^1), \quad (3.31)$$

$$\text{- pour } \omega \gg \frac{1}{\tau_2} \gg \frac{1}{\tau_1} : \quad S_N = \overline{\Delta N^2} \frac{1}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{\pi^2 \tau_1 f^2} \quad (\text{dépendant de } f^2). \quad (3.32)$$

Il existe différentes dénominations pour cette source qui sont le bruit de génération de recombinaison de Mac Worther ou la théorie des états de surface de Mac Worther.

2-2-5. Le bruit RTS [8]

Le bruit RTS (**R**andom **T**elegraph **S**ignal) est également nommé bruit en créneaux, bruit « pop corn » ou bruit « burst ».

Dans sa forme la plus simple, il se manifeste comme un courant ayant une amplitude à deux états stables (autour du niveau de référence pris en l'absence du bruit) et la transition entre ces deux états est très rapide. L'amplitude de ces créneaux est de l'ordre de quelques dizaines de nanoampères à quelques centaines de microampères. La durée d'un état est aléatoire et peut varier de quelques microsecondes jusqu'à plusieurs minutes. Cette description est semblable à un signal télégraphique, d'où sa dénomination.

De plus, la partie importante de son spectre est limitée aux fréquences audibles (quelques kiloHertz, voire moins), il peut donc produire un bruit de crépitement dans un haut-parleur, ce qui est l'origine de sa dénomination anglo-saxonne (bruit pop corn). Il peut être observé au moyen d'un oscilloscope. Il est à noter que l'appellation « bruit RTS » est plutôt réservée pour des dispositifs submicroniques, alors que le terme « bruit burst » est utilisé pour des dispositifs de moindre qualité et de dimension plus importante.

Comme le bruit en $1/f$ et le bruit de génération-recombinaison, le bruit RTS est dû aux fluctuations de la conductance.

Kleinpenning [17] a démontré que le bruit RTS apparaissait uniquement dans les dispositifs contenant un petit nombre de porteurs, où un seul électron est émis ou capturé par un niveau de piège unique. Les propriétés statistiques de ce bruit ont été en premier exposées par Rice en 1944-1945, en supposant que la probabilité d'un état à l'autre est gouvernée par une loi de Poisson.

Le spectre d'un signal RTS pur est lorentzien et est donné par la relation suivante :

$$\frac{S_N}{N^2} = \frac{S_I}{I^2} = \frac{S_V}{V^2} = K \frac{4 \tau_p}{1 + (2\pi f \tau_p)^2} \quad (3.33)$$

avec, $K = \frac{\overline{\Delta N^2}}{N^2}$,

τ_p est le temps de relaxation, tel que $\frac{1}{\tau_p} = \frac{1}{\tau_e} + \frac{1}{\tau_c}$, où τ_e est le temps moyen d'émission et τ_c est le temps de capture.

Pour un processus impliquant un électron unique, nous avons en général :

$$K = \frac{1}{N^2} \frac{\tau_p}{\tau_e + \tau_c} \quad (3.34)$$

2-3. Le bruit dans les oscillateurs

Le bruit des oscillateurs caractérise toutes les perturbations qui affectent la pureté du signal de sortie d'un oscillateur. Précédemment, nous avons étudié les phénomènes qui génèrent le bruit dans les composants électroniques, dans ce paragraphe, nous étudierons leur impact sur le signal de sortie d'un oscillateur.

Généralement, le signal de sortie d'un oscillateur idéal opérant à une fréquence ω_0 est donné par :

$$V_{s,\text{ideal}}(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi] \quad (3.35)$$

où A est l'amplitude et ϕ est une phase de référence, fixe. Le spectre d'un tel signal est donc constitué d'une impulsion de Dirac à la fréquence $F_{\text{osc}} = \frac{\omega_0}{2\pi}$.

En pratique le signal de sortie d'un oscillateur est plutôt donné par :

$$V_s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Delta\phi(t)] \quad (3.36)$$

Ce signal à l'amplitude et la phase qui sont perturbées de manière aléatoire par des sources de bruit. Le bruit d'amplitude est généralement réduit par les mécanismes de limitation de l'amplitude présents dans tout oscillateur stable et il est très souvent négligé [5]. Les variations aléatoires de la phase responsables du bruit de phase peuvent également être observées dans le domaine temporel, dans ce cas le « jitter » (ou gigue) est considéré comme l'équivalent temporel du bruit de phase.

Dans l'expression (3.36), $\Delta\phi(t)$ représente une modulation de phase et correspond donc au bruit de modulation de phase. Cette variation angulaire peut être transposée en variation temporelle $\Delta\delta(t)$ appelée « jitter » (ou gigue) avec :

$$\Delta\delta(t) = \frac{\Delta\phi(t)}{\omega_0} \quad (3.37)$$

L'expression du signal temporel en sortie de l'oscillateur vaut alors :

$$V_s(t) = A(t) \cos(\omega_0 (t + \Delta\delta(t))) \quad (3.38)$$

La figure 3.7 montre la représentation temporelle de ce signal et de l'effet du « jitter ».

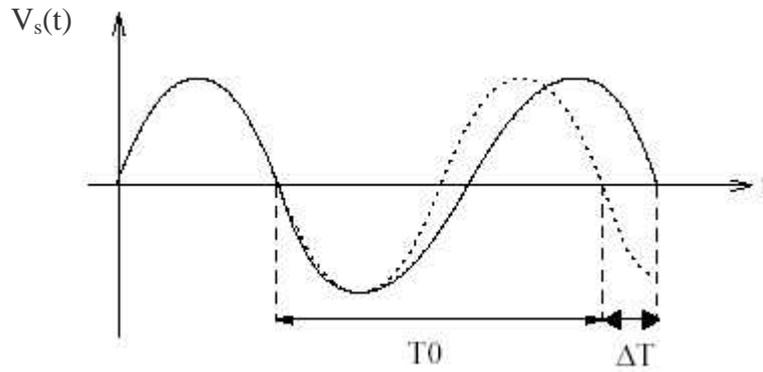


Figure 3.7 : Représentation du signal de sortie d'un oscillateur avec une variation temporelle « jitter ».

En revanche, dans ces conditions, le spectre d'un tel signal n'est donc plus une raie pure à la pulsation ω_0 mais il suit l'allure illustrée par la figure 3.8.

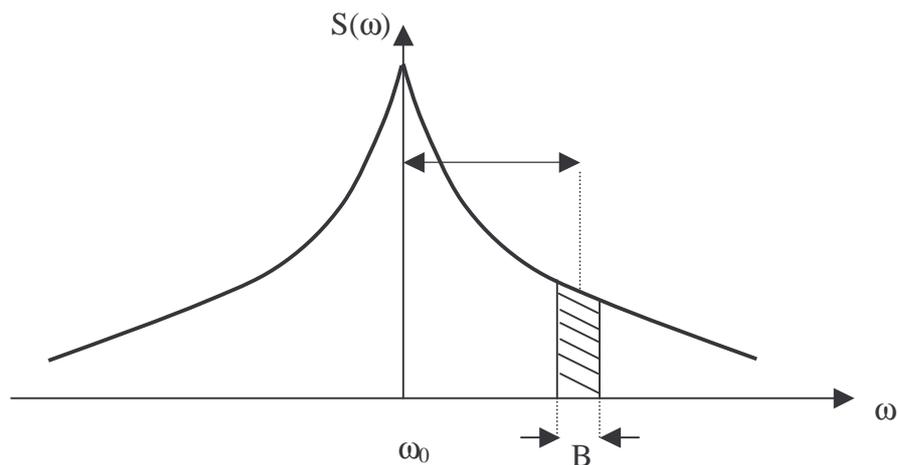


Figure 3.8 : Spectre d'un oscillateur avec bruit de phase.

Les bruits de fluctuation qui perturbent l'oscillation trouvent leurs origines dans les sources du bruit de fond (cf. paragraphe 2. 2-1) qui sont assimilées à des processus aléatoires stationnaires. Le comportement non-linéaire de l'oscillateur produit un processus de mélange ou de conversion des différentes sources de bruit présentes dans le circuit autour de la fréquence porteuse. Le bruit de phase résultant de celui-ci est appelé bruit de modulation.

Typiquement, on peut représenter le spectre du bruit de phase d'un oscillateur par trois zones successives (figure 3.9):

- une zone correspondant à la conversion du bruit en $1/f$ autour de la porteuse, sa pente est de -30 dB/décade.
- une zone correspondant à la conversion du bruit thermique autour de la porteuse, sa pente est de -20 dB/décade.
- une zone du bruit de scintillation de phase ou bruit flicker présentant une pente de -10 dB/décade.
- une zone du bruit thermique ou "bruit plancher", dans laquelle les phénomènes de conversion n'interviennent plus.

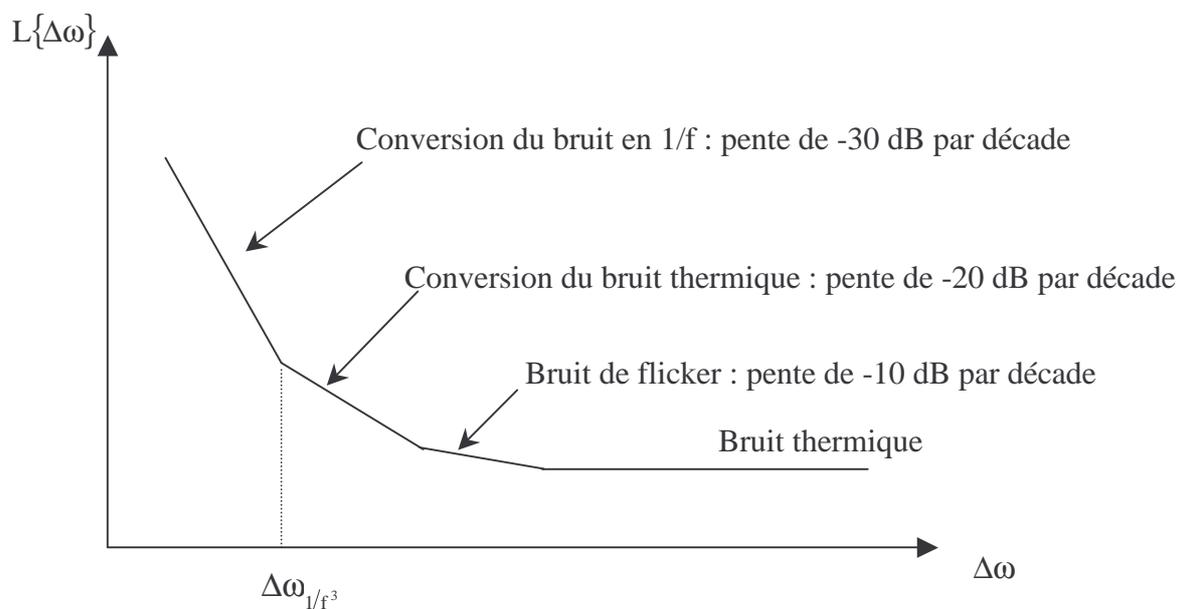


Figure 3.9 : Différentes zones du spectre de bruit de phase d'un oscillateur.

3. Bruit de phase d'un OCT dans les communications numériques

Nous allons étudier dans ce paragraphe l'influence du bruit de phase d'un OCT lorsque celui-ci sert de signal de référence dans un système de communication numérique; et plus particulièrement dans le cas d'une modulation quatre états de sortie de type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Ce type de modulation présente de nombreux avantages, mais se trouve par nature très sensible au bruit de phase.

La notion du bruit de phase des oscillateurs étudiée précédemment caractérisait la pureté des spectres de sortie de signaux sinusoïdaux. Dans le cas des communications numériques, la porteuse bruyante répercute son bruit de phase sur la constellation de sortie (représentation en coordonnées polaires des différents états du signal modulé). Ces erreurs peuvent être quantifiées par le calcul de l'EVM (Error Vector Magnitude).

En présence d'un signal de l'OCT bruité, l'expression du signal modulé s'écrit :

$$S(t) = A \cos(\omega_0 t + \Delta\phi(t) + \varphi_i(t)) = a(t)\cos(\omega_0 t) - b(t)\sin(\omega_0 t) \quad (3.39)$$

$$\text{où, } a(t) = \cos(\varphi_i(t) + \Delta\phi(t)) \text{ et } b(t) = \sin(\varphi_i(t) + \Delta\phi(t)) \quad (3.40)$$

avec $\Delta\phi(t)$ représentant les fluctuations aléatoires de la phase de l'OCT et traduisant donc le mécanisme de modulation des sources de bruit basses fréquences autour de la fréquence porteuse défini précédemment comme le bruit de phase.

D'après la relation (3.39), on constate clairement que les états de phase de la modulation QPSK $(\varphi_i(t))$ sont dégradés par des fluctuations de phase aléatoires $(\Delta\phi(t))$. Ce résultat se répercute directement sur la constellation en sortie comme le montre la figure 3.10. Par conséquent, le bruit de phase de l'OCT a pour effet de créer une dispersion de la phase sur les quatre états de la modulation engendrant ainsi une avance ou un retard du signal reçu, créant une incertitude sur la décision lors de la réception.

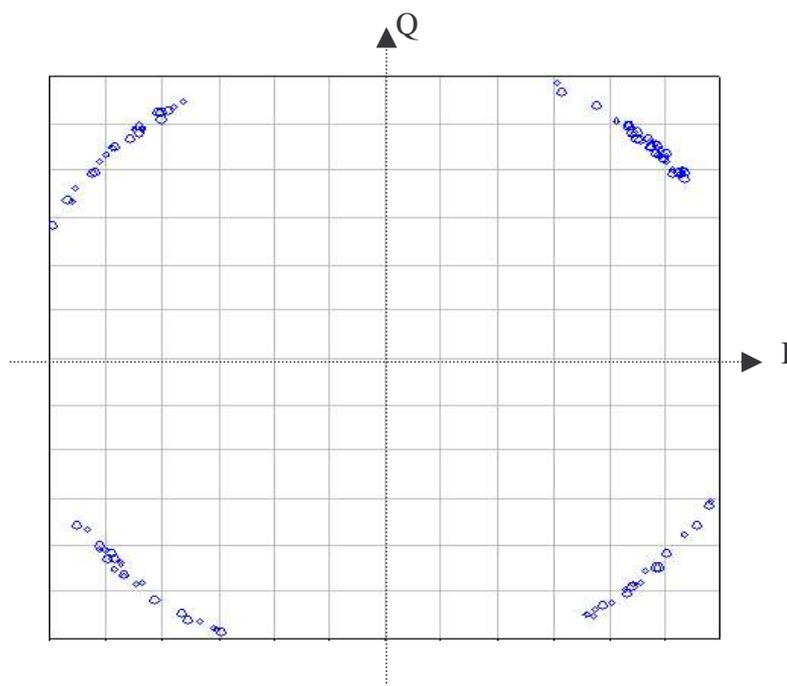
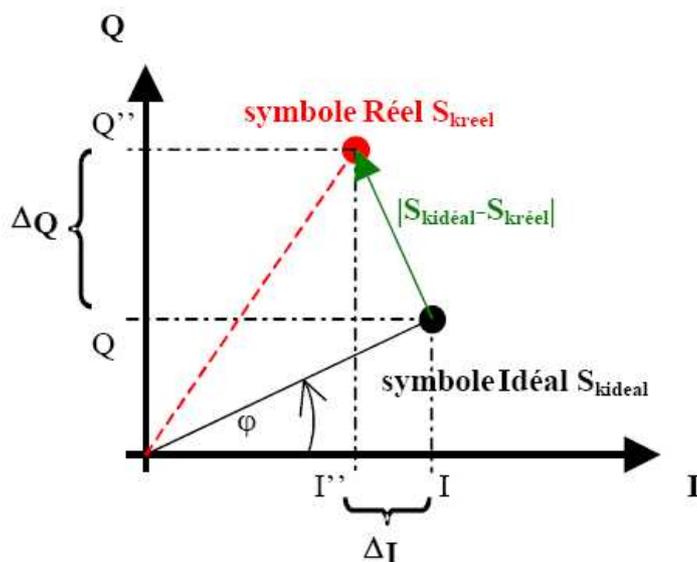


Figure 3.10 : Diagramme de constellation de la modulation QPSK avec bruit de phase.

Par définition, l'EVM exprimé en pourcentage (%) est un paramètre qui permet de quantifier l'effet d'un bruit additif sur la déformation de la constellation du signal transmis. Ce critère mesure sur l'ensemble d'une constellation l'écart de position entre le symbole obtenu et la position idéale attendue. Il caractérise à la fois les erreurs, sur les symboles émis, dues aux fluctuations du gain mais aussi de la phase du circuit.

La figure 3.11 montre une représentation des signaux pour le calcul de l'EVM [18].



S_k représentant les coordonnées complexes du symbole.

Figure 3.11 : Représentation de la mesure du critère EVM pour un symbole d'une modulation numérique.

La relation permettant le calcul de l'EVM est donnée par [18] :

$$\text{EVM (rms)} = 100 \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{\text{kidéal}} - S_{\text{kréel}})^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{\text{kidéal}})^2}} \quad [\%] \quad (3.41)$$

Avec,

$S_{\text{kidéal}}$ est le symbole idéal numéro k de la constellation,

$S_{\text{kréel}}$ est le symbole réel associé à $S_{\text{kidéal}}$,

et N est le nombre de symboles nécessaires pour la modulation.

Dans le cas de la figure 3.10, et à partir de la définition de l'EVM, nous pouvons constater que ce paramètre se trouve augmenté d'une manière significative.

Nous avons ainsi montré que le bruit de phase de la porteuse provoque une erreur de phase, et que celle-ci engendre une augmentation de l'EVM du signal en sortie. Dans le prochain chapitre, nous proposerons l'utilisation d'un OCT en anneau pour générer les signaux de commande d'un filtre à capacités commutées et nous étudierons l'effet du « jitter » de ces impulsions de commande sur la constellation en sortie du filtre à capacités commutées.

4. Etude du « jitter » dans les oscillateurs en anneau

Ce paragraphe basé sur les travaux de Todd Charles Weigandt [19, 20] permet de déterminer analytiquement le « jitter » (ou gigue), induit uniquement par le bruit thermique. Dans un premier temps, le « jitter » des cellules de retard précédemment définies sera détaillé en le reliant aux paramètres de conception de ces mêmes cellules. Puis la gigue de l'oscillateur complet sera liée à celle d'une cellule élémentaire précédemment calculée. Le calcul de la formulation du bruit de phase déduite de celle du « jitter » de l'oscillateur terminera ce paragraphe.

4-1. « Jitter » ou gigue de l'OCT en anneau

Généralement, l'OCT en anneau est constitué de plusieurs cellules de retard identiques, donc la détermination du « jitter » total de l'oscillateur passe par l'évaluation de la contribution en bruit d'une cellule de retard. L'objectif de ces travaux consiste à déterminer, dans un premier temps, une expression analytique du « jitter » d'une cellule de retard, induit par le bruit thermique des éléments actifs et passifs qui la compose, en fonction des paramètres de conception.

En effet, le bruit des éléments passifs et actifs composant la cellule de retard engendre une erreur $\Delta\tau$ (sur le retard τ généré par chacune des cellules), appelée « jitter », qui se superpose au retard nominal. Cette erreur peut donc être considérée comme une variable aléatoire de moyenne nulle et de variance $\overline{\Delta\tau^2}$.

L'idée développée par Weigandt consiste à estimer le « jitter » en utilisant la « first crossing approximation » introduite par A. A. Abidi et R. G. Meyer [21]. Dans ce cas, la sortie d'une cellule commence à commuter lorsque sa tension différentielle en entrée est nulle. Le retard de chaque cellule est défini comme la différence entre l'instant où la tension différentielle de sortie et la tension différentielle d'entrée passent à zéro.

Sachant que la tension différentielle de sortie s'exprime de la manière suivante [22] :

$$V_{\text{diff}}(t) = R_D I_{SS} \left(1 - 2 \exp\left(\frac{-t}{R_D C}\right) \right) \quad (3.42)$$

Le retard τ est défini comme étant le temps où V_{diff} s'annule, donc, nous pouvons exprimer la pente de la tangente du signal différentiel de sortie pour $t = \tau$, soit :

$$\left. \frac{\partial V_{\text{diff}}(t)}{\partial t} \right|_{\tau} = \frac{I_{\text{SS}}}{C} \quad (3.43)$$

Dans ces conditions, une tension d'erreur ΔV_n , générée par le bruit thermique, à l'instant nominal de passage à zéro de la tension différentielle engendre un décalage de ce passage à zéro d'une valeur proportionnelle à ΔV_n divisée par la pente définie par la relation (3.43). Ce phénomène est explicité sur la figure 3.12.

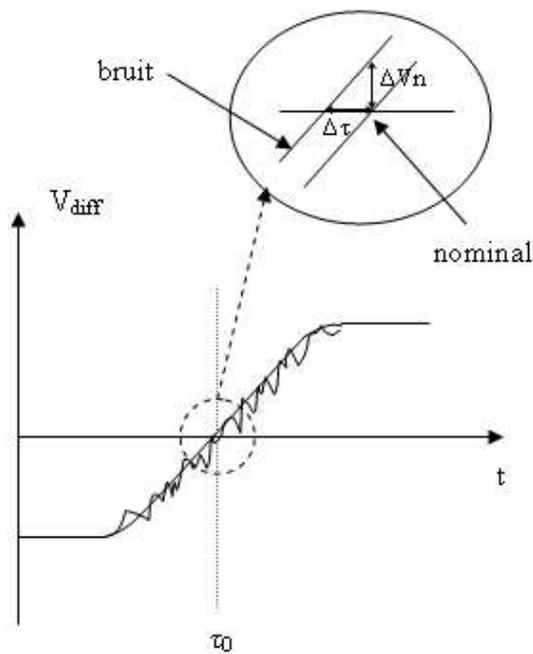


Figure 3.12 : Principe de la « first crossing approximation » pour la détermination du « jitter ».

On a alors :

$$\Delta\tau = \Delta V_n \frac{C}{I_{\text{SS}}} \quad (3.44)$$

et la variance du « jitter » s'écrit donc :

$$\overline{\Delta\tau^2} = \overline{\Delta V_n^2} \left(\frac{C}{I_{\text{SS}}} \right)^2 \quad (3.45)$$

Le calcul de la variance du « jitter » passe donc par la détermination de celle de la tension d'erreur ΔV_n due à la somme des contributions de chacune des sources de bruit thermique de la cellule de retard.

Le calcul de $\overline{\Delta V_n^2}$ a été développé par Weigandt dans la référence [19], le résultat est le suivant :

$$\overline{\Delta V_n^2} = \frac{k T}{C} \frac{a_v^2}{2} \xi^2 \quad (3.46)$$

avec, ξ est un facteur multiplicatif traduisant la contribution en bruit de chaque élément de la cellule de retard et a_v est le gain petit signal de la paire différentielle.

Ainsi, l'expression (3.45) permet de définir la variance du « jitter » d'une cellule de retard comme suit :

$$\overline{\Delta \tau^2} = \frac{kT}{C} \frac{a_v^2}{2} \xi^2 \left(\frac{C}{I_{SS}} \right)^2 \quad (3.47)$$

Comme il a déjà été précisé, le bruit des éléments passifs et actifs composant la cellule de retard conduit à une erreur $\Delta \tau$ qui se superpose au retard nominal. Cette erreur engendre inévitablement une erreur ou « jitter » Δt_{OCT} sur la période des oscillations ($T_{osc} = 2 N \tau$).

Dans le modèle développé par Weigandt, rappelons que seules les sources de bruit thermique sont prises en considération. Dans ces conditions, le « jitter » de l'OCT sur une période peut être considéré comme une variable aléatoire gaussienne, de moyenne nulle et de variance $\overline{\Delta t_{OCT}^2}$. De même, l'erreur Δt_{OCT} entre une période d'oscillation et la suivante est totalement décorrelée. Ainsi, en supposant que les sources de bruit de chaque étage sont indépendantes alors les variances du « jitter » de chaque étage s'additionnent [20, 19, 4] et l'expression de la variance totale du « jitter » de l'OCT sur une période s'écrit [19]:

$$\overline{\Delta t_{OCT}^2} = 2 N \overline{\Delta \tau^2} \quad (3.48)$$

Cependant, il est à noter qu'un phénomène d'accumulation [22, 19, 4] se produit sur plusieurs périodes du signal. Ainsi, la variance totale du « jitter » croît linéairement avec le temps avec une pente de $\overline{\Delta t_{OCT}^2} / T_{osc}$. La variance totale tend donc théoriquement vers l'infini mais elle est limitée en pratique par la bande d'analyse.

Cependant, cette relation linéaire est conditionnée par plusieurs hypothèses [19] :

- Seules les sources de bruit thermique sont considérées,
- Les sources de bruit de chaque étage sont indépendantes,
- Les sources de bruit ont un spectre de bruit blanc tel que le bruit pour différentes périodes d'oscillation est décorrélé.

Notons alors que la minimisation du « jitter » total sur la bande d'analyse passe par une réduction du « jitter » de l'OCT sur une période.

En remplaçant $\overline{\Delta\tau^2}$ par son expression issue de (3.47) dans la relation (3.48), on obtient :

$$\overline{\Delta t_{\text{OCT}}^2} \approx 2 N \frac{k T C}{I_{\text{SS}}^2} \frac{a_v^2}{2} \xi^2 \quad (3.49)$$

Afin de rendre l'expression de la variance du « jitter » indépendante du nombre de cellules N , remplaçons $2 N$ par T_{osc}/τ , nous obtenons alors :

$$\overline{\Delta t_{\text{OCT}}^2} \approx \frac{T_{\text{osc}}}{\tau} \frac{k T C}{I_{\text{SS}}^2} \frac{a_v^2}{2} \xi^2 \quad (3.50)$$

Etant donné que $\tau \approx \frac{V_s C}{I_{\text{SS}}}$ et $|a_v| \approx \frac{V_s}{V_{\text{gs}} - V_T}$ [19], l'expression (3.50) devient :

$$\overline{\Delta t_{\text{OCT}}^2} \approx T_{\text{osc}} \frac{k T}{I_{\text{SS}}} \frac{a_v \xi^2}{2 (V_{\text{gs}} - V_T)} \quad (3.51)$$

Cette expression permet donc de relier directement le « jitter » de l'OCT aux paramètres de conception. Le résultat principal de la relation (3.51) réside dans le fait que la variance du « jitter » de l'OCT sur une période est inversement proportionnelle au courant consommé par chaque cellule. Ainsi, en maintenant les autres termes de la relation (3.51) constants, si le courant I_{SS} est augmenté, la variance du « jitter » diminue proportionnellement. La tension $V_{\text{gs}} - V_T$ des transistors NMOS peut être maintenue constante en augmentant leur rapport W/L proportionnellement au courant. Il en est de même pour les charges PMOS afin de maintenir la dynamique de la tension de sortie V_s constante. Le gain a_v est ainsi maintenu constant de même que le retard τ par cellule et donc la période T_{osc} .

Ainsi, il apparaît clairement que pour diminuer le « jitter », la tension de polarisation $V_{gs}-V_T$ des transistors NMOS de la paire différentielle doit être choisie la plus grande possible tout en maintenant un gain inter-étage suffisamment grand devant 1, afin que les oscillations puissent naître. De même, pour un courant I_{SS} et un retard par cellule constants, une diminution du gain par étage conduit à une amélioration du « jitter ». Cependant, il est utile de noter que le gain a_v de chaque étage peut difficilement être optimisé dans le but de réduire le « jitter » compte tenu du fait que sa valeur doit être suffisamment grande afin de permettre le démarrage des oscillations. De même, le facteur de contribution en bruit ξ est relativement peu dépendant des paramètres de conception qui peuvent être librement changés afin de réduire le « jitter ». En conclusion, le « jitter » de l'OCT peut donc être amélioré significativement en augmentant la consommation du circuit au détriment de sa superficie.

Dans le paragraphe suivant, la formulation du bruit de phase sera déduite à partir de la connaissance du « jitter » de l'oscillateur. Cette formulation sera commentée afin d'en déduire les paramètres de conception clés pour la minimisation du bruit de phase d'un OCT en anneau.

4-2. Le bruit de phase de l'OCT en anneau

Comme nous l'avons vu précédemment, les fluctuations aléatoires de la phase responsables du bruit de phase sont liées au « jitter » par la relation (3.37). Ainsi, pour un oscillateur oscillant à la fréquence F_{osc} avec un « jitter » sur une période d'oscillation Δt_{OCT} , la relation (3.37) nous donne :

$$\Delta\phi = 2\pi F_{osc} \Delta t_{OCT} \quad (3.52)$$

où $\Delta\phi$ est une variable aléatoire gaussienne, de moyenne nulle.

Ainsi, la variance de l'erreur de phase $\Delta\phi$ sur une période d'oscillation vaut :

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = (2\pi F_{osc})^2 \overline{\Delta t_{OCT}^2} \quad (3.53)$$

Comme nous l'avons vu au paragraphe 2-2 de ce chapitre, $\Delta\phi$ correspond au bruit de modulation de phase auquel est associé la densité spectrale de bruit de phase $S_{\Delta\phi}(f)$. Afin de déterminer cette dernière, Weigandt considère que l'erreur de phase accumulée est un processus de Wiener [23]. Ce processus est tel que la variance d'une variable aléatoire croît

linéairement dans le temps ce qui constitue un modèle acceptable pour le cas étudié où le bruit pour différentes périodes d'oscillation est décorrélé [19].

L'erreur de phase est alors définie comme un signal continu par la relation suivante :

$$\Delta\phi(t) = \int_0^t \Delta\phi'(t) dt \quad (3.54)$$

où l'erreur de pulsation instantanée $\Delta\phi'(t)$ est une variable aléatoire gaussienne, de moyenne nulle dont la densité spectrale de puissance vaut :

$$S_{\Delta\phi'}(f) = 2\pi \Delta\nu \quad (3.54)$$

où $\Delta\nu$ est définie comme la « largeur de ligne » du spectre.

Ainsi, en considérant une erreur de phase accumulée sur une période du signal T_{osc} , il est montré que la variance de cette erreur de phase vaut [24, 19] :

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = 2\pi \Delta\nu T_{osc} \quad (3.55)$$

Par conséquent, par identification avec la relation (3.53), il vient :

$$\Delta\nu = 2\pi F_{osc} \frac{\overline{\Delta t_{OCT}^2}}{T_{osc}^2} \quad (3.56)$$

En remplaçant $\Delta\nu$ par son expression issue de (3.56) dans la relation (3.54), il suit :

$$S_{\Delta\phi'}(f) = (2\pi)^2 F_{osc} \frac{\overline{\Delta t_{OCT}^2}}{T_{osc}^2} \quad (3.57)$$

La densité spectrale de bruit de phase de l'OCT vaut alors :

$$S_{\Delta\phi}(f) = \frac{1}{(2\pi f)^2} S_{\Delta\phi'}(f) = \frac{F_{osc}}{f^2} \frac{\overline{\Delta t_{OCT}^2}}{T_{osc}^2} \quad (3.58)$$

Cette relation relie donc la densité spectrale de bruit de phase au « jitter » de l'OCT sur une période.

Ainsi, en remplaçant $\overline{\Delta t_{\text{OCT}}^2}$ par son expression issue de (3.51), le bruit de phase de l'OCT suit la relation (3.59) :

$$S_{\Delta\phi}(f) = \left(\frac{F_{\text{osc}}}{f} \right)^2 \left(\frac{F_1 k T}{I_{\text{SS}} (V_{\text{GS}} - V_{\text{T}})} \right) \quad (3.59)$$

où $F_1 = \frac{a_v \xi^2}{2}$ et f est la distance à la porteuse.

Cette expression relie donc le bruit de phase de l'OCT à ces paramètres de conception.

De plus, on remarque des similitudes entre l'expression (3.59) et la fameuse formulation du bruit de phase de Leeson, valable pour les OCTs à résonateur LC [25], notamment au niveau de la dépendance du bruit de phase au rapport $\left(\frac{F_{\text{osc}}}{f} \right)^2$ et au facteur F_1 (notons que la dépendance en $(1/f)^2$ traduit le fait que la relation (3.59) modélise le bruit de phase dans la zone de conversion de bruit thermique (pente de -20 dB/décade). En effet, dans la formulation de Leeson, le facteur F traduit la contribution de l'élément actif ce qui est également le cas du facteur F_1 par le biais du facteur de contribution en bruit ξ . On notera bien évidemment l'absence du facteur de qualité Q au dénominateur de la relation (3.59) faute de résonateur LC dans les oscillateurs en anneau. Ceci permet d'ores et déjà de constater les limitations sur les performances en bruit de phase des OCTs en anneau par rapport aux OCTs à résonateur LC.

Cependant, cette formulation du bruit de phase met en évidence l'influence de certains paramètres clés d'un oscillateur en anneau sur le bruit de phase. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 3. 4-1 lors de l'étude du « jitter » de l'OCT, les paramètres a_v et ξ peuvent difficilement être optimisés dans l'optique de réduire le bruit de phase de l'OCT. Par contre, on constate également que le bruit de phase de l'OCT est d'autant plus faible que le courant consommé par chaque cellule est important. A partir de ce constat, la méthode permettant de minimiser le bruit de phase d'un OCT en anneau est relativement proche de celle exposée dans le précédent paragraphe et permettant de minimiser le « jitter ».

5. Etude expérimentale

Après avoir développé et discuté les formules théoriques du bruit de phase et du « jitter » dans les oscillateurs en anneau, nous allons effectuer une étude expérimentale préliminaire consistant à observer l'effet du bruit de phase sur le comportement des filtres à capacités commutées. Le but de cette expérimentation consiste à appliquer une modulation de fréquence sur les signaux de commande de façon à simuler le bruit de phase et d'observer les résultats induits par ces variations de périodes des signaux de commande sur la fonction de transfert. Pour cela nous avons réalisé un filtre RC à capacités commutées à l'aide d'éléments discrets, fonctionnant en basses fréquences, et commandé par un registre à décalage. Ce filtre est composé de huit branches, la résistance d'entrée R et les capacités C ont pour valeurs respectives 1 K Ω et 22 nF.

Des mesures ont été réalisées avec un signal d'horloge de fréquence $F_{clk} = 200$ KHz, dans ces conditions, la fréquence de commutation est égale à $F_o = \frac{F_{clk}}{8} = 25$ KHz.

Les figures 3.13 et 3.14 représentent respectivement les formes d'ondes de deux signaux de commande successifs et les tensions d'entrée et de sortie du filtre relevées à l'oscilloscope.

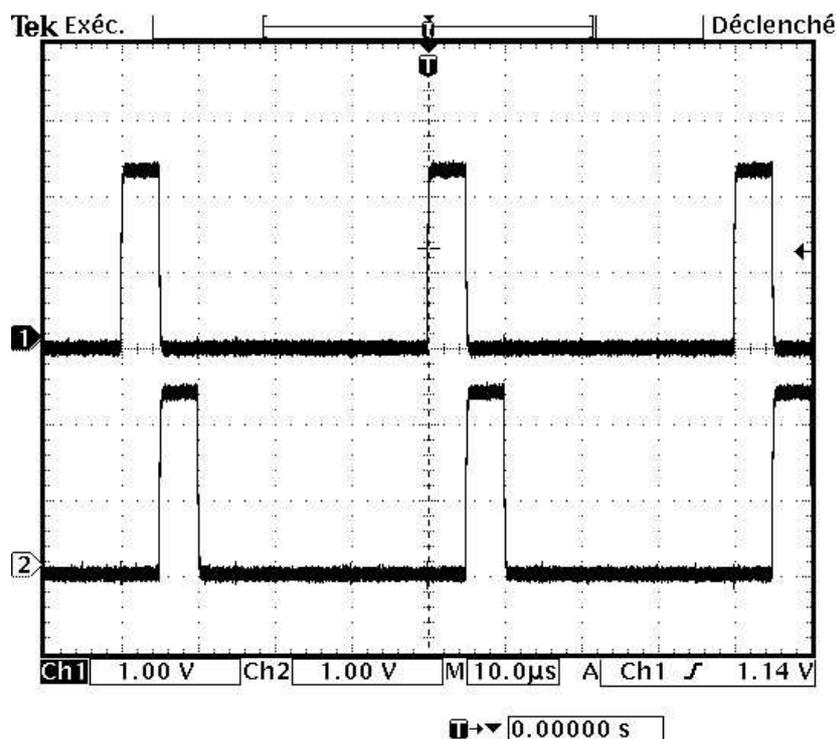


Figure 3.13 : Formes d'ondes de deux signaux de commande successifs.

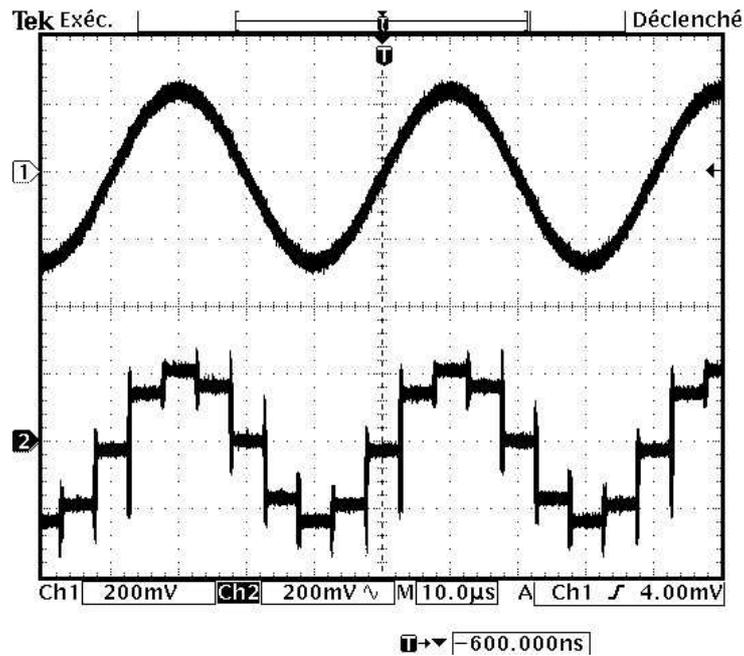


Figure 3.14 : Formes d'ondes des signaux d'entrée et de sortie du filtre.

Lorsque les impulsions de commande générées par un registre à décalage (figure 3.2) ne sont pas modulées en fréquence (c'est-à-dire, pas du « jitter »), le filtre à capacités commutées présente une fonction de transfert globale $H_s(f)$. Rappelons que cette fonction de transfert résulte de la fonction de transfert du filtre passe-bas élémentaire $H(f)$ transposée autour de la fréquence de commutation $F_0 = 1/T_0$ et de toutes ces composantes harmoniques. Par conséquent, le comportement du filtre est le même que celui décrit en paragraphe 2. 3.

La figure 3.15 représente la fonction de transfert globale en module (à gauche) et phase (à droite) du filtre à capacités commutées obtenue par ce circuit.

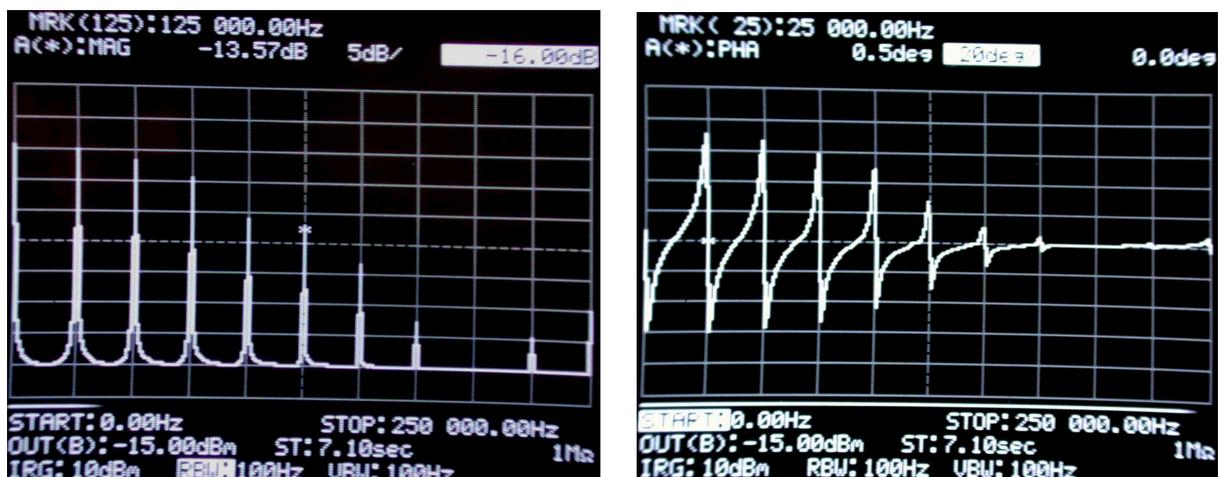


Figure 3.15 : Fonction de transfert globale en module et phase du filtre à capacités commutées.

Comme il a été signalé précédemment (cf. paragraphe 3. 2-2), le bruit de phase peut être assimilé à une modulation de phase qui peut être reliée au bruit de la modulation de fréquence par :

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\phi(t)}{dt}$$

Dans ces conditions, le bruit de modulation de fréquence, de densité spectrale $S_{\Delta f}(f)$, s'écrit alors :

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 S_{\Delta\phi}(f)$$

L'idée proposée dans ce paragraphe pour étudier l'effet du bruit de phase sur le comportement du filtre à capacités commutées en basses fréquences consiste à appliquer une modulation de fréquence (FM : **F**requency **M**odulation) sur le signal d'horloge et par conséquent, sur les signaux de commande générés dans ce cas par le registre à décalage. Ceci permet de simuler l'effet du bruit de phase ou encore le « jitter » (dans la base du temps), sur le comportement du filtre à capacités commutées.

Dans le cas de la modulation de fréquence et lorsque le signal modulant est sinusoïdal, le signal modulé $V_{FM}(t)$ est donné par la relation suivante :

$$V_{FM}(t) = A \cos(2\pi F_0 t + m \sin(2\pi f_m t))$$

où f_m est la fréquence de modulation, F_0 est la fréquence de la porteuse, $m = \frac{\Delta f}{f_m}$ est l'indice de modulation, et Δf représente l'excursion en fréquence.

Le spectre d'amplitude bien connu du signal modulé en fréquence par un signal modulant sinusoïdal est formé d'une suite de raies dont les amplitudes dépendent des fonctions de Bessel $J_n(m)$. Ces raies sont espacées de f_m , et symétriques par rapport à la fréquence centrale F_0 (figure 3.16).

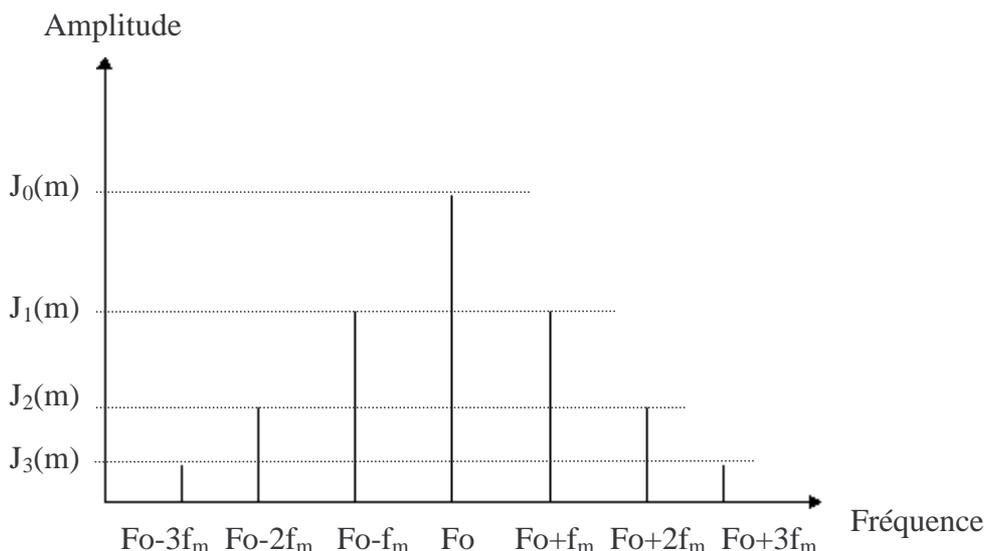


Figure 3.16 : Allure du spectre du signal modulé en fréquence.

Lorsqu’une modulation de fréquence FM est appliquée sur le signal d’horloge (ex : registre à décalage), d’autres composantes fréquentielles apparaissent dans le spectre du signal de commande (figure 3.16). Selon le principe général des filtres à capacités commutées, la fonction de transfert globale se trouve ainsi transposée autour de chacune de ces nouvelles composantes fréquentielles. Afin d’illustrer l’effet du « jitter » sur le filtre, une modulation de fréquence d’indice $m=5$ ($\Delta f = 25$ KHz et $f_m = 5$ KHz) a été appliquée sur le signal d’horloge et par conséquent sur les signaux de commande (figure 3.17). La fonction de transfert globale en module et phase mesurée sur un analyseur de réseaux (MS 4204) est montrée sur la figure 3.18.

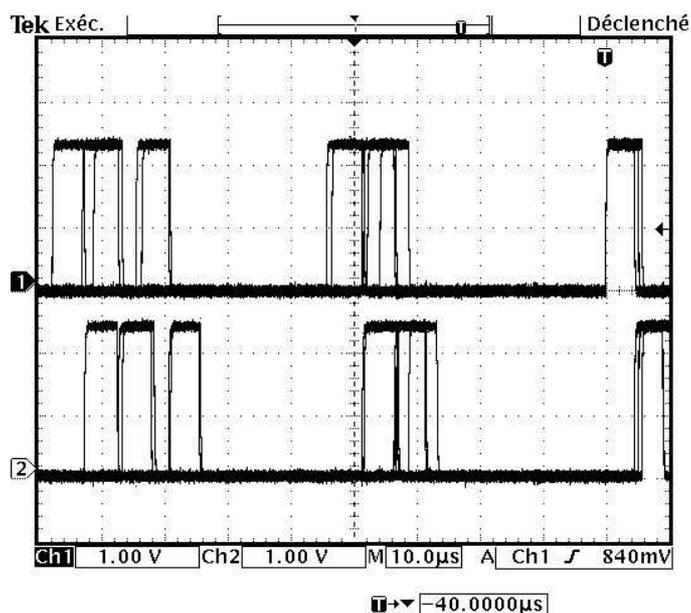


Figure 3.17 : Effet de la modulation sur deux signaux de commande voisins.

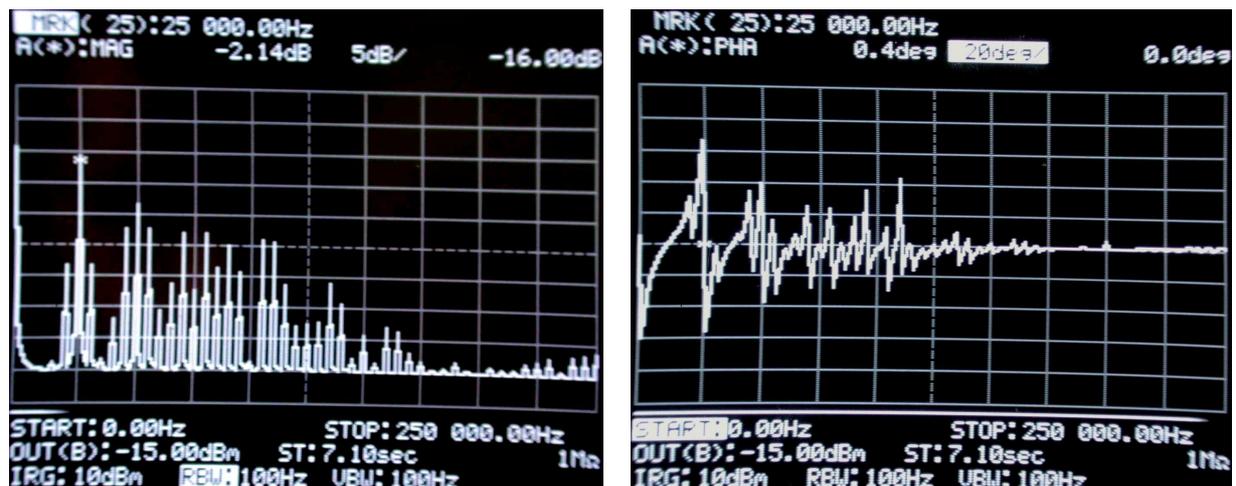


Figure 3.18 : Fonction de transfert globale en module et phase du filtre à capacités commutées avec l'application d'une modulation de fréquence sur les signaux de commande.

La figure 3.17 montre l'effet de la modulation en fréquence sur les signaux de commande. Nous pouvons remarquer que ces signaux sont instables dans le temps, et que ces variations dépendent logiquement du degré de la modulation FM (ici, $m = 5$), modélisant ainsi le « jitter ». La différence fondamentale est que le processus de génération est déterministe et non pas aléatoire comme il devrait l'être pour représenter le cas réel.

La dégradation de la fonction de transfert globale du filtre apparaît nettement (figure 3.18), et elle dépend fortement de l'indice de modulation en fréquence et par conséquent du « jitter » qui perturbe les signaux de commande (apparition de transposition autour des différentes fréquences).

Par la suite, l'application passe-bande de ce filtre autour de la fréquence fondamentale de commutation F_0 sera plus particulièrement étudiée. Pour cela, la figure 3.19 montre la réponse la fonction de transfert du filtre en module et phase autour de $F_0 = 25$ KHz.

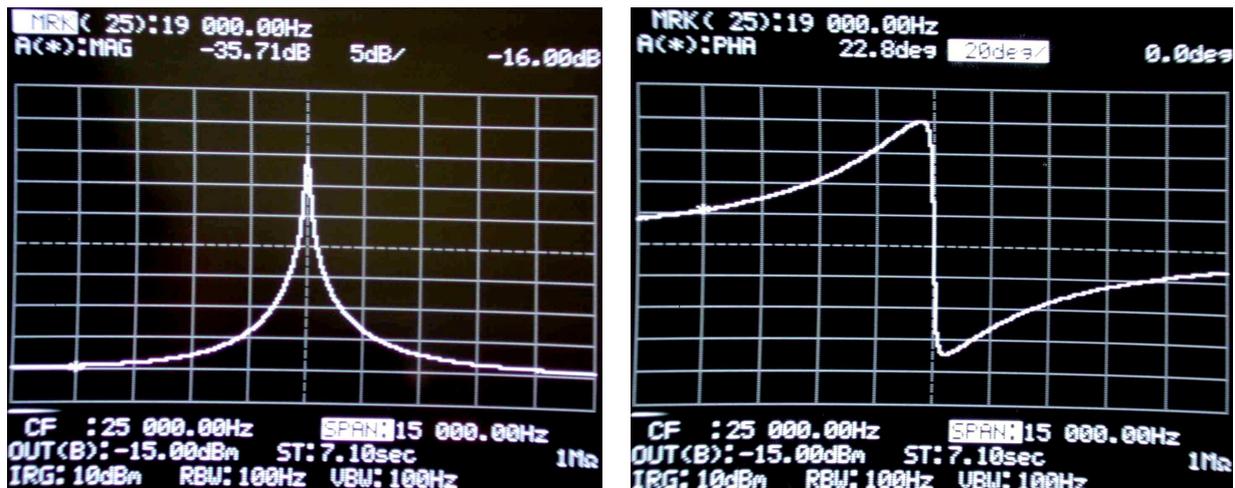


Figure 3.19 : Fonction de transfert en module et phase autour de la fréquence de commande $F_0 = 25$ KHz.

Une analyse de l'impact d'une modulation de fréquence d'indice $m = 5$ ($f_m = 5$ KHz, $\Delta f = 25$ KHz) autour de la fréquence centrale du filtre a été visualisée. L'effet de cette modulation de fréquence sur le spectre de la fonction de transfert autour d'une fréquence centrale $F_0 = 25$ KHz est montré sur la figure 3.20, il est possible de comparer cette réponse avec celle obtenue sans l'effet de la modulation FM (figure 3.19).

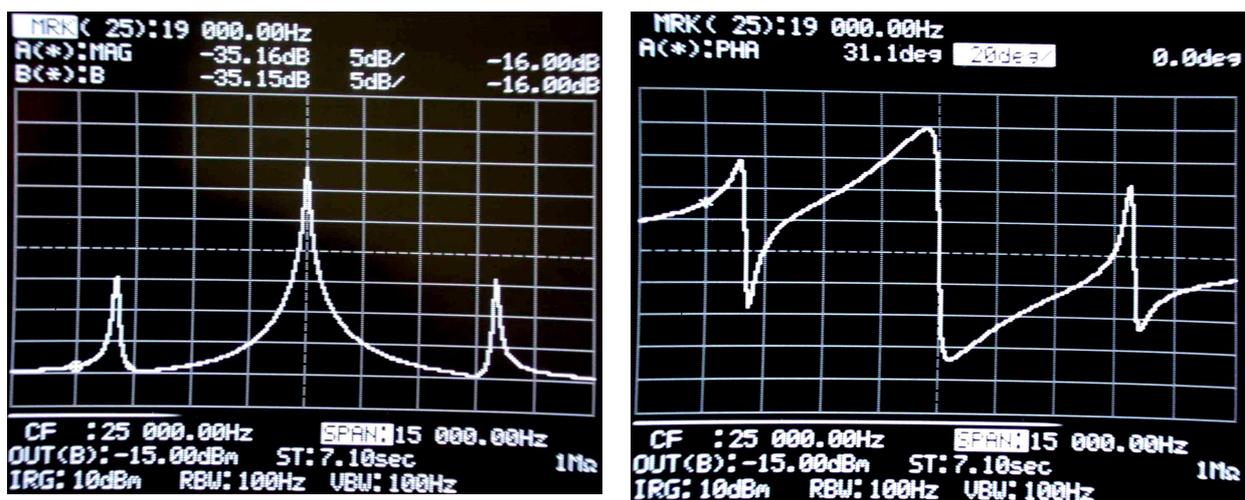


Figure 3.20 : Fonction de transfert en module et phase autour de la fréquence de commande $F_0 = 25$ KHz, avec l'effet de modulation.

D'après la figure 3.20, nous observons la transposition de la fonction de transfert autour des composantes fréquentielles latérales et symétriques à la transposition principale autour de F_0 . Selon la valeur de la fréquence du signal f_m modulant, ces transpositions parasites se rapprochent ou s'éloignent de F_0 (figure 3.21). L'appariation de ces transpositions modifie fondamentalement la fonction de transfert du filtre à capacités commutées.

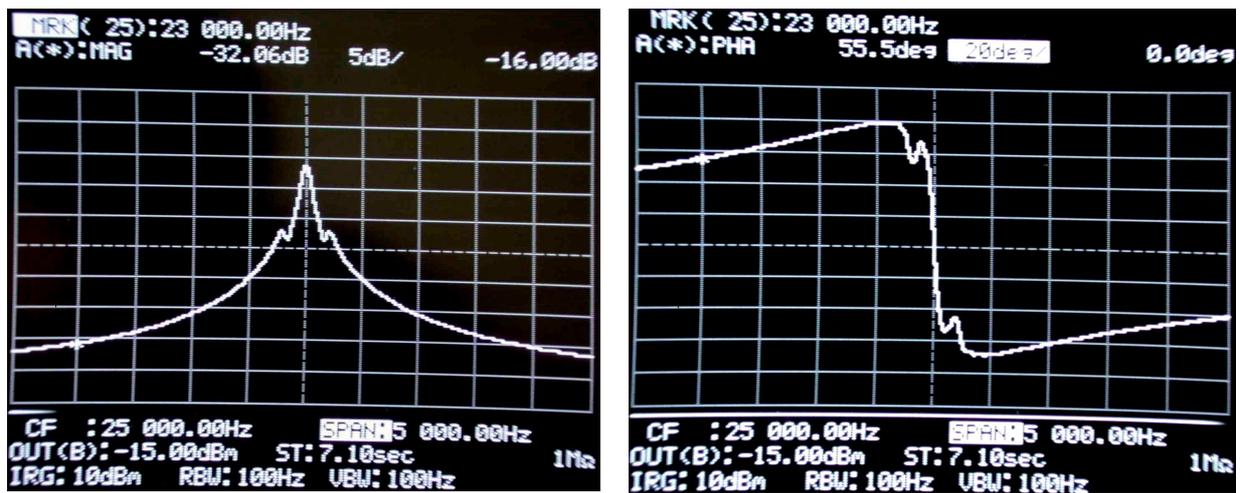


Figure 3.21 : Fonction de transfert (module et phase) pour une fréquence de commutation de 25 KHz, lors d'une modulation FM ayant un indice $m = 5$ ($f_m = 200$ Hz, $\Delta f = 1$ KHz).

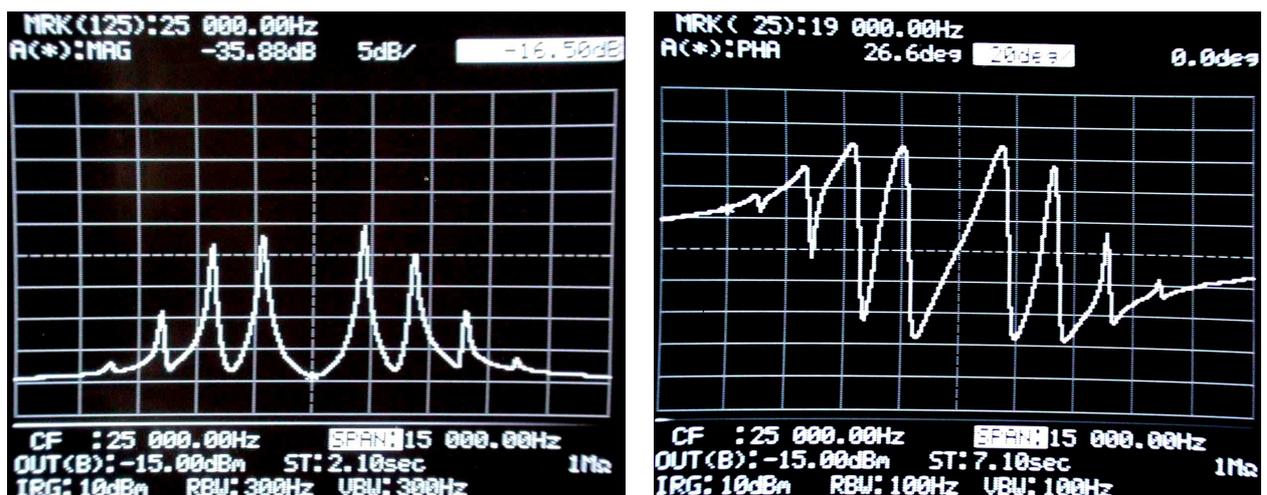


Figure 3.22 : Fonction de transfert (module et phase) pour une fréquence de commutation de 25 KHz, lors d'une modulation FM ayant un indice $m = 19,23$ ($f_m = 1,3$ KHz, $\Delta f = 25$ KHz).

La figure 3.22 montre les résultats de mesures obtenus lorsque le signal d'horloge est modulé par un signal sinusoïdal de fréquence f_m égale à 1,3 KHz et en appliquant une excursion en fréquence Δf égale à 25 KHz. Ces conditions impliquent un indice de modulation égal à $2,4 = \frac{19,23}{8}$ sur les signaux de commande du filtre entraînent une annulation de la raie à la fréquence porteuse et par conséquent il n'a aucune transposition autour de F_0 .

Comme nous pouvons le constater, l'effet de l'application d'une modulation FM sur les signaux de commande du filtre, permettant de simuler le bruit de phase (« jitter ») peut avoir de graves conséquences sur le fonctionnement normal du filtre et par conséquent sur la réalisation de la fonction du filtrage. En effet, lors de la conception du circuit de commande de ce type de filtre, une attention particulière doit être portée sur la minimisation de l'influence du bruit de phase pour ne pas dégrader les performances des filtres à capacités commutées.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'étudier les possibilités et les instabilités rencontrées lors de la commande des filtres à capacités commutées. Dans un premier temps, nous avons évoqué le souci de la génération des signaux de commande en radiofréquences, nous avons proposé certaines solutions, et nous avons retenu l'architecture utilisant un OCT en anneau grâce à sa facilité d'intégration. Par la suite, nous avons abordé en détail le problème de l'instabilité de la fréquence des oscillateurs pour lesquelles nous avons rappelé les définitions des principales sources de bruit et nous avons décrit les origines physiques et les modèles des bruits apparaissant dans les transistors. Ensuite, nous avons étudié l'impact de ces bruits sur le signal de sortie des oscillateurs et plus particulièrement le bruit de phase généré.

Les oscillateurs étant des circuits incontournables des systèmes de communications servant principalement à générer les fréquences porteuses, nous avons voulu observer les dégradations causées par ce bruit de phase sur les communications numériques, et principalement sur une modulation numérique de type QPSK plus sensible aux fluctuations de phase. Nous avons rappelé comment ces dégradations de la constellation peuvent être quantifiées à l'aide du calcul de l'EVM. Par la suite, nous avons indiqué les règles de conceptions des OCTs en anneau pour réduire au maximum leur bruit de phase, ces oscillateurs contrôlés en tension étant à la base de l'architecture proposée pour le circuit de commande. Le bruit de phase doit être le plus faible possible pour réduire au maximum les variations temporelles des signaux de commande des commutateurs.

Dans le dernier paragraphe, une étude expérimentale basse fréquence préliminaire réalisée sur un circuit de test fabriqué avec des éléments discrets a permis d'illustrer les conséquences de la présence du « jitter » des signaux de commande. A partir de cette étude, nous avons conclu qu'une attention particulière doit obligatoirement être portée sur la minimisation du « jitter » des signaux de commande lors de la conception du circuit afin d'éviter toute dégradation des performances des filtres à capacités commutées. Cependant étant donné la sélectivité importante de ce filtre, il va de soi qu'un asservissement en phase risque d'être nécessaire selon l'utilisation système souhaitée.

Dans le prochain chapitre, nous présenterons les différentes étapes de la conception d'un nouveau circuit formé de l'association d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande basé sur un OCT en anneau. Dans ce cas concret, nous étudierons l'effet du « jitter » du circuit de commande sur le comportement du filtre en radiofréquences.

Références du chapitre 3

- [1] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,**
“CMOS RF Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO”,
International Journal of Electronics and Communications, vol. 59, no. 2, 2005. (A paraître)
- [2] **A. Hajimiri and T. H. Lee,**
“Low noise oscillators”,
Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [3] **J. M. Tiebout, and R. Kraus,**
“MOS Varactors With n- and p- Type Gates and Their Influence on an LC-VCO in digital CMOS”,
IEEE Journal of Solide-State Circuits, vol. 38, pp. 1139-1147, July 2003.
- [4] **Ali Hajimiri, Sotirios Limotyrakis, and Thomas H. Lee,**
“Jitter and Phase Noise in Ring Oscillators”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, n°6, pp. 790-804, June 1999.
- [5] **Beomsup Kim, David N. Helman, and Paul R. Gray,**
“A 30-MHz Hybrid Analog/Digital Clock Recovery Circuit in 2- μ m CMOS”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, n°6, pp. 1385-1394, December 1990.
- [6] **P. R. Gray, R.G. Meyer,**
“Analysis and Design of analog integrated circuits”,
Third edition, Wiley, 1993.
- [7] **J. Graffeuil, G. Blasquez,**
“Caractérisation des matériaux et des composants semiconducteurs au moyen de mesures du bruit de fond”,
Acta Electronica, 25, 3, pp. 261-279, 1983.
- [8] **L. K. J. Vandamme**
“Noise as a Diagnostic Tool for Quality and Reliability of Electronic Devices”,
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, pp. 2176-2187, Nov. 1994.
- [9] **F. N. Hooge**
“1 / f Noise Sources”,
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994, pp. 1926-1935.
- [10] **J-P. Nougier**
“Fluctuations and Noise of Hot Carriers in Semiconductor Materials and Devices”,
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994

- [11] **A. Chovet, P. Viktorovitch,**
“Bruit électrique. II : aspects physiques”,
L’onde Electrique, 1977.
- [12] **Z. Ouarch,**
“Caractérisation et Modélisation des Effets de Pièges et thermiques des transistors à effet de champ sur AsGa : application à la simulation de la dynamique lente des circuits non-linéaires micro-ondes”,
Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, janvier 1999.
- [13] **K. M. Van Vliet,**
“Fluctuations due to Electronic Transitions and Transport in Solids”,
Fluctuations Phenomena in Solids, RE Burges, Ed. New York Academic, pp. 267, 1965.
- [14] **C. S. Bull,**
“Excess Noise in Semiconducting Devices due to Fluctuations in Their Characteristics When Signals are Applied”,
Brit. J. Appl. Phys., vol 18, 1967.
- [15] **F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning, L. K. J. Vandamme,**
“Experimental Studies on 1/f Noise”,
Rep. Prog. Phys., vol 44, 1981.
- [16] **F. N. Hooge,**
“On Expressions for 1/f Noise in Mobility”,
Letter to the Editor, Physica 114B, pp. 391-392, 1982.
- [17] **Kleinpenning,**
“On 1/f noise and Random Telegraph in very small Devices”,
Physica, vol. B164, pp. 331-334, 1990.
- [18] **Fu-Ling Lin, Shin-Fu Chen, Liang-Fang Chen, and Huey-Ru chuang,**
“Computer simulation and Measurement of Error Vector Magnitude (EVM) and Adjacent-Channel Power Ratio (ACPR) for Digital wireless Communication RF Power Amplifiers”,
IEEE-MTT, pp. 2024-2028, 1999.
- [19] **T. C. Weigandt,**
“Low-Phase-Noise, Low-Timing-Jitter Design Techniques for Delay Cell Based VCOs and Frequency Synthesizers”,
Thesis of the University of California, Berkeley, 1998.
- [20] **Todd C. Weigandt, Beomsup Kim, Paul R. Gray,**
“Analysis of Timing Jitter in CMOS Ring Oscillators”,
In Proc. 1994 ISCAS, London, UK, May 1994, vol. 4, pp. 27-30.
- [21] **Asad A. Abidi and Robert G. Meyer,**
“Noise in Relaxation Oscillators”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. Sc-18, n°6, pp. 794-802, December 1983.

- [22] **John A. McNeill**,
“Jitter in Ring Oscillators”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, n°6, pp. 870-879, June 1997.
- [23] **W. Gardner**,
“Introduction to Random Processes: With Applications to Signals and Systems”,
McGraw-Hill, 1989.
- [24] **J. Barry, E. Lee**,
“Performance of coherent optical receivers”,
Proceedings of the IEEE, vol. 78, n°8, pp. 1369-1394, August 1990.
- [25] **D. B. Leeson**,
“A simple model of feedback oscillator noise spectrum”,
Proceeding of the IEEE, pp. 329-330, Feb. 1966.

Chapitre 4

Conception d'un filtre LC à capacités commutées

Introduction

Comme nous l'avons signalé dans les chapitres précédents, la fonction de transfert globale du filtre à capacités commutées présente une succession de bandes passantes aux composantes fondamentales et harmoniques du signal de commande. Par conséquent, ces filtres peuvent être utilisés pour la récupération de l'horloge par le filtrage de composantes harmoniques. Ils peuvent aussi être utilisés comme des filtres passe-bandes centrés sur la fréquence fondamentale de commutation F_0 , c'est cette dernière application (passe-bande) qui sera étudiée tout au long de ce chapitre.

Ce quatrième chapitre est dédié à la présentation de la conception d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande appliqué au domaine des radiofréquences. L'objectif de la conception d'un tel circuit est de montrer sa faisabilité et de caractériser l'ensemble des performances afin de déterminer les domaines d'applications les plus adaptés à ce type de filtrage. Dans un premier temps, le domaine de fréquence visé est celui de la norme TETRAPOL qui est un standard propre à la société EADS-TELECOM dédié à la téléphonie professionnelle. Les systèmes TETRAPOL peuvent être installés dans une large bande de fréquences, en France ils sont utilisés dans la bande des 400 MHz. Cette conception a fait l'objet d'une collaboration entre notre laboratoire et EADS-TELECOM dans le cadre du projet européen « Multimodules ».

Nous commencerons ce chapitre par une rapide description des transistors MOS présents dans la technologie BiCMOS. Nous rappellerons succinctement les travaux préliminaires réalisés sur les filtres à capacités commutées. Ensuite, nous décrirons en détail les différentes étapes de la nouvelle conception. Pour ce faire, nous commencerons par la présentation de la conception du circuit de commande puis nous appliquerons ce circuit à la commande d'un filtre LC à capacités commutées. Nous continuerons par la présentation des différentes performances obtenues en simulation. Par la suite nous étudierons l'impact du bruit de phase (gigue temporelle) généré par le circuit de commande sur le comportement du filtre. Nous finirons par la description de la fabrication du circuit complet (filtre et son circuit de commande) et par une discussion des résultats de mesures.

1. Technologie BiCMOS 0,35 μm

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, la combinaison de la qualité des performances électriques (sensibilité, sélectivité, plage de fonctionnement, consommation de puissance...), et de la densité d'intégration des récepteurs radiofréquences pour la téléphonie cellulaire est un critère essentiel, dans une optique de réduction des coûts de production. La plupart des récepteurs actuels associent la réalisation des parties analogiques radiofréquences à base de transistors bipolaires, à celle des parties analogiques et digitales basses fréquences à base de transistors MOS (**M**etal **O**xide **S**emiconductor), ceci grâce aux développements des technologies BiCMOS (**B**ipolar **C**omplementary **M**OS) sur Silicium. Les efforts de recherche sont désormais dirigés vers la conception des parties analogiques radiofréquences à base de transistors MOS hautes performances, afin de réaliser l'ensemble du récepteur avec un seul circuit intégré en technologie CMOS silicium, cette filière technologique étant pour l'instant la plus économique.

Le système global, formé d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande a été conçu en technologie BiCMOS 0,35 μm . Dans ce paragraphe nous rappellerons brièvement quelques particularités de cette technologie, et nous décrirons les principales caractéristiques du transistor MOS pour des applications radiofréquences.

1-1. Transistor MOS

1-1-1. Principe de fonctionnement du transistor MOS

En 1930, Julius Edgar Lilienfeld de l'Université de Leipzig dépose un brevet dans lequel il décrit un élément qui ressemble au transistor MOS actuel [1]. Cependant, ce n'est que vers 1960, la technologie ayant suffisamment évolué, que de tels transistors ont pu être réalisés avec succès. Aujourd'hui le transistor MOS constitue, par sa simplicité de fabrication et ses faibles dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés.

Dans ce paragraphe nous décrirons les principales caractéristiques pour un transistor MOS de type N à enrichissement (NMOS), sachant que le transistor MOS de type P (PMOS) est son complémentaire.

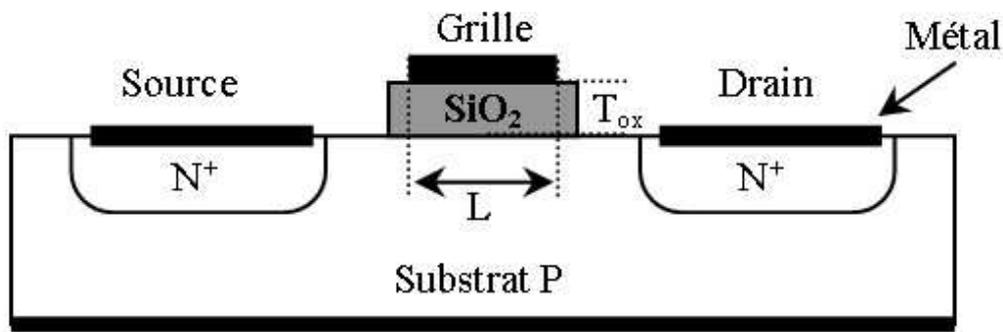


Figure 4.1 : Structure du transistor NMOS.

Comme l'illustre la figure 4.1, le transistor MOS contient une grille G, de longueur L, en polysilicium sur une couche mince isolante de diélectrique (SiO_2), d'épaisseur T_{ox} . Les régions de source et drain sont dopées N^+ et elles font partie intégrante du substrat.

Dans ce cas de transistor MOS à canal N (NMOS), le type des porteurs assurant le passage du courant sont les électrons, donc, on parle de conduction par électrons. Contrairement au cas du transistor MOS à canal P où la conduction se fait par des trous.

Afin de créer un canal de conduction entre les contacts de source S et de drain D, la grille du transistor NMOS doit être polarisée positivement pour créer un canal de conduction rempli d'électrons mobiles à la surface d'un semi-conducteur de type P. En effet, pour une tension V_{gs} supérieure à la tension de seuil du transistor V_{T} , un canal étroit de type N apparaît liant la source et le drain. Une différence de potentiel entre ces deux accès (drain et source) permet alors la création d'un courant I_{d} entre le drain et la source selon différents modes de fonctionnement [2].

En effet, il existe deux régimes de fonctionnement pour le transistor MOS : le régime ohmique et le régime de saturation. Le point limite entre ces deux zones sur la caractéristique $I_{\text{d}}(V_{\text{ds}})$ est $V_{\text{ds}} = V_{\text{gs}} - V_{\text{T}}$.

Pour un fonctionnement du transistor en régime ohmique ($V_{\text{ds}} \leq V_{\text{gs}} - V_{\text{T}}$), le courant I_{d} peut dans une première approximation s'écrire :

$$I_{\text{d}} = \beta \left(V_{\text{gs}} - V_{\text{T}} - \frac{1}{2} V_{\text{ds}} \right) V_{\text{ds}} \quad (4.1)$$

avec :

$$\beta = \frac{W}{L} \mu C_{ox} = \frac{W}{L} \frac{\mu \epsilon_0 \epsilon_{ox}}{T_{ox}} \quad (4.2)$$

W : est la largeur de grille, L : est la longueur de grille, C_{ox} : est la capacité de l'oxyde, μ : est la mobilité des électrons, T_{ox} : est l'épaisseur de l'oxyde, ϵ_0 et ϵ_{ox} : sont les permittivités respectives du vide, et de l'oxyde.

En revanche, pour un fonctionnement du transistor en régime saturation ($V_{ds} \geq V_{ds} - V_T$), le courant I_d est donné par la relation approximative suivante :

$$I_d \approx \frac{1}{2} \beta (V_{gs} - V_T)^2 \quad (4.3)$$

Cette relation souligne notamment le comportement non-linéaire du courant I_d avec la tension V_{gs} laquelle implique directement celle de la transconductance g_m du transistor dont l'expression est définie par la relation :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gs0}} = \beta (V_{gs0} - V_T) = \sqrt{2 \beta I_{d0}} \quad (4.4)$$

On notera, dans le cas du transistor MOS, que g_m dépend du point de polarisation par l'intermédiaire de I_{d0} , de la géométrie du transistor à travers le rapport $\frac{W}{L}$ et de l'épaisseur de l'oxyde par l'intermédiaire de β .

La fréquence de transition pour un transistor MOS est définie par la relation suivante [3] :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{gd} + C_{gb})} \quad (4.5)$$

La capacité C_{gb} modélise la capacité d'oxyde parasite entre la grille et le substrat, et ce en dehors de la zone active du transistor. Les capacités C_{gs} et C_{gd} représentent respectivement les capacités entre la grille et la source et entre la grille et le drain. La capacité totale sous la grille est fonction de la capacité d'oxyde par unité de surface C_{ox} et des dimensions du transistor W et L et vaut donc $W L C_{ox}$.

En régime ohmique, cette capacité totale est répartie équitablement entre source et drain de telle sorte que $C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} W L$. En régime de saturation, la capacité C_{gd} est quasiment nulle et se résume uniquement à la capacité parasite constante due à la portion de grille chevauchant le drain. Par contre, la capacité C_{gs} est prépondérante et sa valeur vaut $\frac{2}{3} W L C_{ox}$.

1-1-2. Modélisation du transistor MOS

La figure 4.2 présente le schéma équivalent du modèle du transistor MOS pour des applications radiofréquences, ce modèle s'avère plus complet par rapport au modèle non-linéaire (de type BSIM3v3) couramment utilisé en basses fréquences [4], puisque ce dernier modèle ne prend pas en compte les résistances.

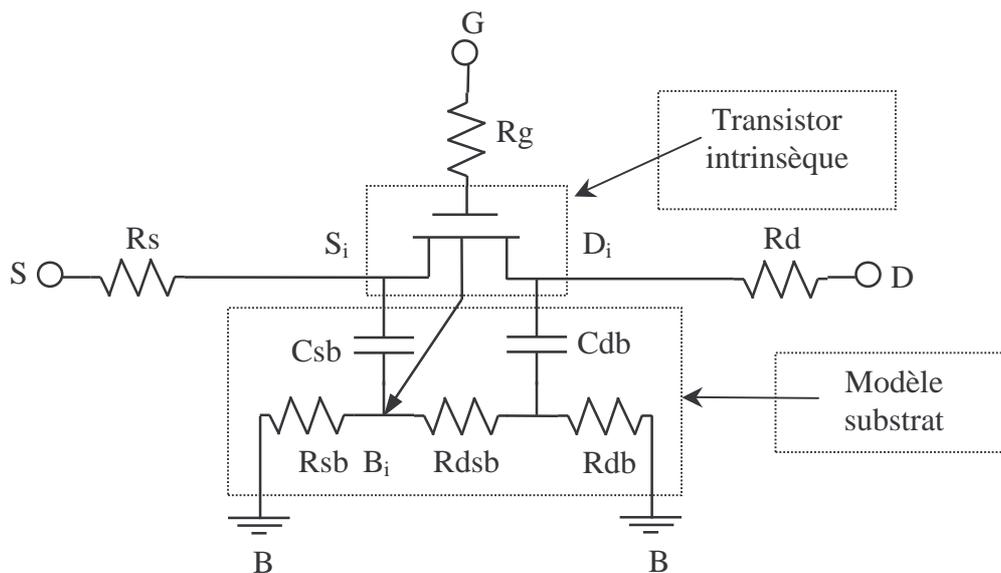


Figure 4.2 : Schéma équivalent du modèle du transistor MOS en radiofréquences.

Comme nous l'avons vu au chapitre 3, les sources de bruit dominantes dans un transistor MOS sont d'une part la source de bruit thermique ayant pour origine la nature résistive (non-linéaire) du canal pour les hautes fréquences, et d'autre part la source de bruit de scintillation (bruit en $1/f$) en basses fréquences et ayant comme principale origine les défauts d'interface entre la grille et le canal.

La résistivité du canal implique un bruit thermique, tel que :

$$S_{I_{th}}(f) = 4 k T \mu \frac{W}{L} C_{ox} (V_{gs} - V_T) \quad (4.6)$$

avec :

k est la constante de Boltzmann, et T est la température en Kelvin.

En régime de saturation, la répartition des charges évolue en raison du pincement du canal (environ 70 % des charges du canal se situent du côté du drain), et l'équation (4.6) se simplifie selon l'expression :

$$S_{I_{th}}(f) = 4 k T (\gamma g_m) \quad (4.7)$$

où par approximation $\gamma = \frac{2}{3}$ pour les canaux longs et $\gamma > \frac{2}{3}$ pour les canaux courts.

Le bruit de scintillation au sein du canal est décrit par l'expression :

$$S_{I(1/f)}(f) = \frac{K I_{ds}^{AF}}{C_{ox} W L f} \quad (4.8)$$

où K et AF sont deux paramètres technologiques.

Les deux sources de bruit (bruit thermique et bruit de scintillation) étant décorréelées, la densité spectrale totale du bruit du canal $S_{I_{canal}}(f)$ s'écrit en régime de saturation :

$$S_{I_{canal}}(f) = 4 k T (\gamma g_m) + \frac{K I_{ds}^{AF}}{C_{ox} W L f} \quad (4.9)$$

D'après la relation (4.7), le bruit thermique est directement proportionnel à la transconductance g_m du transistor, on peut donc en déduire que le bruit thermique ne s'oppose pas à une réduction de la taille du transistor à condition d'avoir un g_m constant et donc un rapport W/L constant. En revanche, la réduction du bruit en $1/f$ passe automatiquement par une augmentation du produit $W L$ (relation (4.8)). Un compromis devra donc être fait sur les dimensions de la grille en fonction de la prépondérance de l'une ou l'autre de ces deux sources de bruit.

La difficulté de modélisation du bruit dans les transistors MOS est de prendre en compte les sources de bruits pour toutes les zones de fonctionnement du transistor. En effet, l'expression de la densité spectrale de bruit thermique définie par l'équation (4.7) n'est valable qu'en régime de saturation, de même, les paramètres K et AF de l'équation (4.8) sont fixes quel que soit le régime de fonctionnement du transistor. La modélisation du transistor MOS s'avère donc difficile puisque toutes ses zones de fonctionnement devraient être prises en compte par le modèle.

1-2. Technologie BiCMOS pour les radiofréquences

La technologie BiCMOS est un regroupement des filières bipolaires et CMOS sur un même substrat de silicium. Cette idée a émergé vers la fin des années soixante [5], mais un certain nombre de verrous technologiques en ont retardé le développement. Les progrès réalisés dans tous les domaines de la microélectronique (salles blanches, procédés de lithographie, isolants...) ont permis l'arrivée à maturité des procédés de fabrication BiCMOS.

La disponibilité de structures MOS et bipolaires sur un même substrat permet de profiter simultanément des avantages de chacune des structures [6] :

- faible consommation électrique et très haute densité d'intégration pour les transistors MOS,
- Performances à haute fréquence, faible niveau de bruit et capacité à délivrer des courants plus élevés pour les transistors bipolaires.

Actuellement, la technologie BiCMOS s'octroie une place grandissante dans le monde des semi-conducteurs, la disponibilité simultanée des deux types de structures a permis d'envisager le développement d'applications mixtes analogiques/numériques. Ainsi, les circuits intégrés réalisés en technologie BiCMOS sont maintenant largement utilisés pour la réalisation de convertisseurs analogiques/numérique, dans les domaines des télécommunications (téléphonie cellulaire et réseaux locaux) ou de la réception TV par satellite. Cette technologie présente un réel intérêt en raison de la flexibilité et de la complémentarité des structures qu'elle offre [7].

Bien que présentant un coût de fabrication plus élevé qu'une filière purement bipolaire ou purement CMOS, la technologie BiCMOS présente une alternative intéressante aux technologies bipolaires à hétérostructures en matière de rapport performance/coût de fabrication.

2. Considérations générales sur la conception du circuit complet

2-1. Présentation des travaux préliminaires [8]

Ces travaux préliminaires ont commencé au laboratoire d'Angoulême en 1997. Le fait de revenir en bref sur les différentes étapes de cette première conception aide à comprendre les difficultés rencontrées lors de la réalisation de ce type de circuits. Les résultats de ces travaux préliminaires ont permis la réussite du prototype conçu et présenté dans ce mémoire.

Ce premier circuit a été conçu pour différentes fréquences, le but était de déterminer les éventuelles applications de ce circuit. La technologie utilisée était la technologie CMOS 0,35 μm de MATRA HARRIS Semi-conducteurs (MHS) à NANTES (aujourd'hui TEMIC). Le schéma électrique du filtre était celui présenté sur la figure 4.3 où chaque signal de commande était appliqué sur deux portes inverseuses. Le nombre N de branches retenu était égal à huit, ce chiffre semble être un bon compromis entre la sélectivité et la complexité du circuit.

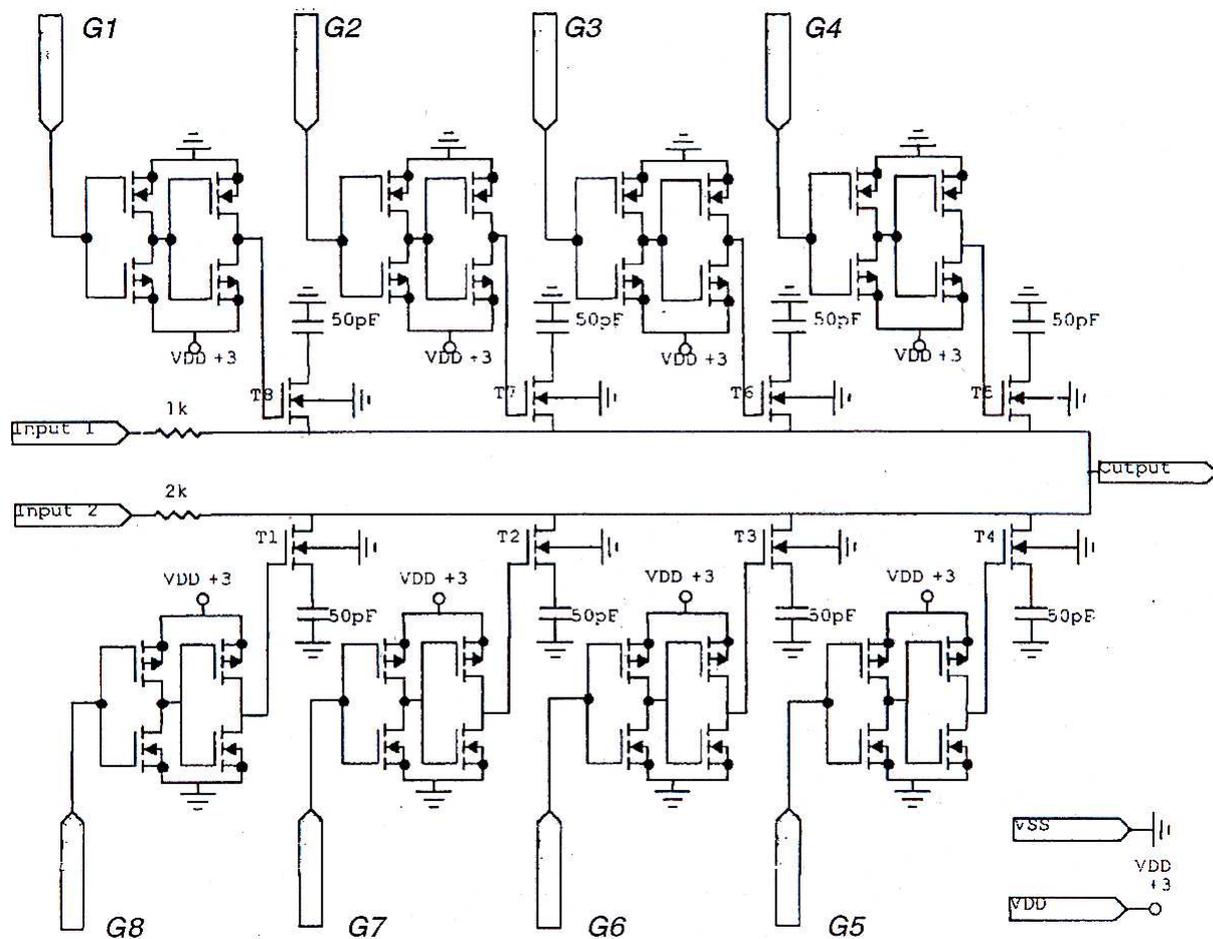


Figure 4.3 : Schéma électrique du premier filtre avec 2 x 4 branches.

La figure 4.4 représente la fonction du transfert globale du filtre obtenue en simulation pour une fréquence de commutation égale à 400 MHz. Les valeurs respectives de la résistance d'entrée et des capacités étaient égales à 1 k Ω et 50 pF. Cette fonction de transfert a été obtenue grâce au formalisme des matrices de conversion décrit précédemment (cf. chapitre 2). La figure 4.5 représente un zoom de la fonction de transfert autour de la fréquence centrale du filtre F_0 égale à 400MHz.

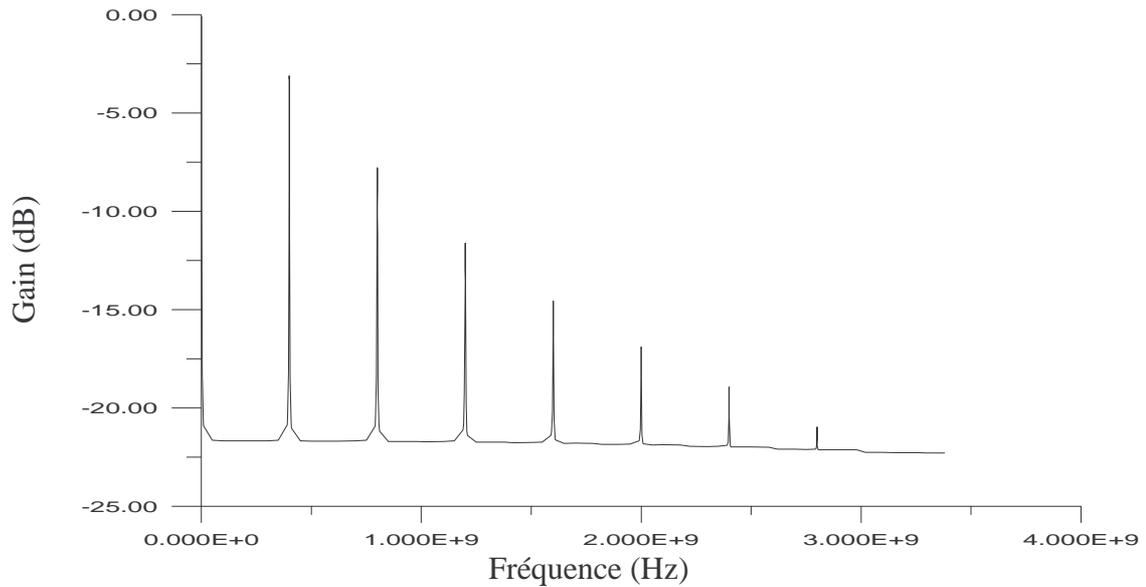


Figure 4.4 : Fonction de transfert globale du filtre [9].

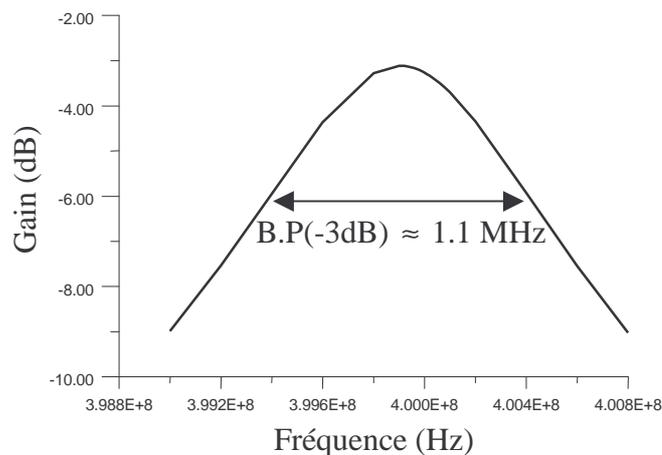


Figure 4.5 : Zoom de la fonction de transfert autour d'une fréquence centrale de 400 MHz.

À la fréquence centrale de 400 MHz, la bande passante à -3 dB était égale à 1,1 MHz (figure 4.5), par conséquent, le facteur de qualité ainsi obtenu était égal à 363, soit un facteur de qualité comparable à ceux des filtres à ondes de surface (SAW).

Les adaptations 50Ω en entrée et en sortie étaient externes à la puce. Notons aussi que sur cette première version, le circuit de commande nécessaire à la commutation n'était pas intégré, mais un dispositif externe en technologie ECL (**E**mitter **C**oupled **L**ogic) avait été développé au sein du laboratoire d'Angoulême. Cependant, les capacités parasites du boîtier n'ont pas permis d'atteindre les fréquences de commutation envisagées et la figure 4.6 montre la fonction de transfert globale pour une fréquence de commutation proche de 3,5 MHz. Cependant à cette fréquence de commutation, l'atténuation due au filtre élémentaire n'était pas suffisante pour obtenir une dynamique importante. Par contre, les résultats montraient que l'effet de transposition de la fonction de transfert du filtre élémentaire existait.

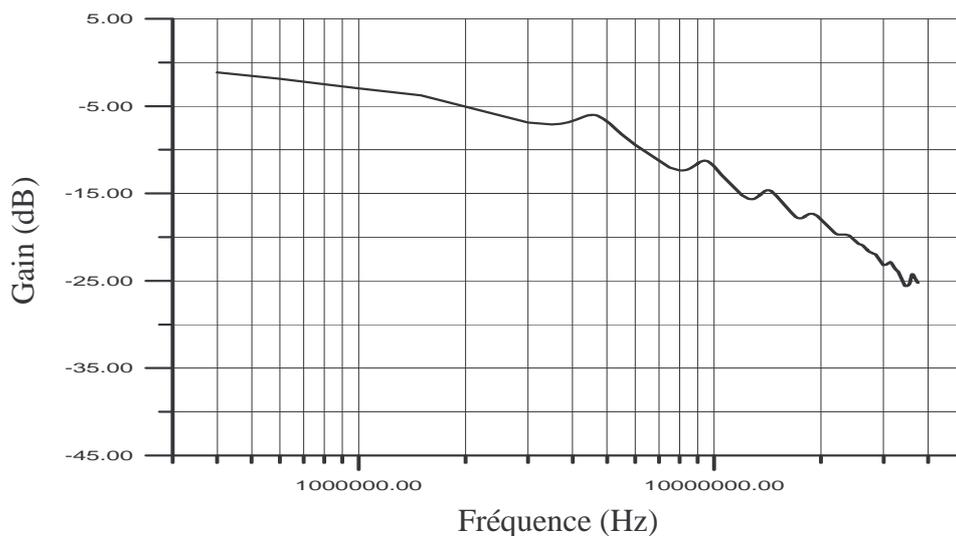


Figure 4.6 : Fonction de transfert du filtre après retro simulation.

Les premières causes de ce dysfonctionnement concernaient l'inadaptation de la technologie aux circuits RF, en effet, cette filière était destinée aux circuits numériques et par conséquent pas suffisamment adaptée aux fonctions radiofréquences. Cet état de fait était connu dès le départ mais la réalisation de ce circuit ne constituait pas l'objectif de ce passage en fonderie, en effet le but principal était de caractériser des éléments actifs et passifs de cette filière dans le domaine des hyperfréquences.

Une «rétro» simulation de cette réalisation a permis d'une part de faire correspondre les résultats de mesures et les résultats de simulations et d'autre part de déterminer certaines règles de conception, à savoir :

- Les capacités commutées doivent obligatoirement être placées entre la source du transistor de commutation et la masse. De cette façon les éléments capacitifs parasites dûs à cette capacité se rajoutent à la valeur même de la capacité.
- Le circuit de commande doit être intégré avec le filtre car les temps de commutation étant très faibles, il est unimaginable de pouvoir commuter par des éléments externes du fait des éléments parasites des boîtiers.
- Un compromis doit être fait sur le nombre N des branches du filtre. Pour cette étude ce nombre était de huit et il semble encore aujourd'hui être une limite acceptable de la complexité de réalisation. Un nombre plus élevé conduirait rapidement à une complexité excessive

En tenant compte de toutes ces nouvelles données, une nouvelle conception s'avérait nécessaire afin d'étudier la faisabilité de ces circuits avec une technologie beaucoup plus adaptée au domaine des radiofréquences. Cette dernière doit permettre à la fois de favoriser l'intégration complète et de qualifier ce type de filtres pour des applications liées aux radiocommunications.

2-2. Présentation de la nouvelle architecture de commande

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, la commande des commutateurs des filtres à capacités commutées était un obstacle pour faire une étude plus avancée de ce type de filtres en radiofréquences. Traditionnellement en basse fréquence la commande de ces filtres est réalisée à l'aide d'un registre à décalage. En effet, l'impulsion est réalisée par le chargement d'un '1' et de zéros à l'intérieur d'un registre à décalage. Un signal d'horloge à la fréquence $N F_0$ permet le déplacement cyclique de l'impulsion vers les différentes sorties. Les commandes ainsi obtenues ont une période $T_0=1/F_0$ et une durée T_0/N . Cette fréquence d'horloge devient rapidement un obstacle au développement de ce circuit en radiofréquences.

Une solution originale a été proposée pour commander les commutateurs du filtre. Elle consiste à utiliser un circuit de commande totalement intégrable réalisé à partir d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension et des portes logiques de type «ou exclusif». Comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre, l'association d'un tel circuit de commande appliqué aux filtres à capacités commutées présente des avantages importants notamment la réduction de la fréquence du signal de commande par rapport à une commande basse fréquence par registre à décalage (soit $F_0/2$ au lieu de $N F_0$).

Dans la bande des 400 MHz le standard TETRAPOL se divise en plusieurs sous bandes (385 – 400 MHz, 410 – 430 MHz, 450 – 470 MHz). L'objectif de cette conception était de couvrir largement l'ensemble de ces bandes de fréquence, soit une bande d'accord allant de 350 MHz jusqu'à 500 MHz. Le circuit a été conçu avec une technologie BiCMOS Silicium $0,35 \mu\text{m}$ d'ALCATEL Microelectronics à Bruxelles. Le choix de cette technologie, qui permet un compromis coût-performance très favorable, est imposé par l'application de ce circuit au domaine des communications sans fil.

Dans les paragraphes suivants, nous allons aborder en détail la conception du circuit de commande, ce dernier circuit sera par la suite appliqué pour la commande autonome d'un filtre LC à capacités commutées dans le domaine des radiofréquences.

• Principe général du circuit de commande

Le rôle principal du circuit de commande est la génération des signaux capables d'assurer la commutation. La solution proposée se compose d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension associé à des portes logiques de type « ou exclusif ». La figure 4.7 montre la structure générale un OCT en anneau formé de N cellules de retard différentielles.

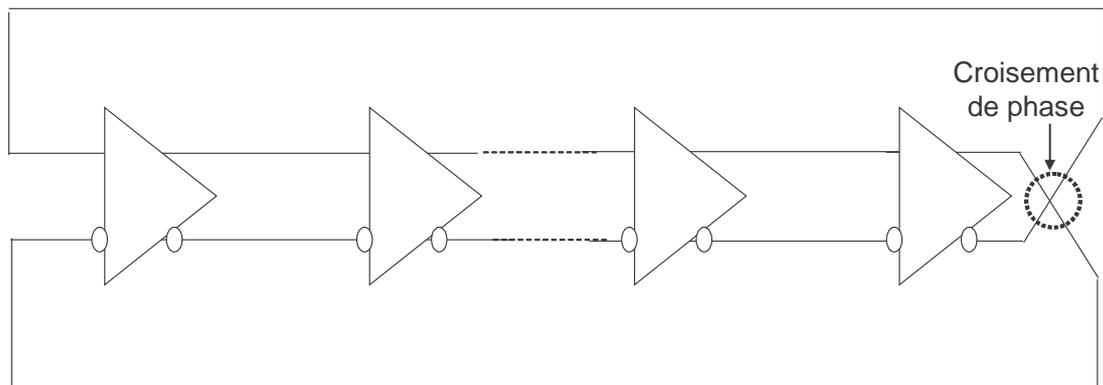
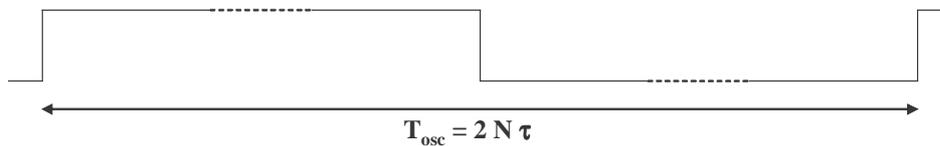


Figure 4.7 : Structure générale d'un OCT en anneau avec N cellules différentielles de retard.

Signal d'entrée d'une cellule de retard :



Signal de sortie d'une cellule de retard :



Signal de sortie d'une porte logique « ou exclusif » :

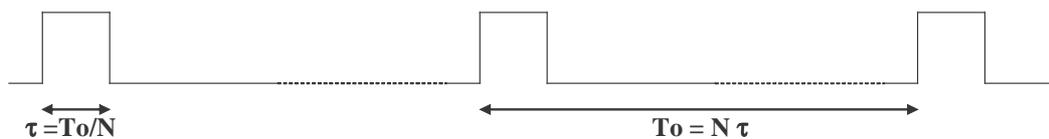


Figure 4.8 : Signaux théoriques de commande obtenus à la sortie des portes « ou exclusif ».

L'avantage majeur est de concevoir un circuit fonctionnant non plus à une fréquence d'horloge égale à $N F_0$ comme dans le cas d'un registre, mais égale à $F_0/2$. Ceci est possible en utilisant des cellules de retard basées sur des paires différentielles de transistors de type NMOS et en croisant une fois à l'intérieur de la boucle de façon à déphaser de π et non pas de 2π sur un cycle. Les signaux idéaux obtenus à l'entrée et à la sortie d'une cellule sont montrés sur la figure 4.8.

Nous constatons qu'en appliquant l'entrée et la sortie d'une cellule de retard sur une porte logique de type « ou exclusif » il est possible de générer les impulsions requises pour lesquelles la période et la durée sont respectivement égales à T_0 et T_0/N . Ainsi les N signaux de commande du filtre sont obtenus en plaçant N portes entre chaque cellule de retard. Notons que cette solution proposée pour commander les commutateurs est complètement indépendante du choix du nombre de cellules, à condition qu'il soit pair [10] et bien évidemment égal au nombre des capacités commutées du filtre [11].

• Présentation du circuit de commande

La figure 4.9 montre le schéma fonctionnel du circuit de commande proposé qui permet d'obtenir les impulsions nécessaires à la commutation d'un filtre à capacités commutées composé de huit branches.

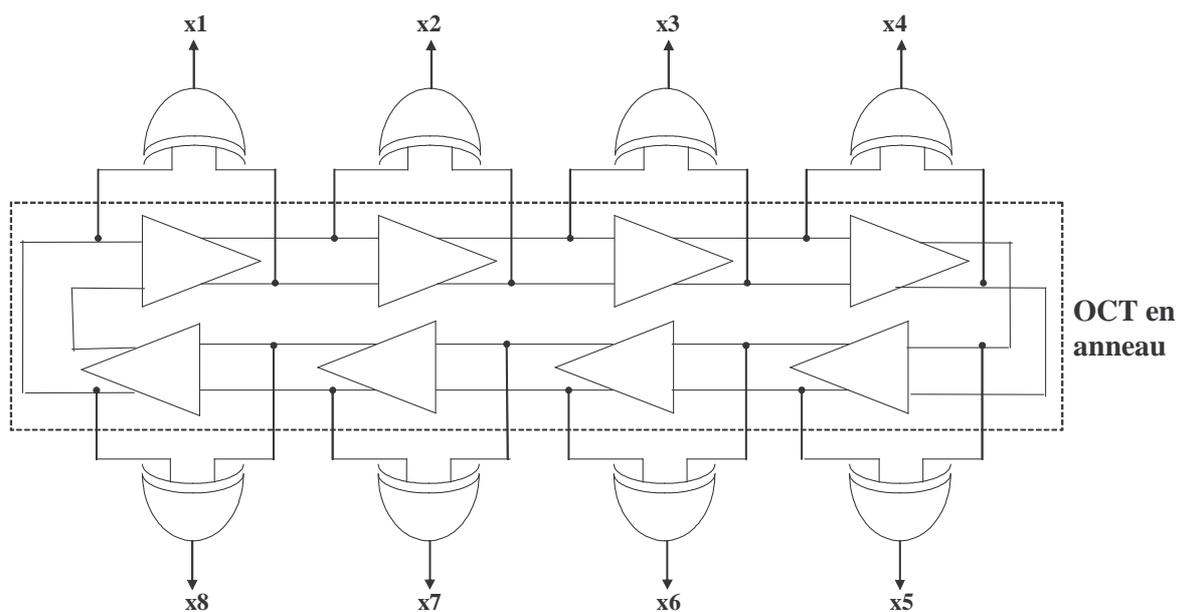


Figure 4.9 : Circuit de commande composé de l'OCT en anneau et des portes « ou exclusif », pour $N = 8$ cellules.

Les impulsions se répètent toutes les demi-périodes, ce dernier point montre l'intérêt de ce système qui oscille à la fréquence moitié de la fréquence centrale du filtre soit $F_0/2$. Les signaux de commande sont réalisés en réalisant une fonction « ou exclusif » entre les sorties de l'oscillateur en anneau (figure 4.10).

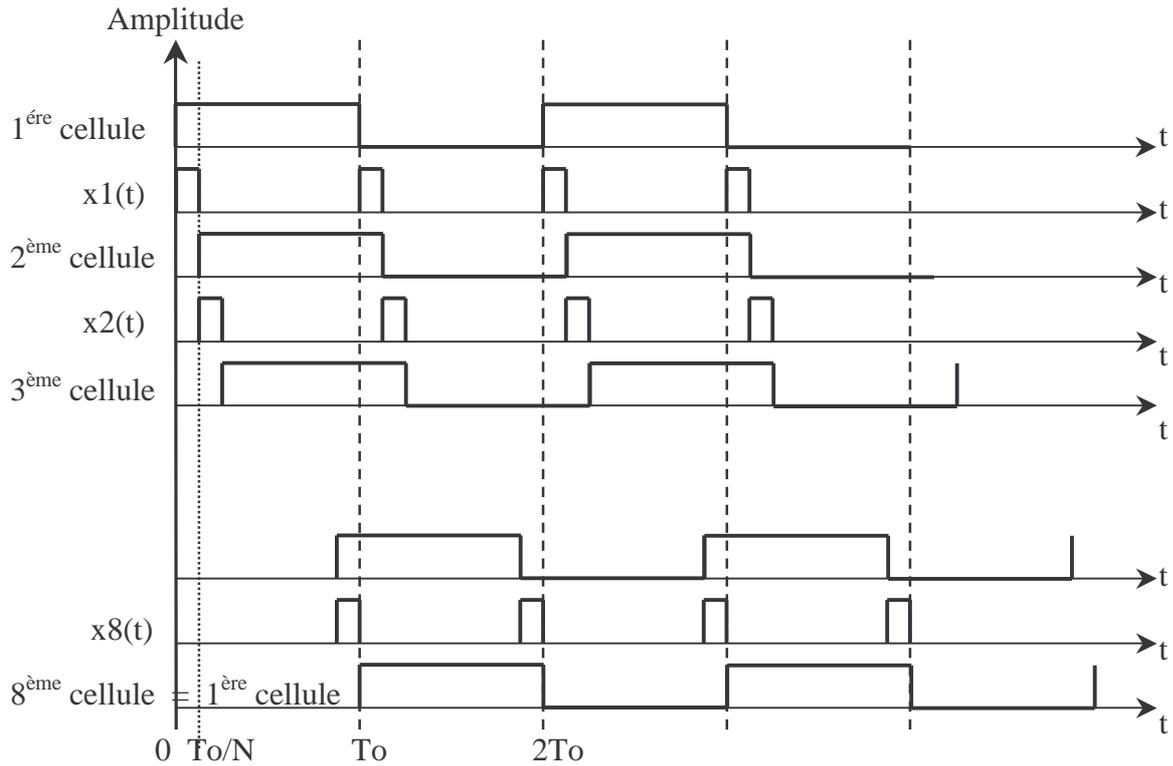


Figure 4.10 : Allures de signaux de commande réalisés avec les sorties de l'oscillateur en anneau pour $N = 8$.

3. Conception du circuit complet

3-1. Conception du circuit de commande : OCT en anneau et portes « ou exclusif »

3-1-1. Conception de l'OCT

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, selon le principe général, la période de l'OCT en anneau avec N cellules de retard (figure 4.11) est approximativement égale à $2 N \tau$.

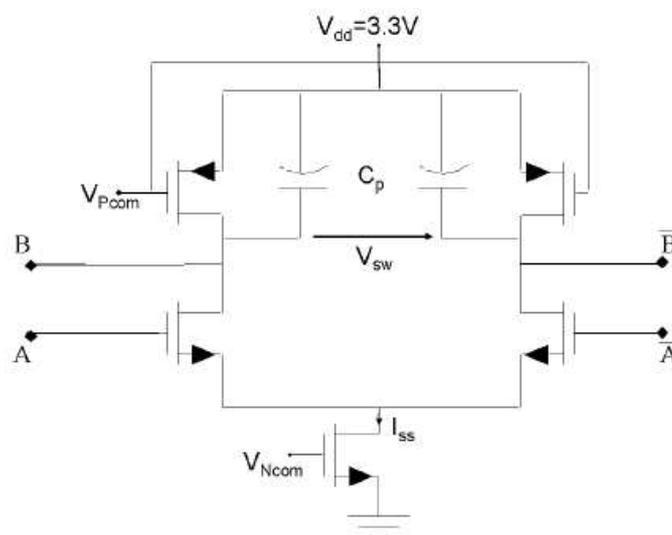


Figure 4.11 : Cellule de retard avec l'amplificateur différentiel NMOS.

Par conséquent, et suivant la référence [10], la fréquence d'oscillation peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$F_{osc} \approx \frac{1}{2 N \tau} \approx \frac{I_{SS}}{2 N C_p V_{sw}} \quad (4.10)$$

La méthode permettant de faire varier la fréquence centrale de l'oscillateur est basée sur la variation de la résistance présentée par les charges PMOS fonctionnant en zone ohmique. En effet, en faisant varier le courant I_{SS} par cellule tout en modifiant de manière judicieuse la tension de polarisation V_{PCOM} des transistors PMOS, la dynamique de la tension de sortie V_{sw} peut être maintenue constante. Ainsi, la résistance équivalente présentée par les charges PMOS ($R_p = V_{sw}/I_{SS}$) est modifiée de même que la fréquence d'oscillation, ceci peut être

réalisé en asservissant la tension de drain des transistors NMOS grâce à un circuit de contrôle qui est une réplique de la cellule différentielle [12].

Par conséquent,

$$F_{osc} \approx \frac{1}{2 N C_p R_p} \quad (4.11)$$

En effet, la limite supérieure de cette gamme de fréquence d'oscillation est due à la diminution du gain élémentaire de chaque cellule qui ne permet plus au delà d'une certaine valeur d'assurer l'oscillation. La limite inférieure est quant à elle due à la distorsion générée par l'augmentation de l'amplitude de la tension V_{sw} , cette tension devant impérativement rester dans la région linéaire [10].

Dans le cas de cette conception, l'OCT en anneau comporte huit cellules différentielles identiques. Comme il été montré sur la figure 4.11 chaque cellule est basée sur deux transistors NMOS formant une structure différentielle permettant de fournir le gain et le retard nécessaires pour engendrer le phénomène d'oscillation. Chaque amplificateur doit avoir un gain légèrement supérieur à 1 et un déphasage de $360^\circ/(2 N)$; soit $180^\circ/N$.

Le retard est cumulé par les huit cellules donnant lieu à un retard total de T_o , ce qui entraîne une fréquence d'oscillation égale à $F_{osc} = F_o/2$. Cette fréquence est accordée en contrôlant la source de courant commune et le point de polarisation des transistors PMOS. La variation de courant modifie ainsi la valeur de la résistance R_p des PMOS, entre 800 et 1,5 K Ω [11]. Dans ces conditions, pour fonctionner entre 350 MHz et 500 MHz, la valeur de la capacité C_p est prise égale à 0,35 pF.

3-1-2. Conception des portes logiques

Le challenge consistait à la réalisation de portes ayant des fronts de montée ou de descente très rapides. En effet si l'on considère une fréquence de commutation de 500 MHz, la période est alors de 2 ns et la durée de l'impulsion est de 250 ps. Dans ces conditions, les temps de montée et de descente doivent être inférieurs à la moitié de l'impulsion ce qui entraîne des temps inférieurs à 100 ps d'où une bande passante des cellules de l'ordre de 5 GHz, en prenant un coefficient multiplicatif classique de 0,5 ($BP = 0,5/100$ ps).

Lors de cette conception, des structures de portes spécifiques ont permis d'équilibrer toutes les charges de toutes les sorties de façon à obtenir des formes d'ondes temporelles totalement symétriques. La figure 4.12-a présente l'architecture utilisée d'une porte de type « ou exclusif » pour laquelle les entrées des portes doivent être identiques pour respecter la symétrie des cellules de retard de l'OCT en anneau. Par conséquent, à tous les accès, ces portes présentent la même impédance d'entrée, en l'occurrence égale à $63\text{ K}\Omega$ à une fréquence de commutation égale à 500 MHz [11].

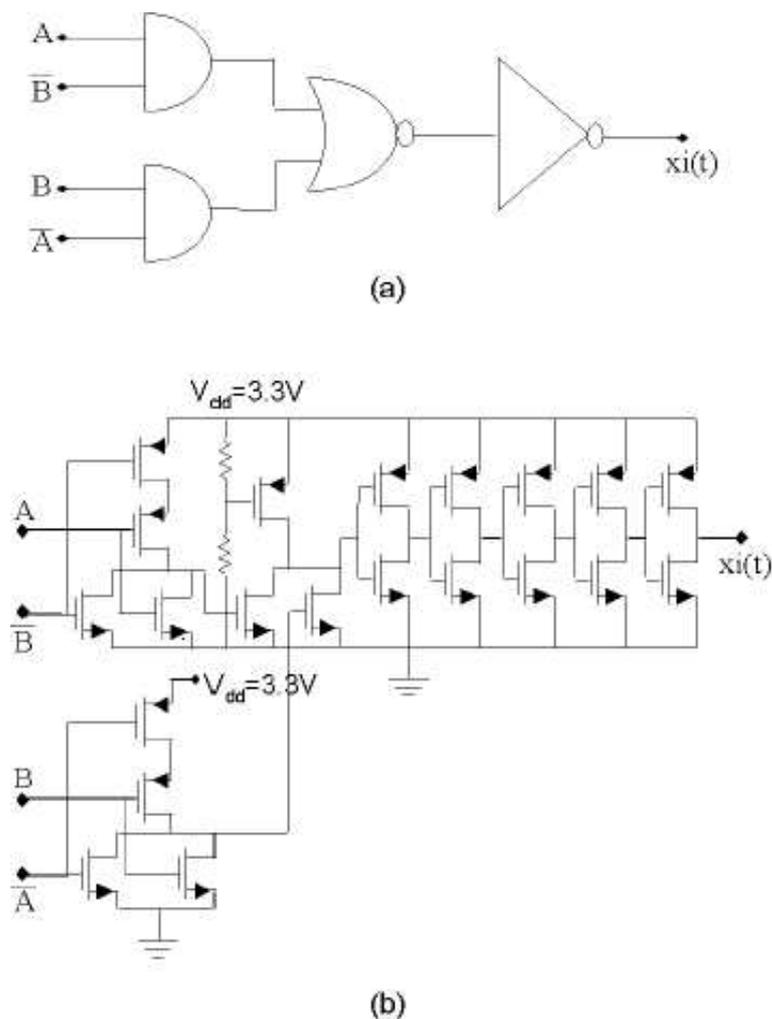


Figure 4.12 : Porte « ou exclusif »,
 (a) architecture de la porte « ou exclusif »,
 (b) schéma électrique de la porte « ou exclusif ».

La forte impédance présentée par les entrées du premier étage des portes de type «ou exclusif» est obtenue en utilisant des transistors NMOS de très faibles dimensions et dont le développement de grille unitaire $W \times L$ est égal à $1 \times 0,35 \mu\text{m}^2$ avec un seul doigt de grille [11]. Néanmoins, ces transistors qui composent ce premier étage ne permettent pas de fournir le courant nécessaire pour commander les transistors de commutation qui eux ont une largeur de grille égale à $6 \times 25 \mu\text{m}^2$ pour une longueur égale à $0,35 \mu\text{m}$. Nous verrons par la suite, que cet important développement de grille est le résultat d'un compromis sur la taille des transistors. En conséquence, cinq étages «tampons», dont les dimensions des transistors sont croissantes, de l'entrée vers la sortie, sont implantés pour assurer la commutation (figure 4.12-b).

3-1-3. Résultats de conception du circuit de commande

Les tailles de grilles des transistors NMOS et PMOS de l'OCT en anneau sont optimisées [13] et elles sont respectivement égales à $4 \times 6 \times 0,35 \mu\text{m}^2$ et $3 \times 4 \times 0,35 \mu\text{m}^2$. Dans ces conditions, les formes d'ondes des signaux de sortie de l'OCT en anneau sont représentées sur la figure 4.13, ces signaux sont obtenus pour une fréquence d'oscillation égale à 273 MHz, c'est-à-dire pour générer une fréquence de commutation de 546 MHz.

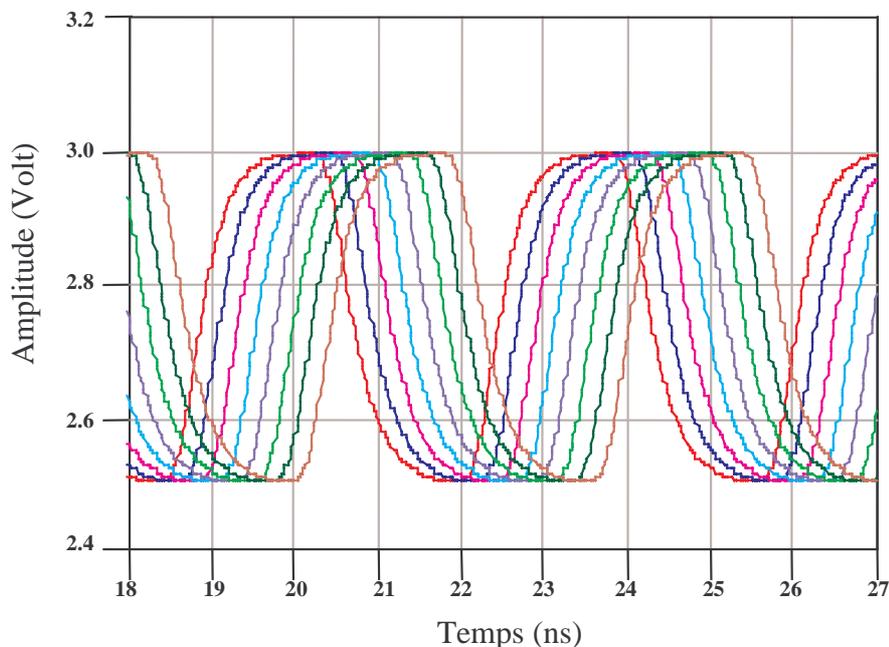


Figure 4.13 : Formes d'ondes des huit signaux de sortie de l'OCT en anneau pour $F_{osc} = 273 \text{ MHz}$.

La fréquence de sortie F_{osc} de l'oscillateur en anneau est accordable entre 160 MHz et 273 MHz (figure 4.14), par le contrôle de la source de courant de cellules de retard entre 0,65 mA et 1,06 mA, ces limites sont établies par le gain de ces cellules en fonction de la fréquence.

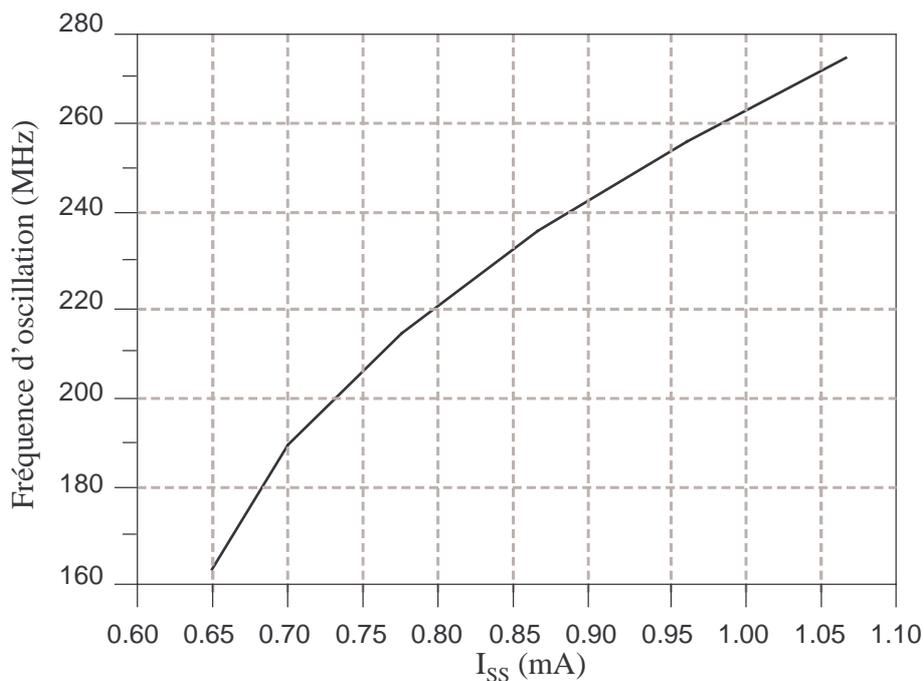


Figure 4.14 : Fréquence d'oscillation simulée en fonction du courant de polarisation I_{SS} de l'OCT en anneau.

Sachant que la fréquence de commutation est double de la fréquence d'oscillation de l'OCT en anneau, alors la bande d'accord du filtre est sensiblement comprise entre 320 MHz et 546 MHz, cette bande fréquence couvre ainsi la bande visée (350 – 500 MHz).

La figure 4.15 représente les signaux de commande, $x_1(t)$, $x_2(t)$ et $x_3(t)$, respectivement appliqués au premier, deuxième et troisième commutateurs simulés à une fréquence de commutation égale à 500 MHz.

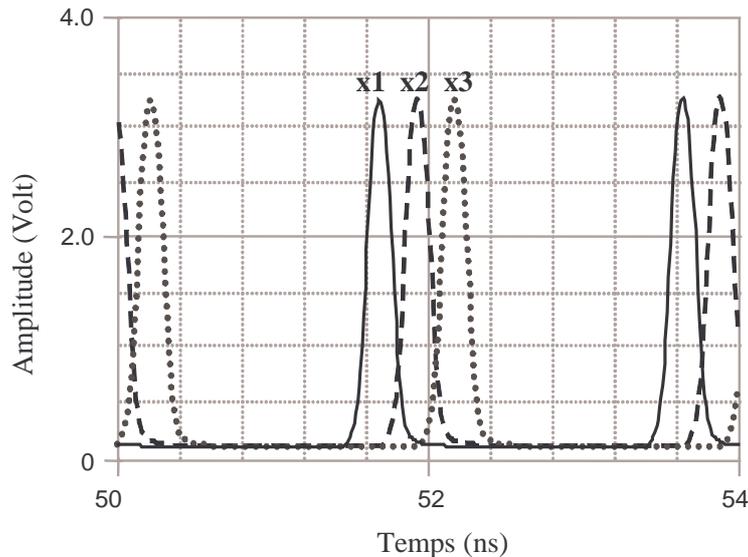


Figure 4.15 : Signaux de commande $x1(t)$, $x2(t)$ et $x3(t)$ obtenus en simulation pour une fréquence de commande de 500 MHz.

Concernant l'étage de commande, deux réglages ont été prévus :

1. Un réglage permet d'ajuster l'amplitude de l'impulsion de sortie avec notamment la possibilité de dépasser 3 Volts, ceci permet de faire varier la valeur de la résistance R_{on} du commutateur et par conséquent de faire varier la dynamique du filtre comme nous le verrons dans le paragraphe 4. 3-2-1.
2. Un autre réglage permet d'éviter le chevauchement des impulsions de commande. En effet ce chevauchement génère un transfert des charges qui n'est pas idéal et qui est à l'origine d'importantes pertes d'insertion, car l'énergie n'est pas stockée dans la capacité mais elle est fournie à la cellule suivante. Il faut donc pour cela que le niveau de l'intersection entre deux impulsions consécutives reste inférieur à la valeur de la tension seuil de commutation [14].

D'une manière générale, les oscillateurs en anneau présentent toutefois certains inconvénients, notamment la fréquence d'oscillation qui est directement liée au retard introduit par chaque étage, par conséquent, ils présentent une grande sensibilité aux variations de la température. Mais le problème le plus critique est lié au bruit de phase (figure 4.16), ce bruit de phase étant la traduction fréquentielle d'une gigue temporelle du signal d'oscillation. Il est évident que plus l'oscillation sera stable, plus les signaux de commande des commutations seront stables et par conséquent plus la fréquence centrale du filtre sera stable. Il suit que les performances en termes de bruit de phase sont dictées par les spécifications auxquelles doit répondre le filtre à capacités commutées.

Notons également que l'OCT peut être intégré dans une boucle à verrouillage de phase (PLL), afin de limiter le bruit de phase près de la porteuse.

Connaissant ces données, une attention particulière a été portée à la forme d'onde temporelle des signaux (figure 4.15) lors de la conception de cet oscillateur, afin de limiter les dérives de fréquence dans le temps « jitter » et donc de limiter le bruit de phase [15]. La figure 4.16 représente le bruit de phase de l'oscillateur en anneau de la figure 4.9 obtenu en simulation en fonction de la fréquence distante de la porteuse.

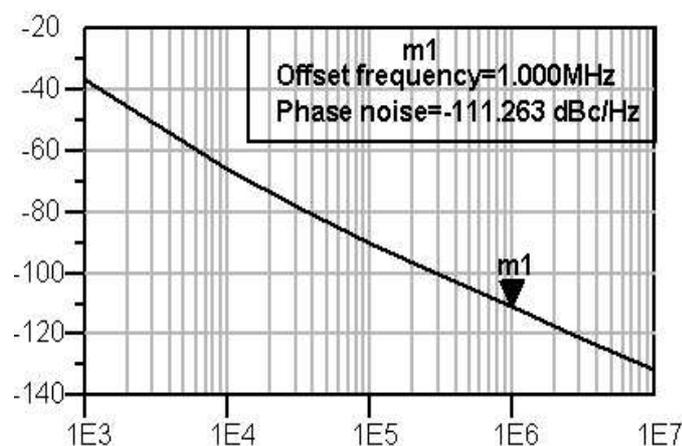


Figure 4.16 : Densité spectrale de puissance de bruit de phase de l'OCT en anneau.

Connaissant le bruit de phase de l'oscillateur, il est possible de calculer le « jitter » ou gigue temporelle qui perturbe les impulsions du signal de commande idéal. Ces perturbations peuvent être un obstacle au développement de ce circuit. Sachant que pour une fréquence de commutation maximale de l'ordre de 500 MHz et un nombre de cellules égal à huit, alors la durée minimale de l'impulsion commandant la commutation est de 250 ps. Par conséquent, la gigue temporelle qu'il est possible d'estimer grâce au bruit de phase doit être très inférieure à cette durée d'impulsion.

L'impact du bruit de phase du circuit de commande et principalement de l'OCT en anneau sur le comportement du filtre à capacités commutées sera étudié dans le paragraphe 5-3. Nous quantifierons l'effet dû au bruit de phase de $-111,26$ dBc/Hz à 1-MHz de la fréquence porteuse obtenu lors de la conception de l'OCT.

3-2. Conception du filtre à capacités commutées

Après avoir exposé les différentes étapes de la conception du circuit de commande, nous aborderons dans ce paragraphe principalement l'étude du filtre. Nous commencerons par la présentation des éléments constituant ce filtre à capacités commutées, puis, nous verrons les résultats de simulation du filtre LC à capacités commutées associé à son circuit de commande formé par un OCT en anneau avec des portes de type « ou exclusif ».

3-2-1. Étude de la structure classique : filtre RC à capacités commutées

Le schéma électrique du filtre à capacités commutées est représenté sur la figure 4.17. Selon les résultats de l'analyse préliminaire présentés dans le chapitre 2, un compromis sur le nombre de cellules égal à huit a été retenu, un nombre plus élevé conduirait rapidement à une complexité de réalisation excessive mais permettrait cependant d'augmenter encore la sélectivité. La valeur maximale des capacités commutées que nous avons considérée est égale à 50 pF, ce qui à notre avis est la valeur maximale intégrable. À partir de cette considération, et sachant que l'objectif de la conception était d'avoir un filtre dont la bande passante était de l'ordre de 1 MHz sur une plage de fréquence d'accord allant de 350 MHz à 500 MHz, alors la résistance d'entrée R du filtre devait avoir une valeur égale à 1 K Ω .

Les commutateurs ont été réalisés avec des transistors MOSFETs à canal N et ils sont commandés séquentiellement en régime bloqué et passant.

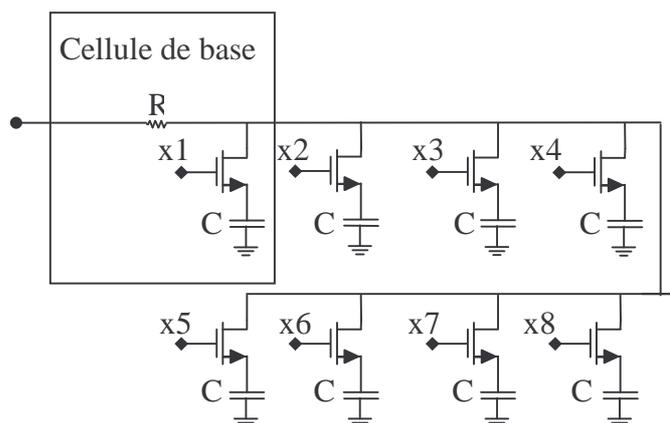


Figure 4.17 : Filtre à capacités commutées à $N = 8$ branches [16].

Le premier point délicat lors de la conception est de définir la taille des transistors de commutation. En effet, un compromis doit être trouvé [17, 18], car un développement de grille important assurerait une faible résistance R_{on} par contre la capacité parasite C_{ds} associée serait considérable.

Dans ces conditions, la bande passante du système serait limitée par l'effet cumulé de toutes ces capacités C_{ds} entraînant une atténuation sur l'ensemble de la fonction de transfert, et diminuant ainsi la dynamique du filtre. La figure 4.18 montre le gain en tension du filtre élémentaire en fonction de différentes valeurs de C_{ds} .

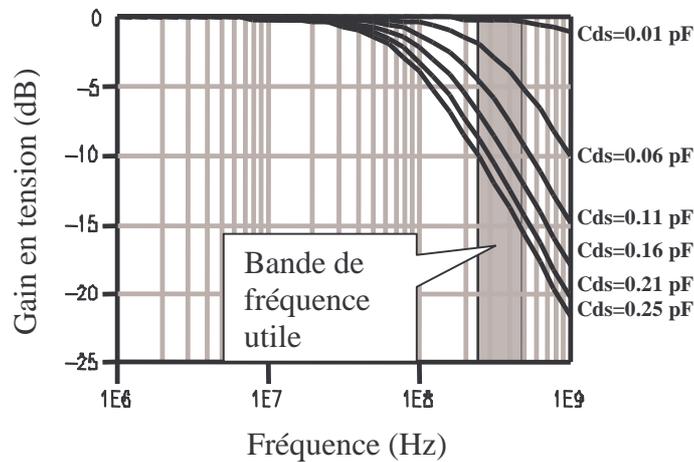


Figure 4.18 : Influence des capacités C_{ds} sur la dynamique [17].

Nous constatons par exemple que ces capacités C_{ds} cumulées entraînent des atténuations allant de 2 dB à 5 dB dans la bande de fréquence utile (350-500 MHz), lorsque la valeur de C_{ds} égale à 0,06 pF.

Inversement, un développement de grille trop faible entraînerait également une diminution de la dynamique cette fois-ci par un relèvement du « plancher ». En effet, plus la valeur de R_{on} est importante plus la compensation de l'atténuation se fait pour de faibles fréquences et par conséquent plus la fréquence à laquelle le phénomène de « plancher » apparaît se réduit, diminuant ainsi la dynamique (figure 4.19).

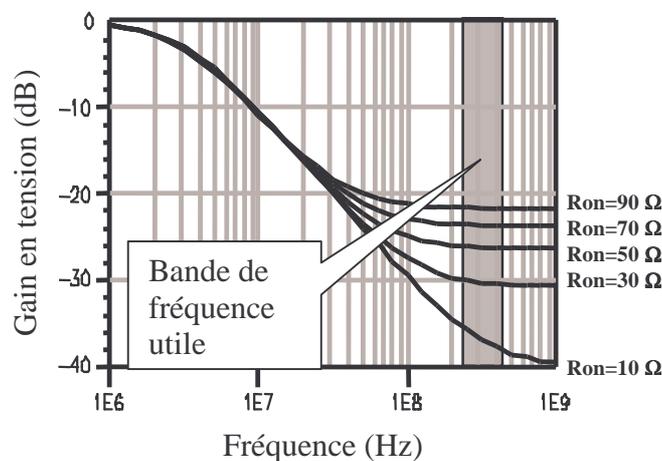


Figure 4.19 : Influence de la résistance R_{on} sur la dynamique [17].

Le choix de la taille étant donc critique pour ce circuit, les transistors retenus sont des MOSFETs à canal N de largeur de grille de $6 \times 25 \mu\text{m}$ pour une longueur de grille de $0,35 \mu\text{m}$. Ces transistors présentent une valeur R_{on} de 40Ω (à $V_{gs} = 3 \text{ Volts}$) et une valeur de capacité drain-source de $0,06 \text{ pF}$, il en résulte une dynamique optimale de 23 dB .

Comme il a été vu précédemment (cf. chapitre 3), la densité spectrale du bruit thermique s'exprime par la relation suivante : $S_v(f) = 4 k T R$, donc elle dépend directement de la valeur de la résistance. Dans le cas du filtre RC à capacités commutées (figure 4.17), le bruit thermique est généré principalement par la résistance d'entrée qui est égale à $1 \text{ K}\Omega$. Par conséquent, cette résistance semblait être un élément pénalisant pour l'utilisation de ce type de filtre. A partir de ce constat une nouvelle structure du filtre élémentaire est proposée dans le but d'optimiser les performances de filtres à capacités commutées.

3-2-2. Conception d'une nouvelle structure : filtre LC à capacités commutées

• Conception avec des commutateurs idéaux

Dans le but d'optimiser les performances de la structure classique de ce filtre, et plus particulièrement, d'augmenter la dynamique et la sélectivité de la fonction de transfert ainsi que de diminuer le bruit thermique dû à la résistance d'entrée, une idée originale est proposée. Elle consiste à réaliser le filtre élémentaire à partir d'une cellule LC (figure 4.20), où R_L est la résistance modélisant les pertes dans l'inductance L. Dans ce cas le filtre élémentaire ainsi obtenu est un filtre passe-bas du second ordre, d'où l'amélioration de la pente et donc de la dynamique lorsque cette fonction est transposée autour de la fréquence de commutation. Cette dynamique peut-être optimisée en étudiant le coefficient d'amortissement.

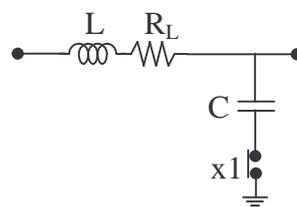


Figure 4.20 : Cellule de base formée d'un filtre élémentaire LC du second ordre.

Dans le cas où l'interrupteur x1 est fermé, il présente une faible résistance R_{on} , et dans ces conditions, le coefficient d'amortissement et le facteur de qualité de ce filtre élémentaire s'écrivent :

$$\xi = \frac{R_L + R_{on}}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2\xi} \quad (4.12)$$

A partir de la relation (4.12), nous constatons que le coefficient d'amortissement de cette cellule de base dépend entre autre de la valeur de l'inductance. Il s'en suit que pour obtenir un filtre à capacités commutées sélectif, c'est-à-dire avec de forts facteurs de qualité, il paraît évident que la valeur de l'inductance doit être la plus élevée possible. Par conséquent, un compromis doit être réalisé entre la sélectivité et l'intégration.

Des simulations ont été réalisées pour une fréquence de commutation $F_0 = 500$ MHz avec cette nouvelle structure afin de prévoir le comportement du filtre en utilisant tout d'abord des commutateurs idéaux. Les bandes de fréquence obtenues autour des composantes harmoniques $n=0$ et $n=1$ (ramenée autour de 0) pour différentes valeurs d'inductance sont représentés respectivement sur les figures 4.21 et 4.22. Ils montrent que pour de fortes valeurs de L , la fréquence de résonance du filtre LC à capacités commutées correspond à celle du filtre LC élémentaire divisée par la racine carrée du nombre de cellules, alors que la réponse du filtre en $n=1$ est décentrée à cause de l'apparition d'une résonance pour certaines valeurs d'inductances (nous verrons plus tard ce phénomène). Pour des très faibles valeurs de L , la bande passante à $n=0$ et $n=1$ dépend de la valeur R_L car l'effet inductif est masqué. Autour de la fréquence fondamentale ($n=1$) de commutation, cette étude comparative montre que l'utilisation de l'inductance à l'entrée du filtre apporte des avantages importants, telles que l'augmentation de la dynamique, de la sélectivité et donc du facteur de qualité.

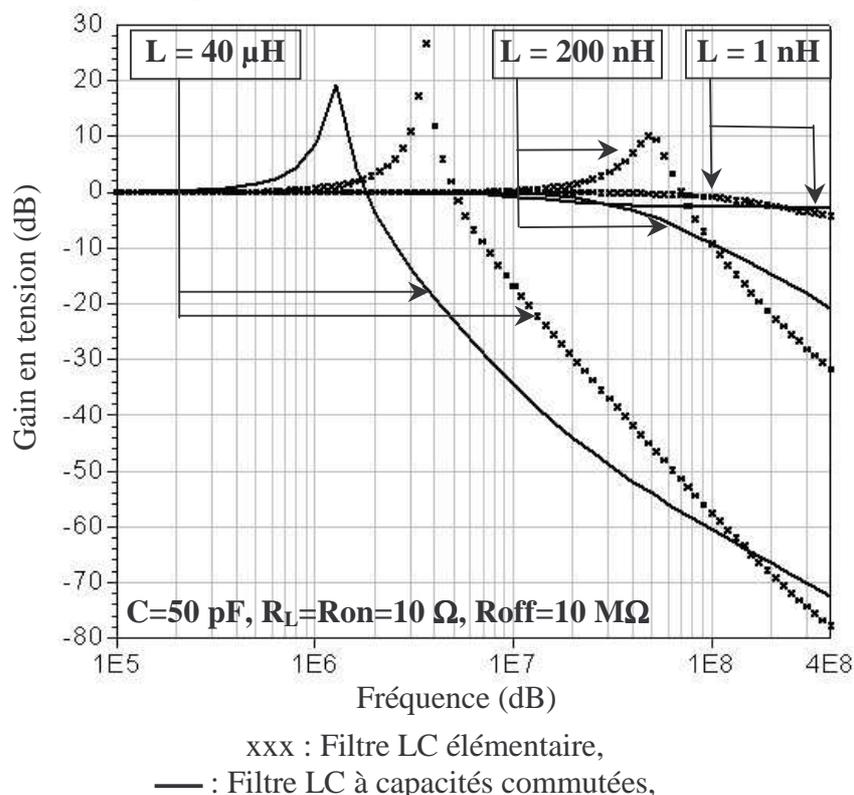


Figure 4.21 : Fonctions de transfert du filtre LC élémentaire seul et du filtre LC à capacités commutées pour l'harmonique $n = 0$.

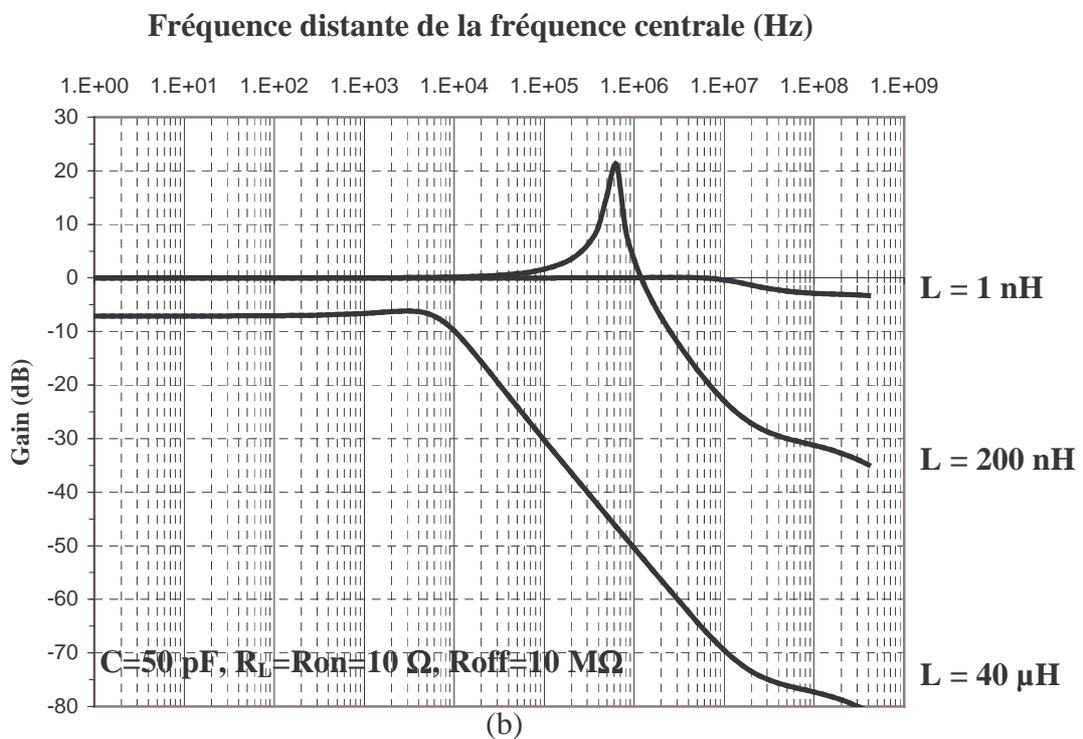
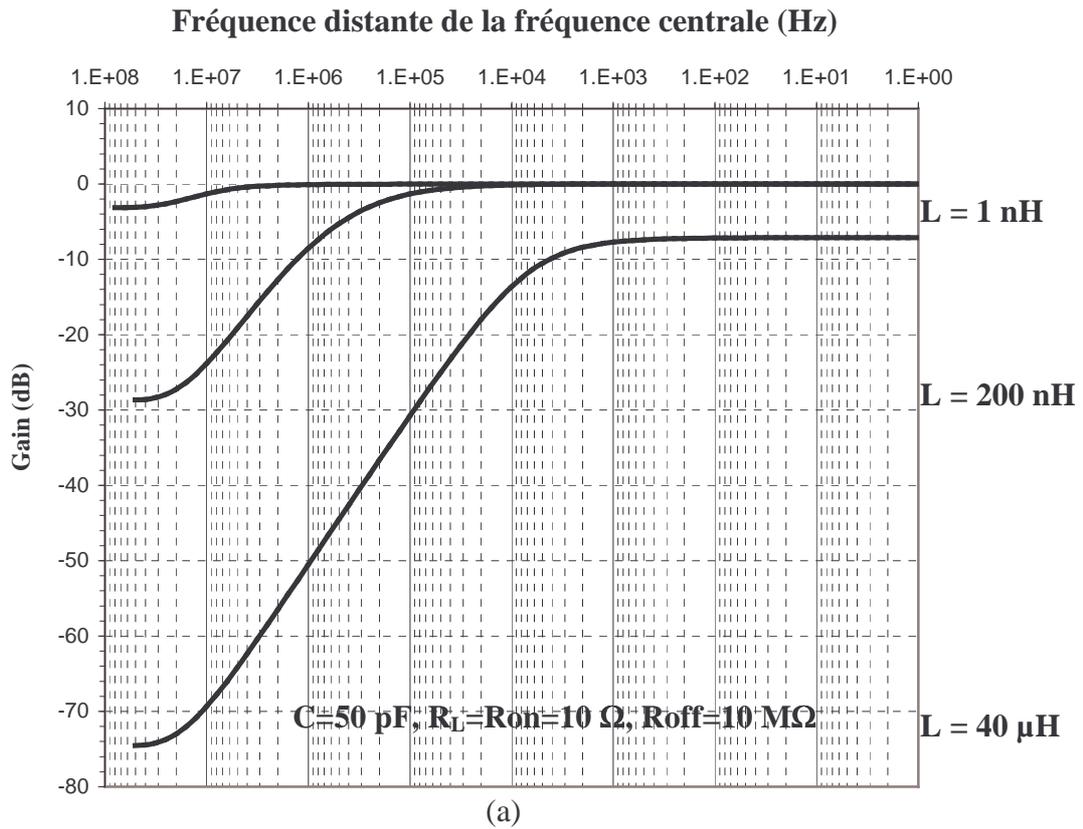
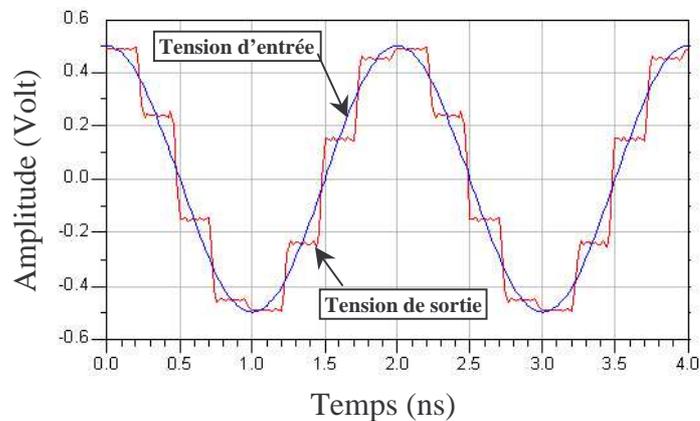


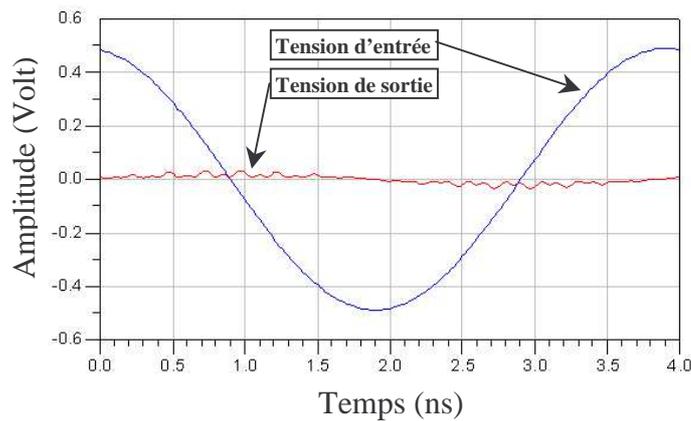
Figure 4.22 : Fonctions de transfert du filtre LC à capacités commutées autour d'une fréquence centrale de 500 MHz, pour (a) des fréquences d'offset négatives, (b) des fréquences d'offset positives.

En prenant une inductance de 200 nH ($R_L = 10 \Omega$) et des capacités de 50 pF, les formes d'ondes temporelles pour une fréquence d'entrée égale à la fréquence de commutation sont données sur la figure 4.23-a. Les mêmes formes d'ondes sont présentées sur la figure 4.23-b lorsque la fréquence d'entrée est la moitié de la fréquence de commutation, pour cette fréquence d'entrée la rejection est maximale.

D'autres simulations ont permis de vérifier le comportement de la fonction de transfert de cette nouvelle structure, ce comportement qui respecte le principe général des filtres à capacités commutées décrit en chapitre 2.



(a)



(b)

Figure 4.23 : Formes d'ondes temporelles des signaux d'entrée et de sortie du filtre en utilisant des commutateurs idéaux, (a) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation F_o , (b) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation $F_o/2$.

Nous présentons sur la figure 4.24 le gain en tension en fonction de la fréquence pour les deux configurations (filtres RC et LC à capacités commutées) autour de l'harmonique fondamentale de la fréquence de commutation, cette dernière est prise égale à 500 MHz. À partir de ces résultats de simulation, nous pouvons constater la grande dynamique et la haute sélectivité apportées par le filtre LC à capacités commutées.

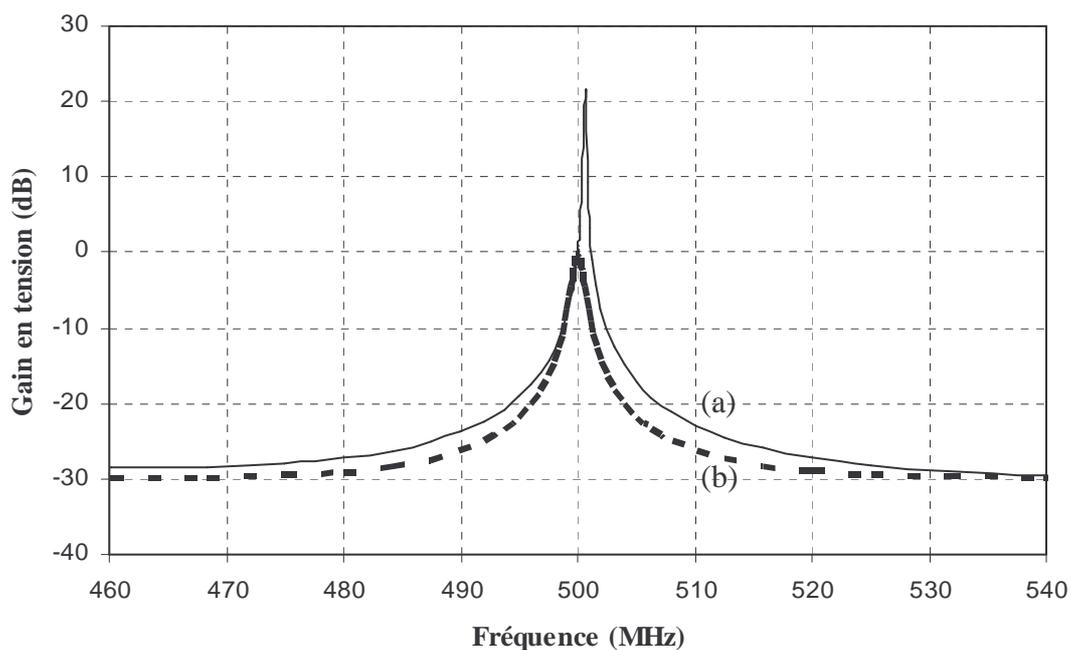


Figure 4.24 : Module du gain en tension en fonction de la fréquence pour une fréquence de commutation $F_0 = 500$ MHz pour : (a) un filtre LC à capacités commutées, (b) un filtre RC à capacités commutées.

D'après le cas de la figure 4.24, et comme il a été signalé auparavant, la fonction de transfert autour de la fréquence fondamentale se trouve décentrée par rapport à la fréquence de commutation. Ce décalage provient d'un effet de résonance de l'inductance L avec un effet capacitif présenté par le circuit de commutation. En effet, regardons les parties réelle et imaginaire (figure 4.26) de l'impédance d'entrée Z_e du circuit de commutation (figure 4.25).

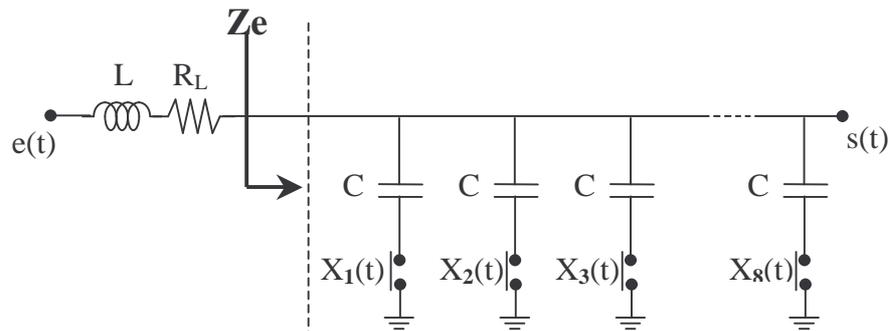


Figure 4.25 : Schéma montrant l'impédance d'entrée Z_e du filtre LC à capacités commutées.

La figure 4.26 représente les deux parties réelle, et imaginaire, de l'impédance d'entrée d'un filtre LC à capacités commutées ($L = 200$ nH et $C = 50$ pF). Notons que pour des fréquences supérieures à la fréquence de commutation (500 MHz). Nous observons une partie imaginaire négative (effet capacitif), cette partie imaginaire constitue avec l'inductance du filtre un résonateur qui génère une surtension qui se répercute sur la transposition de la fonction de transfert autour de F_0 . Ce phénomène provoque un décalage du pic de résonance de la fonction de transfert par rapport à la fréquence de commutation.

Remarquons que cette surtension ne peut avoir lieu uniquement lorsque la partie réelle de l'impédance est faible et pour des fréquences supérieures à F_0 . Ce dysfonctionnement n'implique pas de problème sur le comportement du filtre, car ce décalage peut être compensé en accordant la fréquence d'horloge.

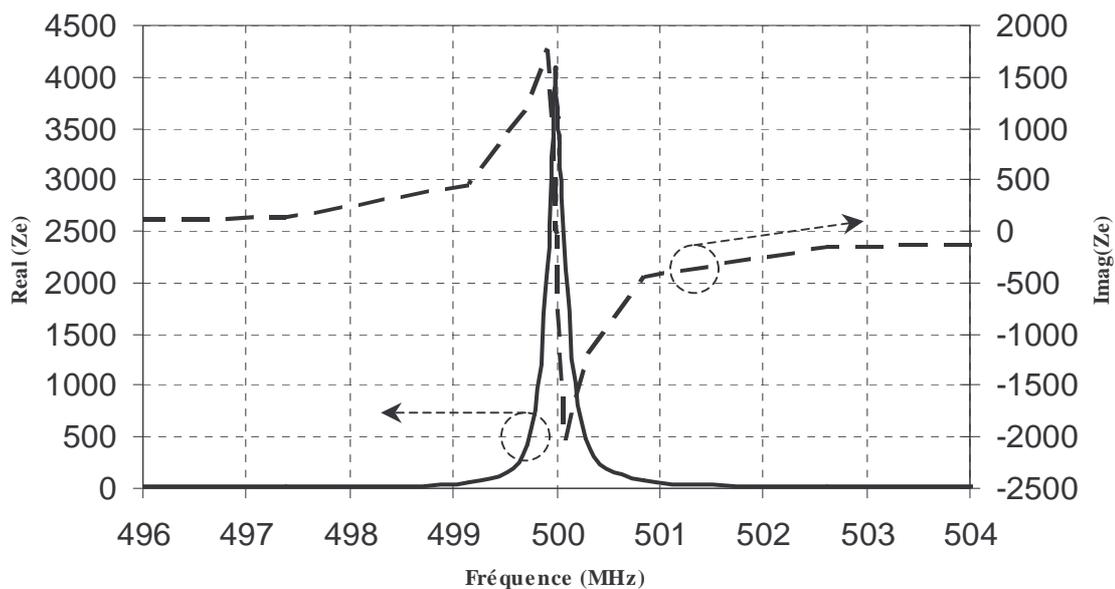
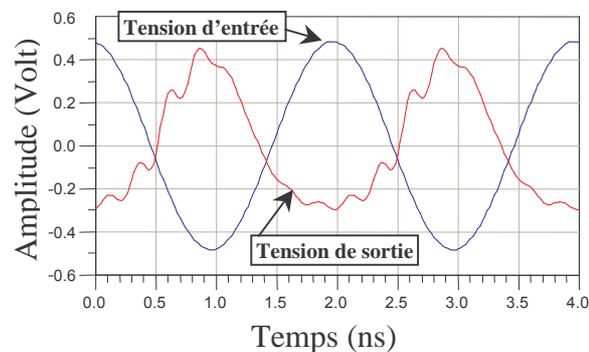


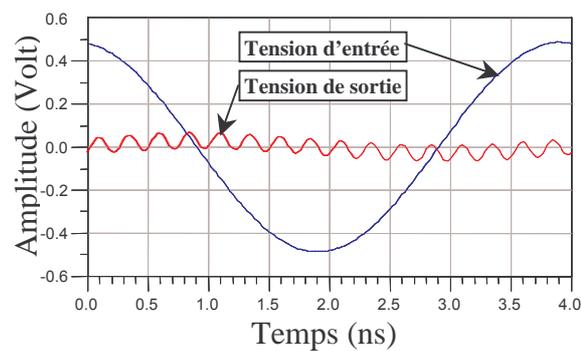
Figure 4.26 : Représentation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du filtre LC à capacités commutées.

• Conception avec modèles de commutateurs réels

Dans ce cas, les interrupteurs ont été remplacés par des commutateurs réels réalisés par des transistors MOSFETs modélisés en fonctionnement grand signal et en bruit. La figure 4.27 montre les simulations temporelles des tensions des signaux d'entrée et de sortie du filtre LC à capacités commutées. La figure 4.27-a représente ces tensions dans le cas d'une fréquence d'entrée F_e égale à la fréquence de commutation, le signal d'entrée est alors dans la bande passante du filtre. La figure 4.27-b représente quant à elle les mêmes signaux dans le cas où la fréquence d'entrée est divisée par deux ($F_e = F_0/2$), le signal d'entrée est alors à la réjection maximale [14].



(a)



(b)

Figure 4.27 : Formes d'ondes temporelles des signaux d'entrée et de sortie du filtre,

(a) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation F_0 ,

(b) fréquence d'entrée $F_e =$ fréquence de commutation $F_0/2$.

Les graphes de la figure 4.28, présentent respectivement les spectres d'amplitude des signaux d'entrée et de sortie dans la bande passante. On retrouve les pertes du filtre données par la fonction de transfert soit de l'ordre de 3 dB.

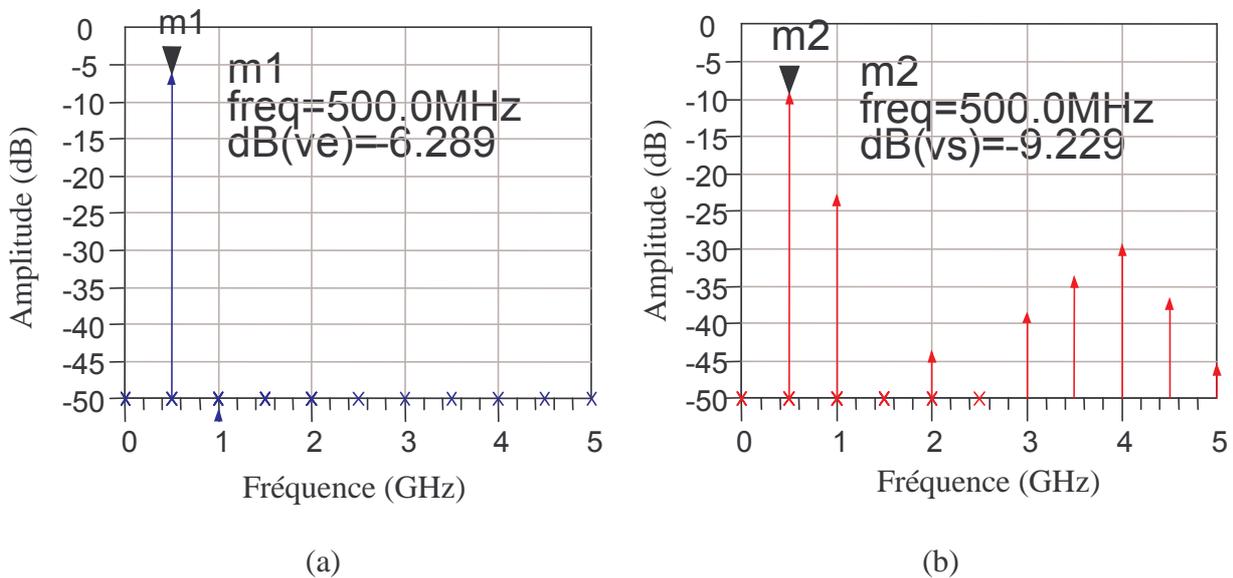


Figure 4.28 : Pour $F_e = F_o$: spectres d'amplitude, (a) du signal d'entrée, et (b) du signal de sortie.

La même étude fréquentielle en dehors de la bande passante donne les résultats représentés sur la figure 4.29, nous constatons des pertes de 24,38 dB qui sont de l'ordre de celles trouvées précédemment.

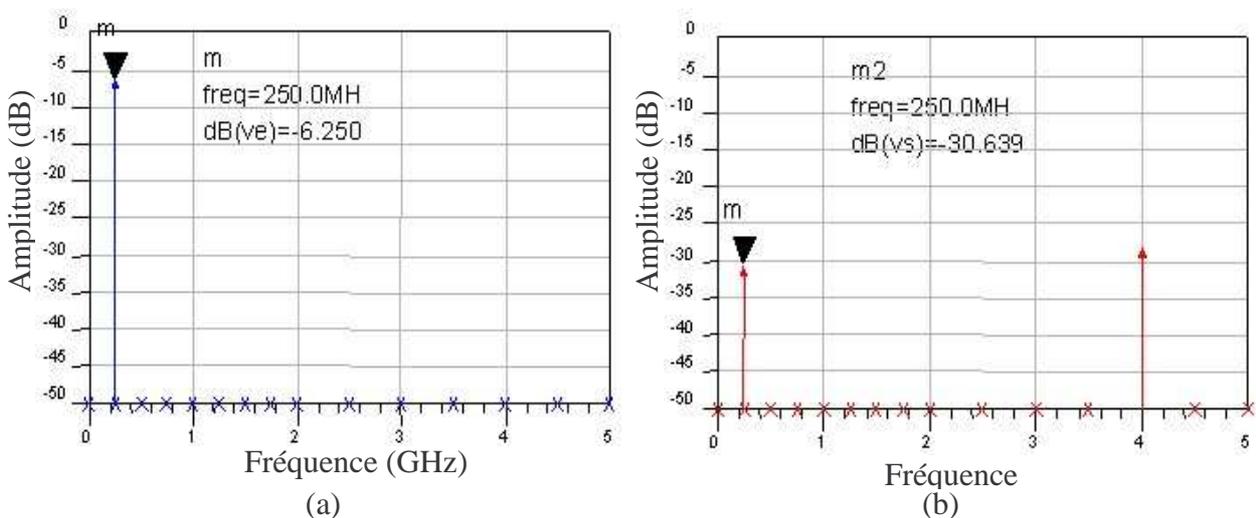


Figure 4.29 : Pour $F_e = F_o/2$: spectres d'amplitude, (a) du signal d'entrée, et (b) du signal de sortie.

Pour les deux configurations RC et LC, la figure 4.30 représente le module du gain en tension en fonction de la fréquence, pour une fréquence de commutation $F_0 = 500$ MHz. Le maximum d'éléments parasites a été pris en compte lors de ces simulations.

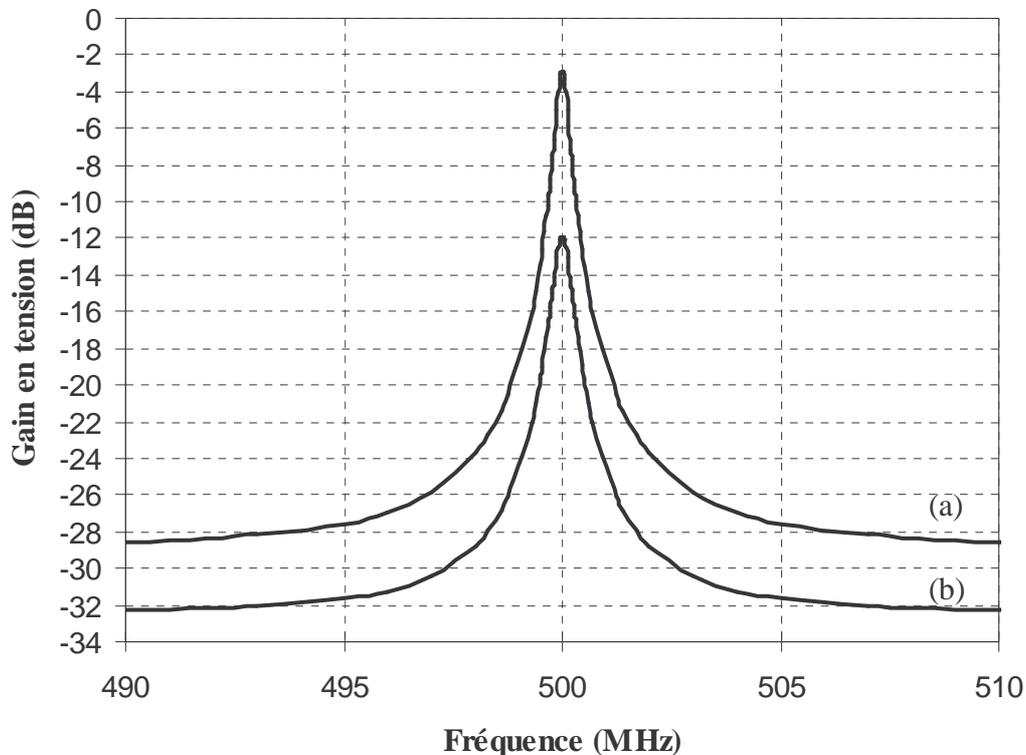


Figure 4.30 : Module du gain en tension en fonction de la fréquence pour une fréquence de commutation $F_0 = 500$ MHz pour :

- (a) un filtre LC à capacités commutées ($L = 200$ nH, $R_L = 10$ Ω , $C = 50$ pF),
- (b) un filtre RC à capacités commutées ($R = 1$ K Ω et $C = 50$ pF).

En comparant les deux configurations de la figure 4.30, nous constatons que la configuration LC présente des performances supérieures à la configuration classique dite configuration RC. Ainsi, une dynamique optimale de 27 dB (comprise entre -3 dB de gain en tension dans la bande et -30 dB de rejection) est obtenue, avec une fréquence centrale réglable entre 320 MHz et 546 MHz. Sur l'ensemble de cette plage la bande passante est de 900 KHz soit un facteur de qualité supérieur à 333. Cette valeur est comparable à celle des filtres à ondes de surface (SAW) avec deux avantages considérables, le circuit est entièrement intégrable et accordable sur une très large bande de fréquence [19].

La figure 4.31 représente la fonction de transfert du filtre LC à capacités commutées en module et phase en fonction de la fréquence distante de la porteuse. La fréquence de commande est égale à 500 MHz.

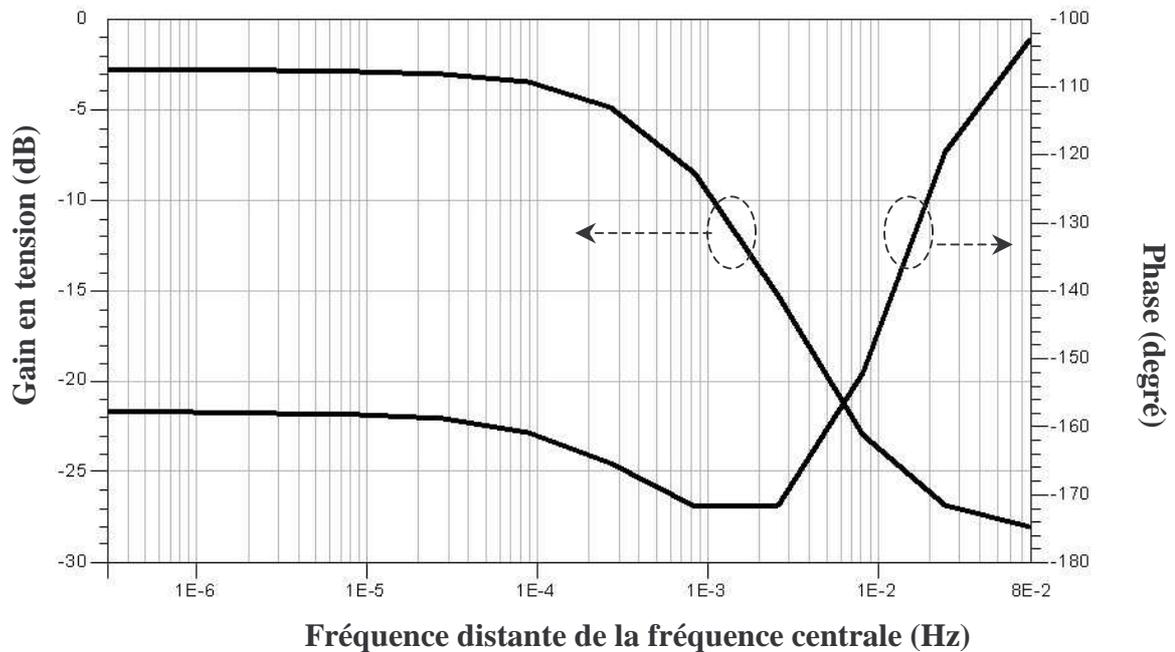


Figure 4.31 : Fonction de transfert du filtre LC à capacités commutées en fonction de la fréquence distante de la porteuse ($L = 200 \text{ nH}$, $R_L = 10 \text{ } \Omega$, $C = 50 \text{ pF}$, $F_o = 500 \text{ MHz}$).

Pour l'étude du facteur de bruit, l'utilisation de l'inductance sur l'entrée a permis de diminuer le facteur de bruit en simulation de 12 dB et ainsi d'obtenir un facteur de bruit comparable à ceux des filtres actifs classiques pour une meilleure sélectivité.

D'après les performances obtenues en simulation (tableau 4.1 et figure 4.31), nous pouvons constater que l'utilisation de l'inductance à l'entrée du filtre apporte des avantages importants, tels que l'augmentation de la dynamique et de la sélectivité, et donc du facteur de qualité, ce qui permet de rendre les performances des filtres à capacités commutées comparables aux autres types de filtres décrits en chapitre 1.

Tableau 4.1 : Résumé des performances en simulation.

Paramètres mesurés sous une tension de 3,3 Volts	Conf. RC	Conf. LC
Consommation en courant (mA)	26	26
Bande de fréquence d'accordabilité (MHz)	320-500	320-500
Bande passante à -3dB @ Fo (MHz)	0,9	0,9
Facteur de qualité	355-550	355-550
Pertes d'insertion @ Fo (dB)	10	2,5
Dynamique (dB)	21,5	25,5
Point de compression à 1dB @ Fo (dBm)	-12,5	-5
Facteur du bruit @ Fo (dB)	19	7

Dans le tableau 4.1, les résultats sont donnés uniquement jusqu'à 500 MHz car au-delà les pertes d'insertion du filtre augmentent et la dynamique commence à chuter. Nous pouvons rappeler que la bande de fréquence visée s'étend de 350 MHz à 500 MHz.

4. Impact du bruit de phase sur la constellation des signaux

Comme il a été vu précédemment le circuit de commande est réalisé à partir d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension associé à des portes logiques assurant la fonction « ou exclusif », cette solution originale permet de générer toutes les impulsions de commande nécessaires à la commutation. L'avantage majeur de cette architecture est la réduction de la fréquence du signal de commande par rapport à une solution par registre à décalage utilisée en basses fréquences. Cet atout permet ainsi la conception de filtres à capacités commutées opérant à très hautes fréquences (radiofréquences pour l'instant).

En revanche, tant que l'OCT n'est pas asservi en phase par l'intermédiaire d'une DLL (**D**elay **L**ocked **L**oop) ce qui est le cas pour ce prototype, le bruit de phase propre à tout oscillateur peut engendrer une dégradation du comportement de ce filtre.

En effet, le bruit de phase généré par l'OCT en anneau peut avoir un effet néfaste sur les signaux de commande, car ce bruit se traduit dans le domaine temporel comme une variation aléatoire de la fréquence instantanée et par conséquent de la période des signaux de commande (« jitter »), entraînant ainsi une dégradation de cette même commande (figure 4.32).

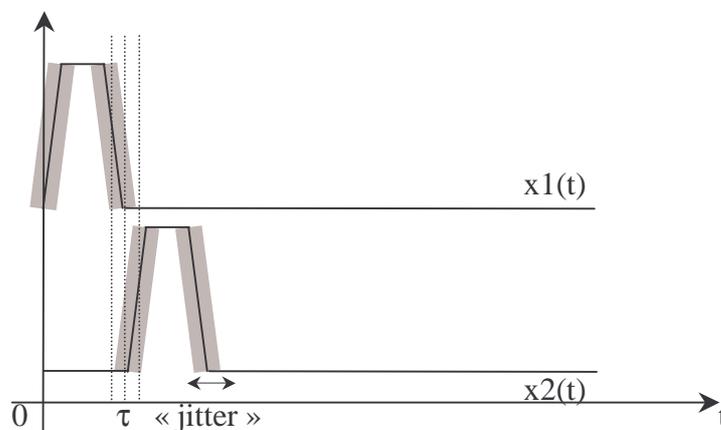


Figure 4.32 : Représentation théorique des deux premiers signaux de commande $x_1(t)$ et $x_2(t)$ du filtre lors de l'application d'un « jitter ».

Selon la valeur de cette gigue temporelle, la réponse du filtre peut s'en trouver détériorée. Par conséquent, durant la conception, une grande attention doit être portée sur la minimisation de ce bruit de phase en respectant les règles décrites dans le paragraphe 3. 4.

Dans le paragraphe suivant, l'effet du bruit de phase (« jitter » dans le domaine temporel) sur les signaux de commande du filtre à capacités commutées sera étudié.

4-1. Modélisation globale du système

Commençons ce paragraphe par la détermination de la relation entre le bruit de phase et le « jitter » dans un oscillateur. Si le « jitter » est généré principalement par un bruit blanc gaussien η , sa densité spectrale (SSB : **S**ingle-**S**ided **B**and) est exprimée par :

$$S_{\eta}(f) = 2 a \quad (4.13)$$

Alors que sa fonction d'autocorrélation est :

$$R_{\eta}(t_1, t_2) = a \delta(t_1 - t_2) \quad (4.14)$$

où $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac.

Comme nous l'avons défini auparavant (chapitre 3), le « jitter » peut être considéré comme étant la déviation de la variation sur une période $T = 1/f_0$, donc,

$$\begin{aligned} J^2 &= \text{Var}(j(t+T)-j(t)) = E[(j(t+T)-j(t))^2] \\ &= E[(j(t+T))^2 - 2(j(t+T)j(t)) + (j(t))^2] \\ &= E[(j(t+T))^2] - 2 E[j(t+T)j(t)] + E[(j(t))^2] \end{aligned}$$

ainsi,

$$J^2 = R_j(t+T, t+T) - 2 R_j(t+T, t) + R_j(t, t) \quad (4.15)$$

Dans ces conditions, le « jitter » peut être considéré comme un processus de Wiener [20], donc :

$$j(t) = \int_0^t \eta(\tau) d\tau$$

Sa fonction d'autocorrélation s'écrit, ainsi :

$$R_j(t_1, t_2) = a \min(t_1, t_2)$$

En appliquant ce résultat sur l'expression du « jitter », on obtient :

$$\begin{aligned} J^2 &= a(t+T) - 2 a t + a t = a T \\ J &= \sqrt{a T} \end{aligned} \quad (4.16)$$

De plus, dans le troisième chapitre, nous avons exprimé la phase en fonction du « jitter » comme suit,

$$\phi(t) = 2\pi f_0 j(t) \quad (4.17)$$

D'après les relations (4.13), (4.15) et (4.17), la densité spectrale de puissance de bruit phase est :

$$S_{\phi}(\Delta f) = 2 a \frac{(2\pi f_0)^2}{(2\pi \Delta f)^2} = \frac{2 a (f_0)^2}{\Delta f^2} \quad \text{Et} \quad a = \frac{\Delta f^2}{2 (f_0)^2} S_{\phi}(\Delta f)$$

avec, Δf est la fréquence distante de la fréquence porteuse.

D'après la référence [21], le bruit de l'oscillateur peut être exprimé en fonction de $S_{\phi}(\Delta f)$ par :

$$L\{\Delta f\} = \frac{1}{2} S_{\phi}(\Delta f) \quad (4.18)$$

Lorsque le bruit de phase se trouve dans la zone en $1/f^2$ il est donc généré par la conversion du bruit blanc gaussien, par conséquent, le « jitter » peut être calculé par l'expression suivante :

$$J = \sqrt{a T} = \sqrt{\frac{1}{f_0} \frac{\Delta f}{f_0}} 10^{-L\{\Delta f\}/10} \quad (4.19)$$

Dans cette expression f_0 , Δf , $L\{\Delta f\}$ sont respectivement la fréquence d'oscillation, la fréquence distante de la fréquence porteuse et le bruit de l'oscillateur.

Connaissant le bruit de phase de l'OCT en anneau obtenu par simulation il est possible de calculer la valeur du « jitter » correspondant. Comme nous l'avons donné dans le paragraphe 3-1-3 de ce chapitre la valeur du bruit de phase est de -111 dBc/Hz à 1-MHz de la fréquence porteuse, à cette distance on peut considérer que le bruit de phase se trouve dans la zone en $1/f^2$ et donc généré par la conversion du bruit blanc gaussien. A partir de la relation (4.18) la valeur du « jitter » est égale à 0,28 ps, cette valeur peut être considérée négligeable devant la durée de l'impulsion qui est égale à 250 ps.

Des simulations ont été réalisées sur le circuit global afin de prévoir les dégradations éventuelles qui peuvent être générées par ce type de filtre lors d'une transmission numérique type $\pi/4$ -DQPSK (**D**ifferential **Q**uadrphase **S**hift **K**eying) [22], et d'étudier ainsi l'effet du bruit de phase (« jitter » temporel) généré par le circuit de commande. Le principal avantage de cette modulation de phase consiste en la possibilité d'augmenter la capacité du canal en augmentant le nombre d'états. La modulation $\pi/4$ DQPSK est employée dans les systèmes de mobiles tels que le NADC (North American Digital Cellular), le PHC (Pacific Digital Cellular), PHS (Personal Handyphone System), TETRA Trans-European Trunked Radio [22].

La modulation $\pi/4$ DQPSK est en fait constituée de deux modulations QPSK déphasée de $\pi/4$, donnant donc huit phases différentes. Le diagramme de constellation de cette modulation est représenté sur la figure 4.33. Cette modulation est une modulation différentielle c'est-à-dire que les symboles sont représentés par la transition entre les états et non par un état absolu. Les transitions se déroulent d'une constellation QPSK à l'autre constellation QPSK évitant ainsi le passage par l'origine. Par conséquent, l'enveloppe de cette modulation subit moins de variation que celle de la QPSK et ce qui permet à cette modulation $\pi/4$ DQPSK d'être considérée comme très performante.

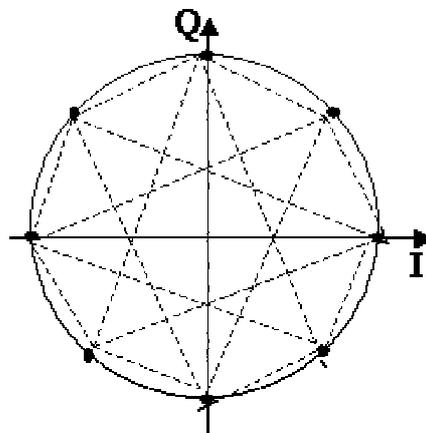


Figure 4.33 : Diagramme de constellation de la modulation $\pi/4$ DQPSK.

Notons également que la modulation de phase admet une largeur de bande plus étroite que celle de la modulation de fréquence ce qui permet d'avoir plus de canaux dans une même largeur de bande.

Par conséquent, le choix d'étudier l'impact du bruit de phase du circuit de commande sur le comportement du filtre et les dégradations pouvant en résulter avec une telle modulation différentielle $\pi/4$ -DQPSK est justifié par son utilisation dans plusieurs standards de téléphonie mobile, mais surtout par sa forte sensibilité aux fluctuations de la phase.

4-2. Validation par simulation

A partir du modèle de simulation (figure 4.34), le logiciel de CAO (ADS) permet de représenter directement la constellation et de calculer les vecteurs d'erreur engendrés (EVM : **E**rror **V**ector **M**agnitude) par l'application du bruit de phase sur les signaux de commande du filtre LC à capacités commutés.

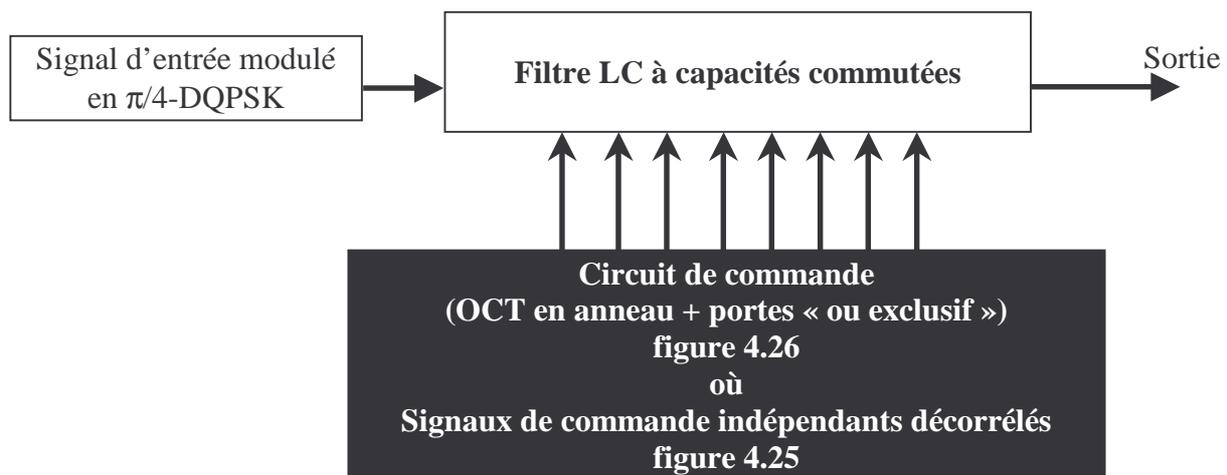


Figure 4.34 : Digramme fonctionnel utilisé pour la simulation du système.

Connaissant la valeur du bruit de phase de $-111,26$ dBc/Hz à 1-MHz de la fréquence porteuse obtenue en simulation (paragraphe 4. 4-1), il est possible de calculer le « jitter » correspondant. Comme nous l'avons signalé auparavant ce « jitter » introduit une variation aléatoire de la fréquence instantanée et par conséquent une dégradation des formes d'ondes de signaux de commande. Selon la corrélation pouvant exister entre ces signaux l'influence sur la constellation et par conséquent l'EVM est différente.

Les figures 4.35 et 4.36 représentent pour un même bruit de phase les constellations obtenues à une fréquence de commande $F_0 = 500$ MHz, en utilisant une modulation $\pi/4$ -DQPSK à l'entrée du circuit. Le débit binaire choisi est de 12,15 Kbps, avec un nombre total de 204,8 symboles. Dans le cas présenté sur la figure 4.35, les impulsions de commande proviennent de sources différentes, par conséquent, elles peuvent se superposer, ce phénomène engendre un dysfonctionnement du système de filtrage qui se traduit par une réelle dégradation de la constellation en sortie du filtre [23, 24].

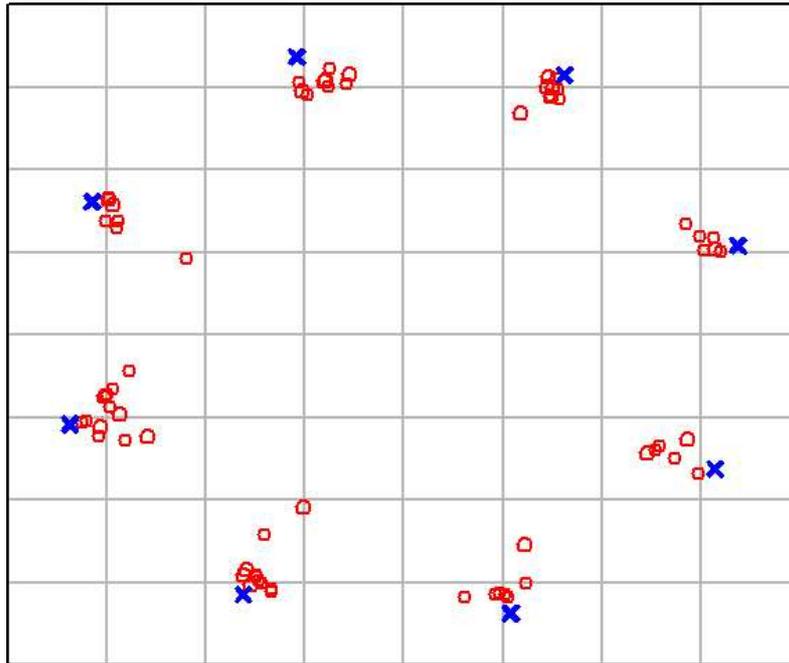


Figure 4.35 : Représentations de la constellation d'entrée (idéale) et de la constellation obtenue en sortie du circuit dans le cas d'un bruit de phase non corrélé.

Par contre lorsque les impulsions sont générées par une source unique, ce qui correspond à l'architecture de commande présentée précédemment et retenue lors de cette conception, le « jitter » s'applique alors de façon corrélée sur les impulsions. Dans ces conditions, il est intéressant de remarquer que la constellation n'est que très peu dégradée, en effet, seule une atténuation sur l'amplitude est notable (figure 4.36).

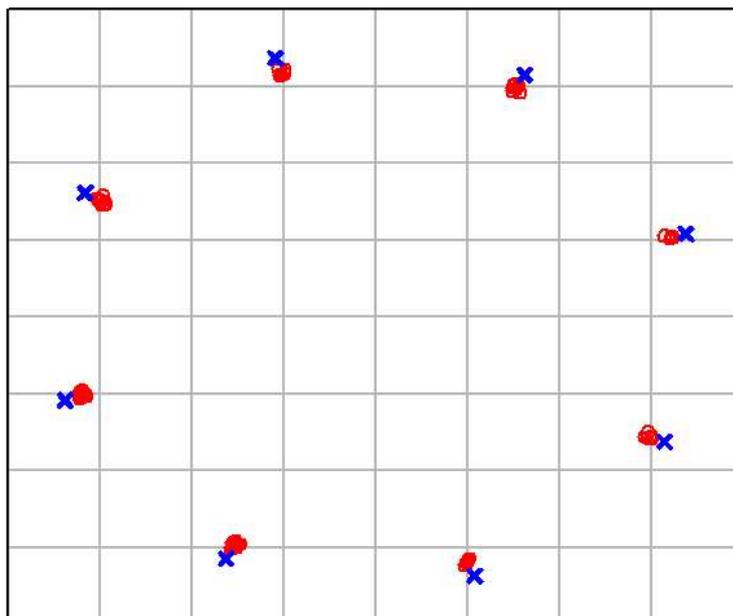


Figure 4.36 : Représentations de la constellation d'entrée (idéale) et de la constellation obtenue en sortie du circuit dans le cas d'un bruit de phase corrélé.

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'EVM (Error Vector Magnitude) est un paramètre qui permet de quantifier l'effet d'un bruit additif sur la déformation de la constellation du signal transmis. Ce critère mesure l'écart de position entre les symboles obtenus et les positions idéales sur l'ensemble d'une constellation. Il caractérise à la fois les erreurs apportées sur les symboles émis, dues aux fluctuations du gain mais aussi de la phase du circuit.

Les représentations précédentes de différentes constellations (figures 4.35 et 4.36) ont permis le calcul des l'EVM dans les deux configurations précédentes corrélées et non-corrélées.

Tableau 4.2 : Valeurs normalisées d'EVM.

EVM (RMS) - Cas du bruit corrélé	EVM (RMS) - Cas du bruit non corrélé
1,314 %	9,526 %

Notons que la valeur RMS de l'EVM ne dépasse pas 1,5 % dans le cas où le bruit est corrélé, par contre cette valeur s'approche de 10 % dans le cas où les sources des signaux de commande seraient totalement indépendantes.

Comme nous l'avons déjà précisé, le choix de l'architecture qui est proposée dans ce mémoire correspond au cas le plus favorable car une seule source, en l'occurrence l'OCT, génère l'ensemble des signaux de commande, il s'en suit que les commandes peuvent être considérées corrélées [24].

5. Réalisation et résultats de mesure

Un prototype constitué d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande (oscillateur en anneau avec les portes «ou exclusif») a été fabriqué en technologie standard BiCMOS 0,35 μm . Le dessin des masques et la photomicrographie du circuit sont donnés respectivement sur les figures 4.37 et 4.38, la taille de la puce est de 1100 μm x 1750 μm , les réseaux d'adaptations en entrée et sortie sont externes.

Pour ce prototype, l'inductance n'a pas été intégrée, afin d'optimiser le comportement du filtre en fonction des valeurs de cette inductance.

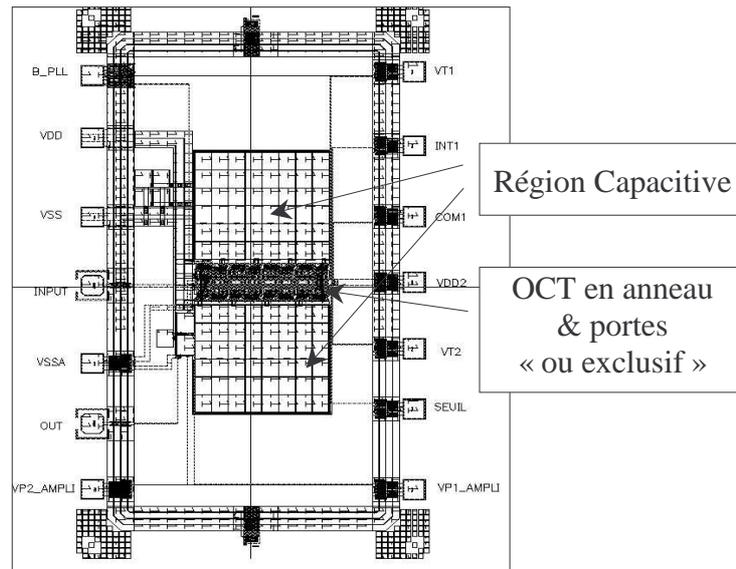


Figure 4.37 : Dessin du masque du filtre à capacités commutées et de son circuit de commande, la taille totale est de $1,1 \times 1,75 \text{ mm}^2$.

Les valeurs respectives de l'inductance L et de la capacité C sont de 200 nH et de 50 pF . Ces valeurs élevées de capacité intégrées sont réalisées en technologie double polysilicium présentant des densités capacitives 4 fois plus élevées que les capacités MIM (Metal Interlayer Metal).

Comme nous l'avons signalé précédemment, pour cette conception, une attention particulière a été accordée à l'application passe bande du filtre (autour de la fréquence fondamentale de commutation), ce qui explique les mesures réalisées par la suite.

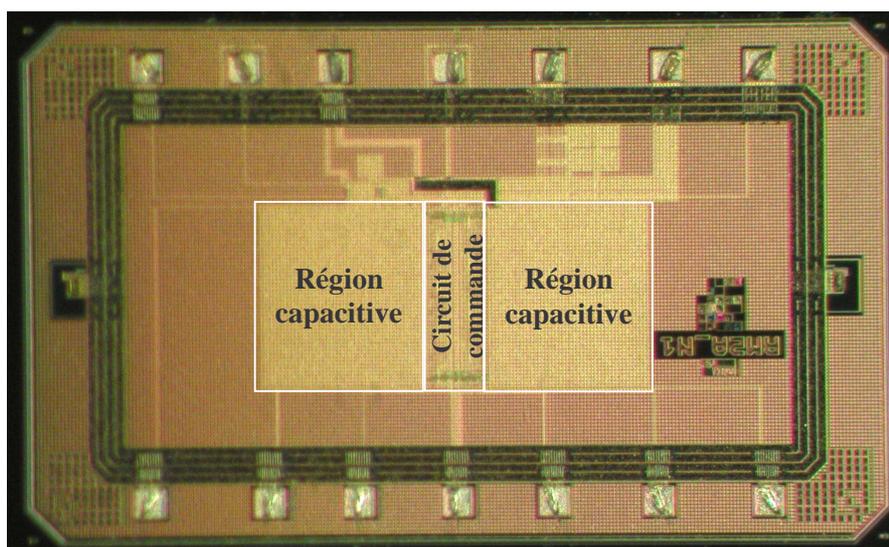


Figure 4.38 : Photomicrographie du filtre à capacités commutées et de son circuit de commande, la taille totale est de $1,1 \times 1,75 \text{ mm}^2$.

Dans ces conditions, les résultats de mesure montrent un réglage de la fréquence d'accord du filtre entre 240 MHz et 508 MHz. Soit une bande de fréquence égale à 268 MHz.

D'après la figure 4.39, la fonction du transfert de référence du filtre obtenue lorsque tous les commutateurs sont ouverts présente une résonance due aux réseaux d'adaptation. Cette réponse est à comparer avec la fonction de transfert du filtre à capacités commutées, lorsque la fréquence de commutation est proche de 300 MHz. Sur cette figure apparaît nettement la haute sélectivité apportée par le filtre à capacités commutées.

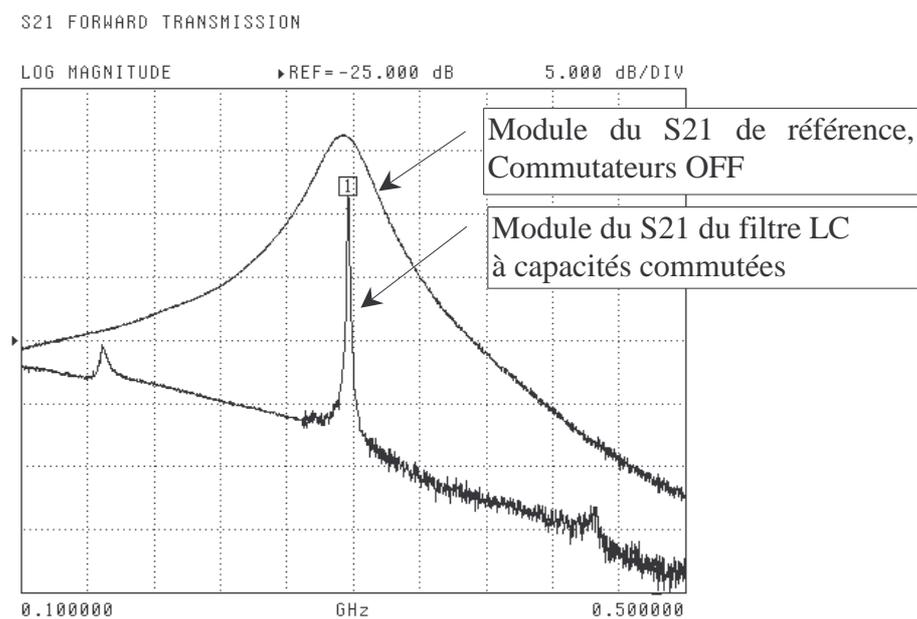


Figure 4.39 : S21 paramètre du filtre LC à capacités commutées mesurée autour de $F_0 = 300$ MHz par l'analyseur de réseau « Anritsu 37325C ».

La figure 4.40 présente un zoom de la fonction de transfert autour d'une fréquence de commutation proche de 300 MHz. La bande passante à -3 dB mesurée à 300 MHz est égale à 0,97 MHz (0,9 MHz en simulation), soit un facteur de qualité de 310. En diminuant les amplitudes des signaux de commutation, le facteur de qualité a été augmenté jusqu'à 320 mais avec une diminution de la dynamique de l'ordre de 5 dB.

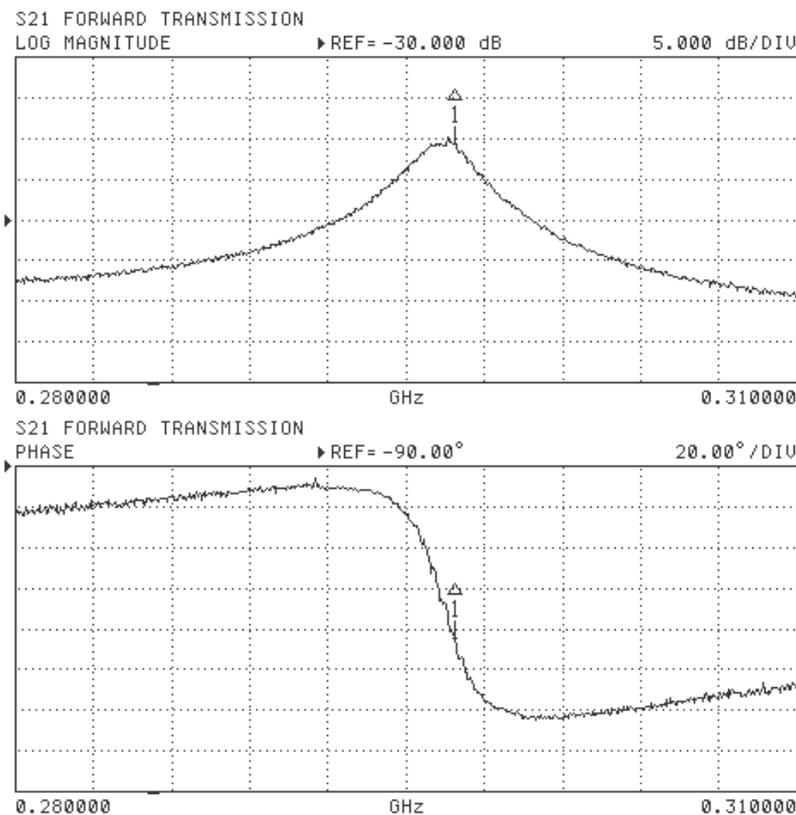


Figure 4.40 : Fonction de transfert en module et phase mesurée autour d'une fréquence de commutation $F_0 = 300$ MHz.

Les résultats de mesures réalisés à des fréquences de commutations respectivement égales à 300 MHz et 492 MHz sont résumés dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Résumé des performances mesurées du circuit.

Paramètres	300 MHz	492 MHz
Taille de prototype (puce)	1,1 x 1,75 mm ²	
Consommation en tension (Volt)	3	3
Consommation en courant (mA)	26	27
Bande passante à -3 dB (MHz)	0,970	3,4
Facteur de qualité	310	140

Pertes d'insertion à F_o (dB)	4	1
Dynamique (dB)	18	12
Point de compression à 1 dB à F_o (dBm)	-9	-9

Les différences observées entre les résultats de simulation et les mesures sont principalement dues à des défauts de modélisation du comportement aux fréquences harmoniques supérieures des signaux de commutation.

Notons ici que l'utilisation d'une technologie CMOS plus récente ayant une fréquence de transition f_T supérieure aurait permis d'améliorer encore les performances de l'ensemble du système, notamment en terme de fréquence de commutation.

Nous regrettons le faible nombre de circuits disponibles lors de cette étude qui ne nous a pas permis toutes les caractérisations que nous souhaitions.

Conclusion

Dans ce quatrième chapitre, la conception d'un filtre à capacités commutées a été présentée. L'ensemble du circuit a été réalisé avec une technologie BiCMOS Silicium 0,35 μm d'ALCATEL Microelectronics à Bruxelles. La taille totale de la puce était égale à 1,1 x 1,75 mm^2 . Le choix de cette technologie qui permet un compromis coût-performance très favorable est imposé par l'application de ce circuit au domaine des communications sans fil. Ce nouveau circuit est basé sur l'association d'un filtre LC à capacités commutées avec son circuit de commande, pour des applications de filtrage passe-bande en radiofréquences. Les grandes lignes des spécifications qui ont guidé cette conception se sont appuyées sur la norme de radiotéléphonie mobile TETRAPOL de EADS-TELECOM. La fréquence centrale est accordable entre 350 MHz et 500 MHz soit un facteur de qualité supérieur à 300.

La faisabilité de l'ensemble du système comprenant la commande et le filtrage a été démontrée. Cette démonstration s'est appuyée sur des simulations, puis sur des mesures, et elle a mis également en exergue des avantages importants, à savoir :

- 1- La réduction de la fréquence du signal de commande par rapport à une commande basse fréquence utilisant un registre à décalage.
- 2- L'agilité en fonction d'une fréquence d'horloge sur une large bande de fréquence, permettant à la fois de balayer plusieurs canaux dans le domaine des radiofréquences, et de compenser les dispersions dues à la technologie.
- 3- La haute sélectivité et par conséquent, l'obtention de facteurs de qualité de l'ordre de quelques centaines avec des circuits entièrement intégrables.

Tous ces avantages groupés sur une seule puce devraient permettre de rendre ce type de filtres très attractif pour des solutions totalement intégrées (SOC). En effet, les résultats de mesure obtenus avec ce prototype sont très attractifs, en particulier la bande d'accord et le facteur de qualité. Ils sont comparables aux performances des filtres à ondes de surface (SAW). En conséquence, ces filtres pourraient être une alternative intéressante aux filtres passifs.

La présente étude a prouvé la faisabilité de ces filtres en technologie BiCMOS 0,35 μm pour des applications radiofréquences. Cependant, pour assurer le développement de ces filtres à capacités commutées dans le domaine de la radiocommunication sans fil, un compromis technologique devra être trouvé, entre une technologie performante et coûteuse en vue d'obtenir des résultats attractifs, et une technologie moins performante au risque de dégrader les performances de ces filtres et de les rendre non concurrentiels comparés aux circuits passifs.

Références du chapitre 4

- [1] **Julius Edgar Lilienfeld**,
“The basic principle behind the MOS field-effect transistor”,
<http://chem.ch.huji.ac.il/~eugeniik/history/lilienfeld.htm>.
- [2] **Y. Tsividis**,
“Operating and modelling of the MOS transistor”,
Wiley, New-York, 1985.
- [3] **P. R. Gray, and R.G. Meyer**,
“Analysis and Design of analog integrated circuits”,
Third edition, Wiley, 1993.
- [4] **W. Liu, X. Jin, J. Chen, M-C Jeng, Z. Liu, Y. Cheng, K. Chen, M. Chan, K. Hui, J. Huang, R. Tu, P. K. Ko, and C. Hu**,
“BSIM3v3.2.2 MOSFET Model Users Manual”,
Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, CA 94720, 1999. <http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3>
- [5] **J. de Pontechara**,
“Transistors bipolaires intégrés”,
Techniques de l'ingénieur, E2-427.
- [6] **S. Wolf**,
“Silicon Processing for the VLSI”,
Lattice Press, volume 2, 1990.
- [7] **A. R. Alvarez**,
“BiCMOS technology and applications”,
Kluwer, Massachusetts, 1990.
- [8] **Jean-Marie Paillot**,
“Analyses comportementales et conceptions de circuits électroniques non-linéaires appliqués aux domaines des radiocommunications : Oscillateurs Contrôlés en Tension et Filtres à capacités commutées”,
Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, 11 décembre 2003.
- [9] **J. M. Paillot, C. Duvanaud et M. Prigent**,
“Analyse de circuit RF à capacités commutées par les méthodes d'équilibrage harmonique et de conversion de fréquence”,
JNM 1997, pp. 584-549, Sait-Malo Mai 1997.
- [10] **T. C. Wiegandt**,
“Low-phase noise, low-timing-jitter design techniques for delay cell based vcocs and frequency synthesizers”,
Dissertation. Berkeley, CA: University of California at Berkeley, 1998.

- [11] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,**
“CMOS RF Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO”,
International Journal of Electronics and Communications, vol. 59, no. 2, 2005. (A paraître)
- [12] **B. Kim, D. N. Helman, and P. R. Gray,**
“A 30-MHz Hybrid Analog/Digital Clock Recovery Circuit in 2- μ m CMOS”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, n°6, pp. 1385-1394, December 1990.
- [13] **J. M. Paillot, A. El Oualkadi, H. Guegnaud, and R. Allam**
“Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO in CMOS 0.35 μ m”,
2003 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Philadelphia, pp. 119-122, 7-14 June 2003, USA.
- [14] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,**
“Filtres à Capacités Commutées Accordables à Fort Facteurs de Qualité en Technologie CMOS 0.35 μ m”,
IEEE International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT'04), ref. 214, Sousse, Tunisia, 15-20 Mars 2004.
- [15] **T. H. Lee, A. Hajimiri,**
“Oscillator phase noise – a tutorial”,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 3, pp.326-336, March 2000.
- [16] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, R. Allam, and L. Dascalescu,**
“New Command Circuit Design for Tuning High-Q Pseudo 8-path Switched-Capacitor Filter”,
IEICE Electronics Express in Japan, vol. 1, no. 13, pp. 363-367, 10 october 2004.
- [17] **J. M. Paillot et H. Mokrani,**
“Filtre à transfert de charges accordable par VCO en Anneau en technologie CMOS 0,35 μ m”,
12^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM'01), 6A.2-2, Poitiers 17-19 Mai 2001.
- [18] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot et R. Allam,**
“Analyse Comparative des Filtres Accordables RC et LC à Capacités Commutées en Radiofréquences”,
13^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM'03), pp. 416-417, Lille 21-23 mai 2003.
- [19] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam,**
“Design of High-Q Switched Capacitor Filter Tunable over a RF Broadband for Wireless Applications”,
2004 IEEE MMT-S Mediterranean Microwave Symposium (MMS'04), session 1C, Marseille, France, 1-3 June 2004.
- [20] **W. Gardner,**
“Introduction to Random Processes: with Applications to Signals and systems”,
McGraw-Hill, 1989.

- [21] **W. Gardner**,
“Introduction to Random Processes: with Applications to Signals and systems”,
McGraw-Hill, 1989.
- [22] **G. Vendelin, A. Pavio, and U. Rohde**,
“Microwave Circuit Design”,
J. Wiley & Sons, 1990.
- [23] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot et R. Allam**
“Effet du jitter des signaux de commande sur un filtrage à capacités commutées”,
7^{èmes} Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique (JNRDM'04),
pp. 251-253, Marseille, 4-6 mai 2004.
- [24] **A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud and R. Allam**,
“A Novel Q-Enhanced LC Switched-Capacitor Bandpass Filter for Digital Wireless
RF Applications”,
2004 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Fort Worth, TX, pp. 659-662, 6-8 June 2004,
USA.

Conclusion générale

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire consistait en une analyse comportementale des filtres monolithiques à capacités commutées afin de comprendre leurs modes de fonctionnement en vue de concevoir un prototype et ainsi de montrer leur faisabilité pour des applications radiofréquences.

L'analyse comportementale de ces filtres a nécessité la mise au point d'un algorithme basé sur le formalisme des matrices de conversion dont le principe général consiste à effectuer une linéarisation des éléments non-linéaires autour du point de fonctionnement grand signal variant dans le temps à l'aide des matrices de conversion des non-linéarités. Les signaux de fortes amplitudes étant les signaux de commutation et les signaux de faibles amplitudes étant les signaux utiles d'entrée et de sortie du filtre. Cette méthode d'analyse spécialement utilisée pour l'étude du bruit de phase des oscillateurs, semble à ce jour parmi les plus rigoureuses et les plus efficaces en terme de temps de calcul pour l'analyse de ce type de filtres. La limite de cette méthode réside dans la faible amplitude du signal d'entrée vis à vis des signaux de commutation, car la seule analyse non-linéaire qui est effectuée tient compte uniquement des signaux de commutation. Cette contrainte implique l'impossibilité d'analyser le comportement du filtre proche de la saturation. Outre cet inconvénient, ce simulateur permet l'analyse et la compréhension du mode de fonctionnement de ces circuits à capacités commutées. Afin de valider cette approche, diverses simulations ont été faites montrant l'influence des différents éléments du filtre RC à capacités commutées sur son comportement. Lors de cette première étude des critères de choix ont déjà pu être établis quant à la taille des transistors et à la valeur de la constante de temps RC.

Comme nous l'avons signalé au cours de ce mémoire, les filtres à capacités commutées nécessitent une horloge pour commander les commutateurs. Cette horloge joue un rôle très important, car les performances de ces filtres sont strictement reliées à la qualité des signaux de commande générés, en termes de forme d'onde, de stabilité et donc de pureté spectrale. En effet, la génération des signaux de commande est le premier souci rencontré lors de la conception de ces filtres en radiofréquences.

Habituellement, la solution la plus répandue pour commander les filtres à capacités commutées en basses fréquences consiste à déplacer une impulsion par un registre à décalage dont la fréquence d'horloge doit être égale à la fréquence centrale du filtre multiplié par le nombre des capacités à commuter ($N F_0$). Par conséquent, cette fréquence d'horloge devient rapidement un obstacle au développement de ce circuit, et il faut donc trouver d'autres solutions de commande capables de fonctionner dans le domaine des radiofréquences tout en étant entièrement intégrables. Pour cela, la possibilité de commander ces filtres à capacités commutées par un nouveau circuit de commande à base d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension a été étudiée. Ce circuit est complètement intégrable, il permet à l'aide de ces cellules différentielles de générer des impulsions retardées qui sont utilisées pour la commande des filtres à capacités commutées.

Puisque ces oscillateurs contrôlés en tension sont à la base de l'architecture proposée pour le circuit de commande, alors le bruit de phase doit être le plus faible possible afin de réduire au maximum les variations temporelles aléatoires des signaux de commande des commutateurs.

Cette instabilité de la fréquence des oscillateurs due aux principales sources physiques de bruit, peut éventuellement dégrader la forme d'onde des signaux de commande. Cette instabilité a été étudiée tout d'abord en décrivant les origines physiques et les modèles des sources de bruit apparaissant dans les transistors. Ensuite l'impact de ces sources sur le signal de sortie des oscillateurs et plus particulièrement sur le bruit de phase ainsi généré a été étudié.

L'étude expérimentale préliminaire en basses fréquences présentée dans le troisième chapitre a permis d'illustrer les conséquences de la présence du « jitter » des signaux de commande. Cette étude a montré qu'une attention particulière doit obligatoirement être portée sur la minimisation du « jitter » des signaux lors de la conception du circuit de commande afin d'éviter toute dégradation des performances des filtres à capacités commutées. Cependant étant donné la sélectivité importante de ce filtre il va de soi qu'un asservissement en phase sera nécessaire pour une utilisation système.

Dans le quatrième chapitre, les différentes étapes de la conception d'un nouveau circuit formé de l'association d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande basé sur un OCT en anneau ont été présentées. Dans ce cas concret, l'effet du « jitter » du circuit de commande sur le comportement du filtre en radiofréquences a été étudié. L'ensemble du circuit a été réalisé avec une technologie BiCMOS Silicium 0.35 μm d'ALCATEL Microelectronics à Bruxelles. La taille totale de la puce était égale à 1.1 x 1.75 mm^2 .

La faisabilité de l'ensemble du circuit comprenant la commande et le filtrage a été démontrée en s'appuyant sur des simulations, puis sur des mesures. Cette démonstration a mis également en exergue des avantages importants. Tout d'abord la réduction de la fréquence du signal de commande par rapport à une commande basse fréquence utilisant un registre à décalage. Le deuxième point intéressant est la haute sélectivité et par conséquent l'obtention de facteurs de qualité de l'ordre de quelques centaines avec des circuits entièrement intégrables. Le dernier avantage que nous citerons est l'agilité sur une large bande de fréquence, permettant à la fois de balayer plusieurs canaux dans le domaine des radiofréquences, et de compenser les dispersions dues à la technologie. Tous ces avantages concentrés sur une seule puce devraient permettre de rendre ce type de filtre très attractif, en particulier la bande d'accord et le facteur de qualité qui sont comparables aux performances des filtres à ondes de surface (SAW). En conséquence, ces filtres pourraient être une alternative intéressante aux filtres passifs, dans l'optique des systèmes « On-Chip ». Notons ici que l'utilisation d'une technologie CMOS plus récente ayant une fréquence de transition f_T supérieure aurait permis d'améliorer encore les performances de l'ensemble du système, notamment en terme de fréquence de commutation.

Dans ce contexte, la conception d'un filtre à capacités commutées commandé par un VCO (Voltage Controlled Oscillator) poly-phases à résonateur LC inclus dans une boucle à verrouillage de phase peut être une perspective très intéressante dans l'objectif d'un filtrage du canal de transmission. Cette application nécessite obligatoirement une montée en fréquence et donc l'utilisation de technologie beaucoup plus performante.

Liste des publications et communications auxquelles a donné lieu ce travail

α PUBLICATIONS DANS DES REVUES INTERNATIONALES AVEC ACTES ET COMITÉ DE LECTURE

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, R. Allam, and L. Dascalescu,
"New Command Circuit Design for Tuning High-Q Pseudo 8-path Switched-Capacitor
Filter". IEICE Electronics Express in Japan, vol. 1, no. 13, pp.363-367, 10 october 2004.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,
"CMOS RF Switched Capacitor Bandpass Filter Tuned by Ring VCO".
International Journal of Electronics and Communications, vol. 59, no. 2, 2005. (A
paraître)

α COMMUNICATIONS DANS DES CONGRES INTERNATIONAUX AVEC ACTE ET COMITÉ DE LECTURE

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,
"Switched Capacitor bandpass filter tuned by ring VCO in CMOS 0.35 μ m".
2003 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Philadelphia, PA, USA, 8-10 June, pp. 119-122.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,
"Filtres à Capacités Commutées Accordables à Forts Facteurs de Qualité en Technologie
CMOS 0.35 μ m".
IEEE International conference of SETIT, Sousse, Tunisia, 15-20 Mars 2004, ref. 214.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,
"Design of High-Q Switched Capacitor Filter Tunable over a RF Broadband for
Wireless Applications".
2004 IEEE Mediterranean Microwave Symposium, Marseille, session 1C, 1-3 June.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, H. Guegnaud, and R. Allam,
"A Novel Q-Enhanced LC Switched-Capacitor Bandpass Filter for Digital Wireless RF
Applications".
2004 IEEE MTT-S RFIC Symposium, Fort Worth, TX, USA, 6-8 June, pp. 659-662.

σ COMMUNICATIONS DANS DES CONGRES NATIONAUX AVEC ACTE ET COMITÉ DE LECTURE

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, et R. Allam,

"Analyse et conception des filtres RC et LC à transfert de charges accordables pour des applications radiofréquences".

6^{èmes} J.N.R.D.M, pp.59-60, Toulouse 14-16 mai 2003.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, et R. Allam,

"Analyse comparative des filtres accordables RC et LC à capacités commutées en radiofréquences".

Journées Nationales Microondes, Lille 2003, ref. 4D4.

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, et R. Allam,

"Effet du jitter des signaux de commande sur un filtrage à capacités commutées".

7^{èmes} J.N.R.D.M, pp. 251-253, Marseille 4-6 mai 2004.

σ COMMUNICATIONS DANS DES CONGRES NATIONAUX AVEC ACTE ET SANS COMITÉ DE LECTURE

A. El Oualkadi, J. M. Paillot, et R. Allam,

"Etude, analyse et conception des filtres à capacités commutées – application à la téléphonie mobile".

2^{èmes} Journées Doctorales Poitou-Charentes, 2IP, Futuroscope- Poitiers 23-25 Juin 2003.

**« Behavioral Analysis of switched capacitor filters for
radiocommunications :
Design of a new architecture in BiCMOS 0.35 μm technology »**

ABSTRACT:

The main objective of the present research work is both to study the feasibility of radio-frequency monolithic switched capacitor filters for radio-communications, and to proceed to the analysis and design of these filters in the standard BiCMOS 0.35 μm technology. The behavioral analysis of these filters required the establishment of an original algorithm based on the conversion matrixes formalism, which in general principle consists of linearizing the non-linear elements around the operating points. This analysis method, especially used for the phase noise study of oscillator, seems to be among the most rigorous and efficient in term of calculation time for the analysis of this kind of filters in the present day.

Traditionally, at low-frequencies the command of these filters is performed by using a shift register. However, this technique is not feasible in RF domain. An original solution has been proposed which consists in the use of a ring voltage controlled oscillator with « XOR » gates to command the filter. In the present thesis, it has been shown that the association of such command circuit with these filters presents some advantages which make it more attractive for designers. For the application in radio-communication specifications, the classical structure of the switched capacitor filter has been optimized to reduce the noise figure and to increase the dynamic range, thus a new architecture (LC switched capacitor filter) has been proposed. The whole circuit has been simulated in the case of digital transmission (ex. $\pi/4$ -DQPSK), the results have shown the adaptability for such kind of transmission. Moreover, the command circuit phase noise has been taken in account to study the jitter impact on the filter behavior.

To validate the simulation results, a prototype consisted of an LC switched capacitor filter and its command circuit has been fabricated in standard BiCMOS 0.35 μm technology, the chip area is 1.1 x 1.75 mm². This first prototype has allowed to prove the feasibility of this architecture in the RF domain. The experimental results are in good agreement with simulations and are susceptible to render this original architecture attractive for RF applications.

KEYWORDS : Analog design, Switched capacitor filters, non-linear circuits, conversion matrixes, commutation, quality factor, band-pass, selectivity, tunable, command circuit, ring voltage controlled oscillator, phase noise, jitter, BiCMOS 0.35 μm , error vector magnitude, radio-communications on-chip systems.

RESUME :

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire s'inscrit dans l'objectif général d'étudier la faisabilité de filtres monolithiques radiofréquences (RF) à capacités commutées pour la radiocommunication mobile, et de pouvoir procéder à l'analyse et à la conception de ces filtres en technologie standard BiCMOS 0,35 μm . L'analyse comportementale de ces filtres a nécessité la mise au point d'un algorithme original basé sur le formalisme des matrices de conversion, dont le principe général consiste à effectuer une linéarisation des éléments non-linéaires autour du point de fonctionnement grand signal. Cette méthode d'analyse, spécialement utilisée pour l'analyse du bruit de phase des oscillateurs, semble à ce jour parmi les plus rigoureuses et les plus efficaces en terme de temps de calcul pour l'analyse de ce type de filtres.

Traditionnellement, à basse fréquence la commande de ces filtres est réalisée à l'aide d'un registre à décalage. Cependant, cette technique n'est pas envisageable en RF. Une solution originale qui consiste à commander le filtre à partir d'un oscillateur en anneau contrôlé en tension et de portes logiques « ou exclusif » a été proposée. Grâce à cette solution, il a été montré que l'association d'un tel circuit de commande appliqué à ce type de filtre présente des avantages importants et par conséquent devrait le rendre beaucoup plus attractif pour les concepteurs. Pour répondre aux spécifications de la radiocommunication mobile, la structure classique du filtre a été optimisée pour réduire le facteur du bruit et augmenter la dynamique, ainsi une nouvelle architecture (filtre LC à capacités commutées) a été proposée. Des simulations ont été réalisées sur l'ensemble du circuit afin de prévoir les dégradations éventuelles qui peuvent être générées par ces circuits lors d'une transmission numérique (ex. $\pi/4$ -DQPSK) et d'étudier ainsi l'impact du bruit de phase (gigue temporelle) généré par le circuit de commande sur le comportement du filtre.

Parallèlement, un prototype composé d'un filtre LC à capacités commutées et de son circuit de commande a été fabriqué en technologie standard BiCMOS 0,35 μm , sur une puce de taille de 1,1 x 1,75 mm². Ce premier circuit a permis de prouver la faisabilité de cette architecture dans le domaine des RF. Les résultats expérimentaux confirment les simulations et sont susceptibles de rendre cette architecture originale attractive pour des applications radiofréquences.

DISCIPLINE : Electronique, Microélectronique et Nanoélectronique.

MOTS-CLES : Filtres à capacités commutées, circuits non-linéaires, matrices de conversion, commutation, facteur de qualité, passe-bande, sélectivité, accordable, circuit de commande, oscillateur en anneau contrôlé en tension, bruit de phase, jitter, BiCMOS 0,35 μm , vecteur d'erreur de modulation, systèmes de radiocommunication intégrés.

Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle – UPRES EA_1219
Équipe Électronique & Électrostatique d'Angoulême
Institut Universitaire de Technologie d'Angoulême
4, avenue de Varsovie
16021 Angoulême