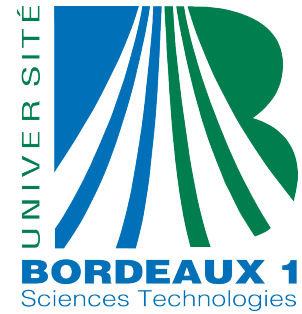


N° d'ordre : 3946



THÈSE
PRÉSENTÉE A

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par

Yahya LAKYS

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

**FILTRES A FREQUENCE AGILE TOTALEMENT ACTIFS :
THEORIE GENERALE ET CIRCUITS DE VALIDATION EN
TECHNOLOGIE SiGe BiCMOS 0.25 μ m**

Soutenue le : 3 décembre 2009

Après avis de :

MM. Bernard JARRY, Professeur, Université de Limoges
Farid TEMCAMANI, Professeur, ENSEA Cergy

Rapporteur
Rapporteur

Devant la commission d'examen formée de :

MM. Alain FABRE, Professeur, ENSEIRB, Bordeaux
Bernard JARRY, Professeur, Université de Limoges
Farid TEMCAMANI, Professeur, ENSEA Cergy
Yann DEVAL, Professeur, ENSEIRB, Bordeaux
Balwant GODARA, Professeur associé, ISEP, Paris
Didier BELOT, STMicroelectronics

Directeur de Thèse
Rapporteur
Rapporteur
Président
Examineur
Examineur

TABLE DE MATIERES

CHAPITRE 1

1	INTRODUCTION.....	6
2	DIFFERENTES ARCHITECTURES DE RECEPTION	6
2.1	Le récepteur superhétérodyne.....	7
2.2	Le récepteur à réjection d'image.....	7
2.3	Les récepteurs Homodyne.....	8
2.3.1	Récepteur à Conversion Directe "Zero-IF"	8
2.3.2	Récepteur à conversion Directe "Low-IF"	9
2.4	Le récepteur à sous-échantillonnage	9
2.5	Conclusions sur les architectures de réception.....	10
3	LES CONCEPTS DE RADIO LOGICIELLE ET DE RADIO COGNITIVE.....	11
3.1	La radio logicielle.....	11
3.1.1	La réception multistandards	11
3.1.2	Définition de la radio logicielle.....	12
3.1.3	Mise en œuvre de la radio logicielle	12
3.1.4	Conclusions	16
3.2	La radio cognitive	17
3.2.1	Généralités.....	17
3.2.2	Origines de la radio cognitive	18
3.2.3	Avantages de la Radio Cognitive	20
3.3	Conclusions, radio logicielle et radio cognitive	20
4	ETAT DE L'ART DES FILTRES RECONFIGURABLES	21
4.1	Définitions.....	21
4.1.1	Définition de la plage de réglage de la fréquence	21
4.1.2	Différence entre filtres réglables et filtres reconfigurables	22
4.1.3	Définition d'un filtre agile.....	23
4.2	Filtres Passifs reconfigurables	23

4.2.1	Les filtres passifs LC intégrés	23
4.2.2	Les filtres SAW et BAW.....	25
4.2.3	Les filtres céramique	26
4.2.4	Les filtres à base de lignes de transmission planaires	27
4.2.5	Conclusion sur les filtres passifs reconfigurables	28
4.3	Filtres Actifs Reconfigurables.....	29
4.3.1	Généralités.....	29
4.3.2	Filtres partiellement actifs.....	30
4.3.3	Filtres totalement actifs	32
4.3.4	Conclusions sur les filtres actifs reconfigurables	38
4.4	Comparaison des caractéristiques des différents types de filtres reconfigurables.....	39
5	CONCLUSION.....	43

CHAPITRE 2

1	INTRODUCTION.....	46
2	PRINCIPE DE LA RECONFIGURATION DES FILTRES	46
2.1	Généralités.....	46
2.2	Schéma électrique correspondant	47
2.3	Inconvénients de cette approche.....	48
2.4	Circuit équivalent actif.....	49
2.5	Inconvénients de cette approche.....	50
2.6	Conclusions.....	50
3	REALISATION D'UN FILTRE A FREQUENCE AGILE TOTALEMENT ACTIF ..	51
3.1	Rappels Sur Les Circuits Fonctionnant En Mode Tension Et En Mode Courant.....	51
3.1.1	Généralités.....	51
3.1.2	Mode tension	51
3.1.3	Mode courant.....	52
3.2	Description de la cellule de base du second ordre.....	53
3.3	Schéma bloc du circuit de filtrage à fréquence agile	54
3.4	Expression des fonctions de transfert	54
3.5	Incidence de la valeur du gain de l'amplificateur	56
3.6	Illustration du phénomène d'agilité	58

3.6.1	Réponses en fréquence théoriques	58
3.6.2	Exemples pratiques	60
3.7	Etude de la sensibilité des paramètres du filtre par rapport au gain de l'amplificateur.	
	61	
4	GENERALISATION DE L'ETUDE PRECEDENTE.....	62
4.1	Généralités.....	62
4.2	Première généralisation, filtre agile de classe 2.....	63
4.2.1	Modification à apporter au circuit.....	63
4.2.2	Configuration du filtre agile qui s'en déduit	63
4.2.3	Conclusions	65
4.3	Généralisation : filtre à fréquence agile de classe n	65
4.3.1	Modifications à apporter au circuit de classe $(n-1)$	65
4.3.2	Configuration du filtre à fréquence agile de classe n	66
4.3.3	Propriétés du filtre à fréquence agile de classe n	66
5	CONCLUSION.....	69

CHAPITRE 3

1	INTRODUCTION.....	72
2	RAPPELS.....	72
2.1	Avantages relatifs au mode courant.....	72
2.2	Circuits convoyeurs de courant contrôlés (CCCII+).....	73
2.2.1	Généralités.....	73
2.2.2	Définitions, schémas et symboles	73
2.2.3	Caractéristiques et performances simulées	74
2.3	Circuits de conversion et circuits amplificateurs de courant.....	78
2.3.1	Généralités.....	78
2.3.2	Circuit amplificateur à gain fixe.....	78
2.3.3	Circuit amplificateur à gain contrôlé.....	79
2.3.4	Circuit amplificateur à base d'une transconductance (V à I).....	80
2.3.5	Résultats de simulation des différentes structures d'amplification	81
2.3.6	Comparaison des différentes structures d'amplification.....	84
3	MISE EN ŒUVRE DES FILTRES AGILES.....	85

3.1	Généralités	85
3.2	Filtre de départ, (filtre de classe 0, n = 0)	85
3.3	Filtre agile de classe 1, (n = 1)	86
3.4	Filtre agile de classe 2, (n = 2)	87
3.5	Filtre agile de classe 3, (n = 3)	89
3.6	Exemple d'application : filtre agile de faible puissance	90
4	RESULTATS DE SIMULATION.....	92
4.1	Filtres agiles de différentes classes	92
4.1.1	Filtre de départ, (filtre de classe 0, n = 0)	92
4.1.2	Filtre agile de classe 1, (n = 1)	94
4.1.3	Filtre agile de classe 2, (n = 2)	95
4.1.4	Comparaison des différentes structures.....	96
4.2	Filtre agile de faible puissance.....	99
5	RESULTATS DE MESURES.....	103
5.1	Caractéristiques de la technologie SiGe-BiCMOS 0,25 μm	103
5.2	Description de la puce fabriquée	104
5.3	Principe des mesures sous pointes	105
5.4	Schéma du filtre à fréquence agile de classe 1 réalisé.....	106
5.5	Résultats de mesure	107
5.5.1	Premier circuit, circuit A.....	107
5.5.2	Second circuit, circuit B	109
5.6	Comparaison des performances mesurées avec l'état de l'art.....	111
6	CONCLUSION.....	112
	Références Bibliographiques du Chapitre 1.....	118
	Références Bibliographiques du Chapitre 2.....	122
	Références Bibliographiques du Chapitre 3.....	123

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelque dizaines d'années, le domaine des télécommunications tend à prendre une place de plus en plus importante dans les sociétés actuelles, aussi bien en termes économiques qu'en termes d'avancées technologiques. La multiplication des applications dans les domaines de la voix, des transmissions de données et du multimédia a par ailleurs conduit à l'apparition de différents standards. Le traitement de chacun de ces standards a dans un premier temps été effectué par un outil qui lui était spécifique ; ce qui a conduit à une multiplication importante du nombre des dispositifs nécessaires. Les notions de terminaux multistandards et multifonctions sont alors apparues, permettant ainsi de réduire le nombre de ces dispositifs. Ces terminaux qui sont devenus de plus en plus complexes et performants sont maintenant gérés par des logiciels informatiques ce qui constitue la notion de la radio logicielle. La tendance actuelle consiste à rajouter à cette dernière des fonctionnalités supplémentaires de façon à la rendre encore plus efficace. On parle alors de radio cognitive. Notre travail s'inscrit totalement dans cette démarche qui conduit à la mise en œuvre de terminaux de plus en plus performants. Les filtres reconfigurables constituent l'une des fonctions clé de ces terminaux.

Dans le premier chapitre nous nous intéresserons tout d'abord aux différentes architectures de réception qui coexistent et nous comparerons leurs caractéristiques. Nous nous intéresserons ensuite aux concepts de radio logicielle et de radio cognitive. Nous les définirons et nous indiquerons les différents principes de leur mise en œuvre. Ensuite, après avoir bien différencié les notions de filtres réglables, filtres reconfigurables et filtre agiles, nous ferons l'état de l'art des filtres reconfigurables aussi bien passifs qu'actifs disponibles actuellement et nous comparerons leurs principales performances.

Le second chapitre sera consacré à l'introduction d'une nouvelle théorie de filtrage de second ordre : les filtres à fréquence agile entièrement actifs. Après avoir envisagé et souligné les limites des différentes possibilités existantes qui permettent de réaliser des filtres reconfigurables, nous avons élaboré notre nouvelle théorie. Celle-ci est basée sur une cellule de filtrage de second ordre et comporte un amplificateur de contre réaction dont le gain permet de modifier la fréquence centrale du filtre passe bande qui en résulte. Cette théorie a

ensuite été généralisée conduisant ainsi au filtre agile de classe n dont les performances sont plus intéressantes.

Le troisième chapitre de ce mémoire sera consacré à la réalisation de plusieurs cellules de filtrage à fréquence agile en mode courant à partir de convoyeurs de courant contrôlés. Les résultats de simulation et de mesure effectuées sur un filtre agile réalisé sous forme de circuit intégré en technologie SiGe BiCMOS 0,25 μm seront donnés pour valider entièrement la nouvelle théorie que nous avons introduite.

CHAPITRE 1 :

RADIO COGNITIVE ET ETAT DE L'ART DES FILTRES

RECONFIGURABLES.

Chapitre 1 : Radio Cognitive et état de l'art des Filtres Reconfigurables

1 INTRODUCTION

Depuis quelques années les systèmes de télécommunication ont évolué d'une façon spectaculaire. Précédemment, les récepteurs ne permettaient que de recevoir une fréquence de transmission unique correspondant à un standard donné et les architectures de réception étaient également conçues pour recevoir une bande de fréquence donnée, correspondant à une application bien précise. La tendance actuelle consiste à utiliser un récepteur unique capable de traiter plusieurs bandes.

Nous commencerons ce chapitre par un rappel des principales architectures de réception utilisées dans les récepteurs actuels pour bien illustrer l'évolution des systèmes de télécommunication depuis la radio analogique jusqu'au concept de la radio cognitive.

Nous rappellerons ensuite le principe de la réception multistandards et celui de la radio logicielle ainsi que les façons de réaliser celle-ci. Les grandes lignes de la nouvelle technologie qu'est la radio cognitive seront ensuite abordées.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à l'état de l'art des filtres actifs et passifs réglables, reconfigurables et agiles et une distinction entre ces différentes notions sera établie. Un tableau de synthèse permettra alors une comparaison des caractéristiques de ces différents filtres.

2 DIFFERENTES ARCHITECTURES DE RECEPTION

Cinq Architectures sont utilisables pour la réalisation des récepteurs de radiocommunication des différents standards. Toutes ces architectures utilisent des filtres passe bande externes. A cause de leur encombrement, ceux-ci ne peuvent actuellement pas être intégrés sur silicium.

Pour chaque standard, plusieurs critères (coût, facilité d'intégration, surface de silicium, etc. ...) devraient permettre le choix de l'architecture la mieux adaptée. Cependant comme nous le verrons, plusieurs configurations coexistent dans chacun des standards. Nous rappellerons donc brièvement les différentes architectures de réception utilisables.

2.1 Le récepteur superhétérodyne

L'architecture superhétérodyne est celle qui a été la plus utilisée en premier et pendant de nombreuses années, à cause de sa fiabilité élevée, [Pui07]. Son schéma est représenté sur la figure 1.

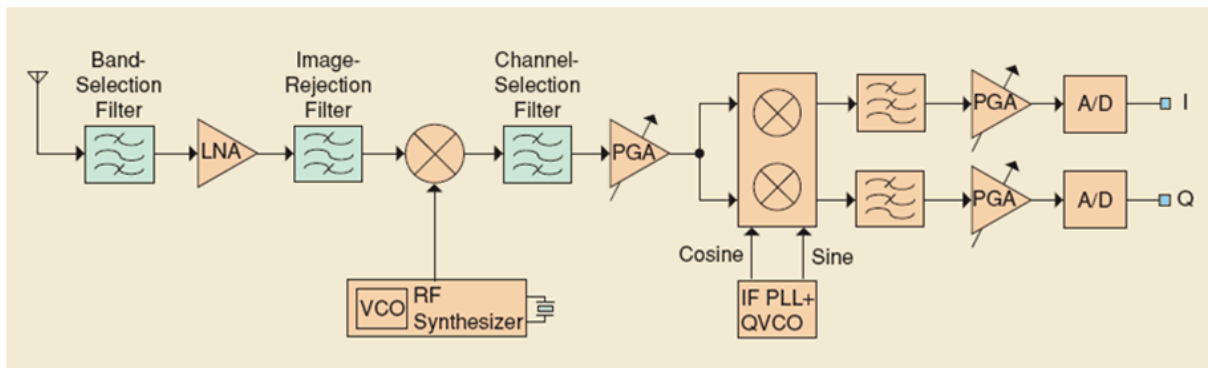


Figure 1 : Architecture d'un récepteur superhétérodyne, [Pui07].

Cette architecture utilise le principe de la translation de fréquence. Le signal qui est reçu à une fréquence radio (RF), 900 MHz par exemple, est filtré, amplifié et converti en bande de base par l'intermédiaire de deux mélangeurs.

Cette architecture offre une très bonne qualité de réception mais elle est plus complexe que les autres. Elle a aussi l'avantage d'être insensible à "l'offset DC" et au bruit en $1/f$, [Raz97]. Elle nécessite cependant un filtre de réjection d'images à facteur de qualité élevé car une fréquence image apparaît à la sortie du mélangeur à la fréquence : $f_{\text{image}} = 2f_{\text{LO}} - f_1$. Ces filtres sont réalisés à partir de composants externes qui augmentent l'encombrement du circuit.

En outre, dans cette architecture, toute erreur de phase sur les signaux en quadrature I/Q se traduira après les convertisseurs analogiques numériques par une augmentation du taux d'erreur binaire.

2.2 Le récepteur à réjection d'image

L'architecture du récepteur à réjection d'image a été mise au point dans le but de réduire la taille du récepteur superhétérodyne. Le filtre à réjection d'image externe de ce dernier (*cf.* figure 1) est alors remplacé par une structure intégrée de taille plus réduite. Le principe consiste à éliminer les signaux à la fréquence image en utilisant deux composantes du signal, déphasées de 90° . Il existe deux variantes de cette architecture : la structure

Hartley, figure 2-a, qui permet d'obtenir une rejection d'image de l'ordre de 30 à 40dB, [Pui07], et la structure Weaver, figure 2-b. Dans celle-ci le circuit de déphasage de 90° à bande étroite (*cf.* figure 2-a) est remplacé par un mélangeur supplémentaire ce qui conduit à deux signaux en parfaite quadrature et donne alors une meilleure réjection, [Pui07].

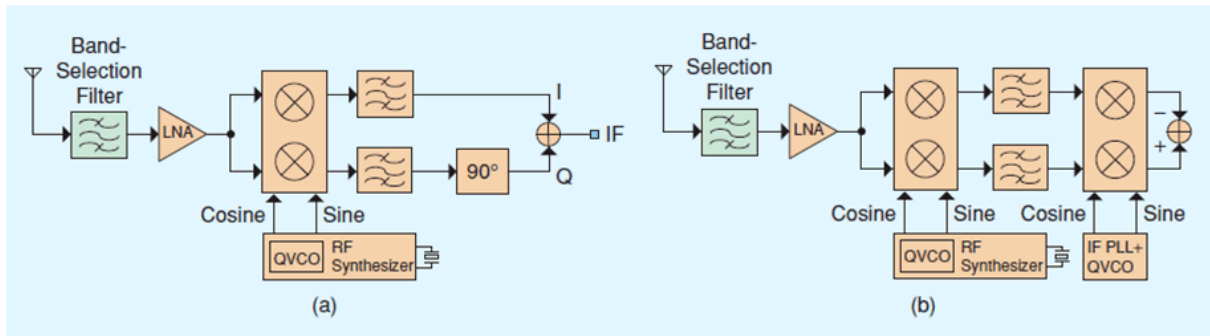


Figure 2 : Architectures des récepteurs à rejection d'image, [Pui07] :

(a) Architecture Hartley.

(b) Architecture Weaver.

2.3 Les récepteurs Homodyne

2.3.1 Récepteur à Conversion Directe "Zero-IF"

Dans cette architecture le signal est directement traduit en bande de base, figure 3. Cette architecture est moins complexe que l'architecture hétérodyne et nécessite moins de filtres externes.

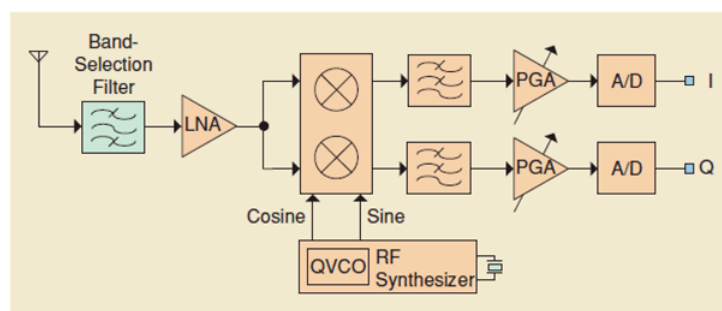


Figure 3 : Architecture du récepteur à conversion directe à "Zero-IF", [Pui07].

Cependant comme le signal reçu est immédiatement converti en bande de base, d'importantes contraintes apparaissent au niveau de l'isolation de l'oscillateur. En effet, comme l'oscillateur est généralement intégré sur la même puce que le LNA, il existe alors un

couplage entre ces deux circuits. Le signal issu de l'oscillateur sera en partie aussi amplifié par le LNA ce qui conduit alors à un "offset DC". Actuellement cette architecture est principalement utilisée dans les récepteurs des standards dits "large bande" comme l'"UWB", le "WiFi (802.11a/b/g)" et l'"HiperLAN", [Pui07].

2.3.2 Récepteur à conversion Directe "Low-IF"

Cette architecture combine les avantages des deux architectures précédentes superhétérodyne et homodyne. La fréquence intermédiaire est très basse. Plusieurs variantes de cette architecture de conversion coexistent. Elles diffèrent par la façon utilisée pour réduire l'amplitude du signal à la fréquence image, signal auquel cette architecture est aussi sensible.

La figure 4 représente l'une de ces architectures, la conversion Fréquence intermédiaire-Bande de Base (IF-BB) est ici effectuée après les convertisseurs A/D.

Ces architectures sont ainsi moins sensibles au bruit en $1/f$ et à l'"offset DC" que l'architecture Zero-IF précédente. On les rencontre en général dans les récepteurs à bande étroite comme le "Bluetooth", le "ZigBee" et le "HomeRF", [Pui07].

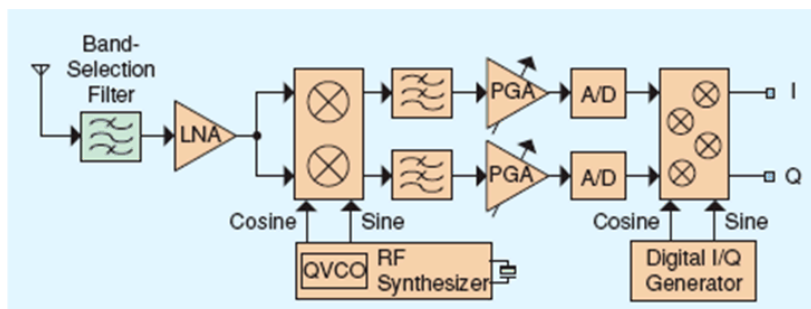


Figure 4 : Exemple d'architecture à conversion directe à "Low-IF", [Pui07].

2.4 Le récepteur à sous-échantillonnage

La technique de sous échantillonnage, [Raz97, Yi06], permet de démoduler un signal passe bande autour d'une fréquence f_0 en effectuant un échantillonnage à une fréquence f_e beaucoup plus faible que f_0 , à condition que f_e soit supérieure à deux fois la bande passante du signal (Théorème de Shannon).

Le spectre du signal sous échantillonné se trouve ainsi répété autour des multiples de la fréquence f_e . Un filtre passe bas permet alors de récupérer une réplique du spectre. Bien que cette technique semble permettre de simplifier l'architecture du récepteur, elle reste cependant peu utilisée dans les récepteurs actuels, [Pui07]. En effet un bruit important est produit par le

circuit d'échantillonnage. Il a été ainsi démontré, [Raz97], qu'un sous-échantillonnage d'un facteur m (c'est-à-dire $f_e = f_0/m$) engendre une multiplication de la puissance de bruit du circuit d'échantillonnage par un facteur $2m$.

2.5 Conclusions sur les architectures de réception

Nous comparerons dans ce paragraphe les différentes architectures de réception qui coexistent en résumant tout d'abord sur le tableau 1 les avantages et les inconvénients propres à chacune d'entre elles.

Architecture du récepteur	Avantages	Inconvénients
Superhétérodyne	Sensibilité et Sélectivité élevées Pas d'offset DC Faible bruit en $1/f$	Architecture plus complexe Coût de fabrication élevé Consommation importante Nécessité de composants externes Nécessité d'un filtre à réjection d'image
Réjection d'image	Facilité d'intégration Faible coût Pas d'offset DC Faible bruit en $1/f$	I et Q doivent être en parfaite quadrature
"Zero-IF"	Architecture plus simple Facilité d'intégration Faible coût Pas de filtre de réjection d'image	Nécessité d'un oscillateur très linéaire Nécessité d'un LNA très linéaire Offset DC I et Q doivent être en parfaite quadrature Bruit en $1/f$ élevé
"Low-IF"	Simplicité, Intégrabilité Faible coût Faible offset DC Faible bruit en $1/f$	Nécessité d'un filtre à réjection d'image Nécessite deux conversions en quadrature
Sous échantillonnage	Architecture plus simple	Bruit élevée dû à l'échantillonnage Semble Actuellement peu utilisée

Tableau 1 : Avantages et inconvénients des différentes architectures.

L'architecture superhétérodyne est celle qui a été la première à être utilisée. Elle a ensuite été améliorée de façon à optimiser le traitement du signal (*cf.* paragraphe 3).

Le tableau 2 indique les architectures les plus souvent rencontrées dans la littérature pour chacun des principaux standards de télécommunication. Les architectures "Zero-IF" et "Low-IF" sont celles qui sont actuellement les plus utilisées.

		Super-hétérodyne	Réjection d'image	"Zero-IF"	"Low-IF"
Téléphonie Mobile	GSM(0,9G)	•		•	•
	DCS(1,8G)	•		•	•
	PCS	•		•	•
	WCDMA(3G)		•	•	
WLAN	HyperLAN 2			•	
	802.11a/g			•	•
	UWB (802.15.3)			•	
WPAN	Bluetooth				•
	HomeRF				•
	ZigBee (802.15.4)				•

Tableau 2 Utilisation des différentes architectures suivant le standard.

D'une façon générale l'architecture "Low-IF" est très souvent utilisée dans les standards à bande étroite (Bluetooth, HomeRF, ...) alors que l'architecture "Zero-IF" se rencontre dans les standards à bande large (UWB, HiperLAN, ...) et plus rarement dans les standards à bande étroite (WiFi 802.11 a/b/g).

3 LES CONCEPTS DE RADIO LOGICIELLE ET DE RADIO COGNITIVE

Nous analyserons successivement dans ce paragraphe les concepts de radio logicielle et de radio cognitive qui permettent de mettre en œuvre les récepteurs multistandards et conduisent à la simplification de leurs architectures.

3.1 La radio logicielle

La radio logicielle est une "technologie" qui est de plus en plus utilisée, elle a été développée dans le but de répondre aux besoins des télécommunications modernes. Afin de pouvoir bien définir ce nouveau concept il est tout d'abord nécessaire de rappeler le principe de la réception multistandards.

3.1.1 La réception multistandards

Comme déjà vu au paragraphe précédent, chaque architecture de réception qui est conçue pour un standard donné ne permet de recevoir que ce standard. Avec l'évolution des télécommunications, un récepteur unique permettant la réception de plusieurs standards

présente un grand intérêt parce qu'il conduira à des économies importantes : réduction de taille, de prix, de complexité, de consommation etc...

Un récepteur multistandards doit donc avoir la possibilité de recevoir simultanément plusieurs standards en utilisant une architecture dont les paramètres peuvent être modifiés afin de pouvoir s'adapter aux spécifications de chacun des standards. Ce récepteur sera ainsi plus complexe à mettre en œuvre que ceux que nous avons décrits précédemment.

3.1.2 Définition de la radio logicielle

La radio logicielle aussi appelée "Software Defined Radio" ou SDR est un système d'émission-réception pour lequel les caractéristiques (fréquences d'émission et de réception, bandes passantes, type de la modulation, ...) sont prédéfinies et peuvent être choisies à l'aide d'"outils informatiques" (logiciels, RAM programmées, ...). Ce système permettra alors de s'adapter aux caractéristiques : fréquence, bande passante, modulation,... de n'importe quel standard choisi au préalable.

Ce récepteur comprend ainsi une partie "Hard" : circuits électroniques de réception et une partie "Soft" : logiciels de contrôle.

Les différentes fonctions électroniques (partie Hard) doivent donc avoir des caractéristiques suffisamment souples et performantes (par exemple bande passante suffisamment large pour un LNA, ...) de façon à pouvoir satisfaire aux exigences des différents standards. Avec la radio logicielle, chaque fonction sera réalisée par un composant unique. On obtiendra alors un récepteur multistandards dont le nombre de composants électroniques sera minimal, ce qui conduira à un récepteur de taille réduite.

Les différents standards de télécommunication actuels sont compris dans la plage 800 MHz - 6 GHz, [Abi07]. Une radio logicielle efficace devra donc permettre de couvrir cette plage d'une façon continue et avec les mêmes performances que celles exigées par les standards déjà existants.

3.1.3 Mise en œuvre de la radio logicielle

3.1.3.1 L'approche de Mitola

Selon J. Mitola, [Mit95], la meilleure solution pour réaliser la radio logicielle consiste à numériser tout d'abord la totalité du spectre reçu par l'antenne. Le signal numérique est ensuite traité : filtrage numérique de la fréquence et du canal désiré puis démodulé et

éventuellement décodé. Ce traitement nécessiterait bien évidemment un processeur numérique très puissant.

En effet, une radio logicielle qui fonctionnerait pour la totalité des standards de télécommunications actuels devrait couvrir la plage de fréquence : 800 MHz - 6 GHz, [Abi07]. Afin de numériser le signal tout en respectant le théorème d'échantillonnage de Shannon, il faudrait par exemple disposer alors d'un convertisseur ADC de 12 bits à une cadence de 12GS/s (G-Symboles/seconde), [Abi07]. Ces performances sont bien au delà de l'état de l'art actuel des convertisseurs.

Les technologies actuelles limitent ainsi l'utilisation (de cette approche) de la SDR à la bande UHF (30 - 300 MHz, [Abi07]). Par ailleurs, s'il existait, la consommation d'un tel convertisseur ADC qui permettrait de couvrir la totalité de la bande 800 MHz – 6 GHz comme l'indique Abidi, [Abi07], serait de l'ordre de quelques centaines de Watts.

Ajoutons aussi qu'il est inutile de numériser sur la totalité de la plage de fréquence si la reconstitution du signal à plus basse fréquence ne nécessite en fait qu'une partie des échantillons, [Fri05].

3.1.3.2 Les autres approches possibles

Pour les raisons évoquées au paragraphe précédent l'approche de Mitola ne représente pas la solution optimale pour la réalisation de la radio logicielle.

Actuellement trois autres approches sont en fait possibles pour la mise en œuvre de la radio logicielle : le récepteur à éléments en parallèle, le récepteur à éléments reconfigurables large bande et le récepteur à éléments reconfigurables à bande étroite. Le choix du type du récepteur dépend principalement du savoir faire du concepteur.

3.1.3.2.1 Le récepteur à éléments en parallèle

Cette solution consiste à placer en parallèle plusieurs éléments qui correspondent aux différents standards. On parle dans ce cas d'une radio logicielle à récepteur multistandards classique. Le choix des éléments appropriés à la réception du standard sélectionné est dans ce cas effectué à l'aide de commutateurs comme le montre, par exemple, la figure 5. L'inconvénient de cette solution réside dans le nombre important d'éléments qu'elle nécessite en parallèle. Ce qui de fait augmente la taille du récepteur, son coût et sa consommation.

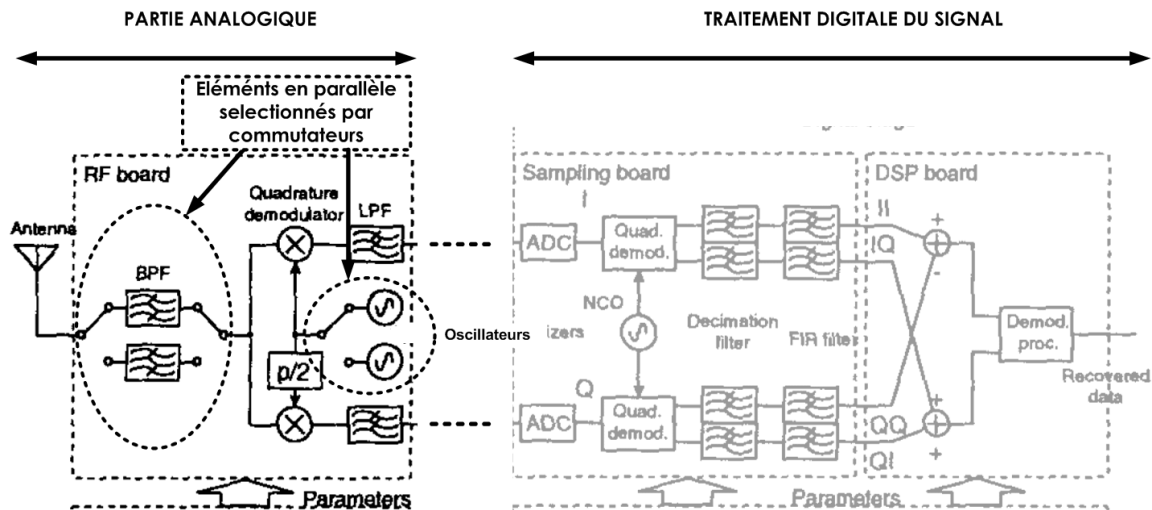


Figure 5 : Exemple de récepteur multistandards à éléments en parallèle [Yos03].

3.1.3.2.2 Le récepteur multistandards à éléments reconfigurables

Actuellement l'approche la plus pratique pour réaliser la radio logicielle est celle qui utilise des éléments reconfigurables. Le partage de certains blocs dans la chaîne de réception permet alors de réduire la taille du circuit et sa consommation. Deux architectures de réception à éléments reconfigurables coexistent actuellement : l'architecture à conversion directe à "Zero-IF" qui comprend des éléments reconfigurables à bande large et l'architecture superhétérodyne à "Digital-IF" qui comprend des éléments reconfigurables à bande étroite.

L'architecture homodyne à "Zero-IF" et à éléments reconfigurables large bande est représentée sur la figure 6, [Abi07]. Le récepteur représenté sur ce schéma est déduit de l'architecture décrite au paragraphe 2.3.1, auquel sont ajoutés des traitements supplémentaires en bande de base : circuits échantillonneurs, filtres de décimation et amplificateurs à gain programmé. La partie analogique comprend alors un LNA large bande et des filtres passe bas, [Abi07].

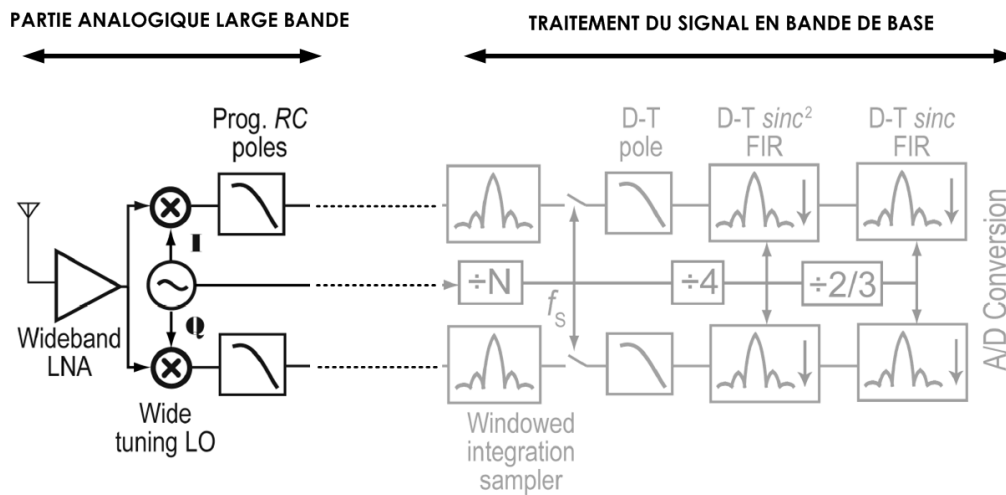


Figure 6 : Exemple SDR à architecture à conversion directe "Zero-IF" et à éléments reconfigurables large bande.

Le récepteur superhétérodyne à "Digital-IF" et éléments reconfigurables à bande étroite est représenté sur la figure 7, [Mac02]. Cette architecture est identique à l'architecture superhétérodyne classique. La numérisation des signaux s'effectue cependant ici à la fréquence intermédiaire (IF) car des ADC à ces fréquences (par exemple à IF = 70 MHz) sont actuellement disponibles, [Mau06]. Le LNA est ici un amplificateur large bande, [God06-p]. Seuls les filtres passe bande sont ici reconfigurables car leur bande étroite de transmission du signal peut être déplacée, [Mac02].

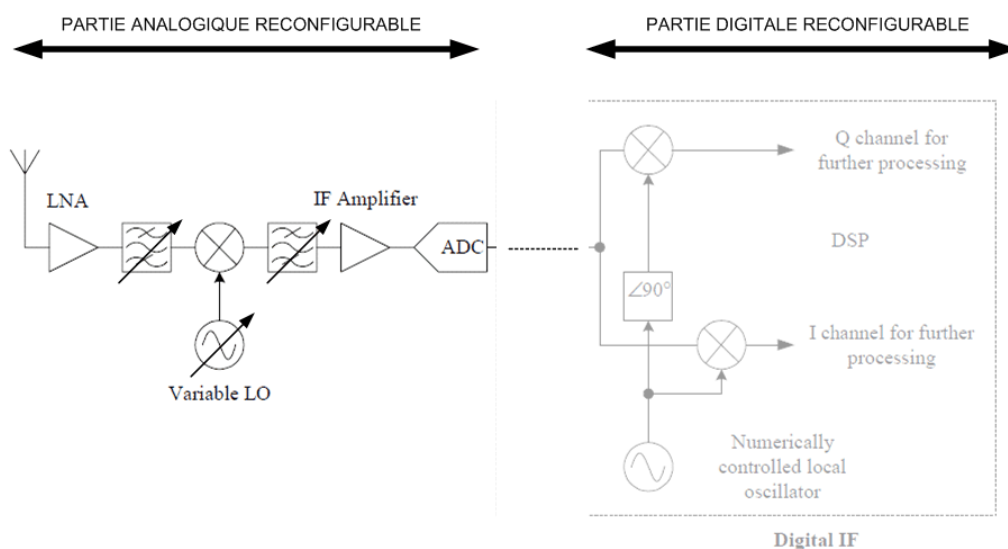


Figure 7 : Architecture superhétérodyne à "Digital-IF" et à éléments reconfigurables bande étroite.

3.1.4 Conclusions

La radio logicielle qui utilise des récepteurs reconfigurables permet de s'adapter à n'importe quel standard de radiocommunication.

Différentes approches pratiques permettent sa réalisation : éléments en parallèle ou éléments reconfigurables. La reconfiguration du récepteur est actuellement souvent réalisée en digital et moins fréquemment en analogique.

Le traitement numérique du signal permet une grande souplesse au niveau de la reconfiguration du récepteur. En effet, les différentes opérations, telles que le filtrage et la démodulation sont plus faciles à réaliser dans le domaine numérique (à l'aide d'un DSP par exemple) que dans le domaine analogique. Cependant, pour pouvoir pleinement profiter du DSP, il est souhaitable que ce traitement soit effectué le plus proche possible de l'antenne.

La figure 8 montre ainsi l'évolution dans le temps des chaînes de réception, depuis les architectures non flexibles mais facilement réalisables, jusqu'aux architectures entièrement flexibles mais difficilement réalisables (comme par exemple celle de Mitola). Les recherches actuelles se concentrent sur les récepteurs pour lesquels la numérisation du signal se situe après les éléments RF de réception, ce qui constitue un compromis entre les deux architectures extrêmes de la figure 8.

De telles architectures nécessitent des éléments analogiques reconfigurables : LNA, oscillateurs locaux, mélangeurs et filtres. Des LNA et des oscillateurs locaux reconfigurables existent actuellement. A titre d'exemple, des LNA large bande [God06-p] permettent de remplacer facilement plusieurs LNA à bande étroite. Des synthétiseurs de fréquence réglables large bande ont aussi été réalisés, [Maj06]. La réalisation de filtres RF intégrés et facilement reconfigurables sur une large plage de fréquence demeure cependant une tâche bien plus délicate.

Les filtres analogiques passe bande jouent aussi un rôle important pour la relaxation des performances des ADC. En effet, les filtres de présélection situés avant le mélangeur, permettent d'éliminer la fréquence image, les interférences ("Blockers") et le bruit. La dynamique nécessaire des ADC s'en trouve ainsi réduite tout comme la bande à numériser. Il en résulte alors une réduction de la consommation globale du récepteur et une réduction de la linéarité requise pour les circuits suivants de la chaîne de réception, [Abidi07].

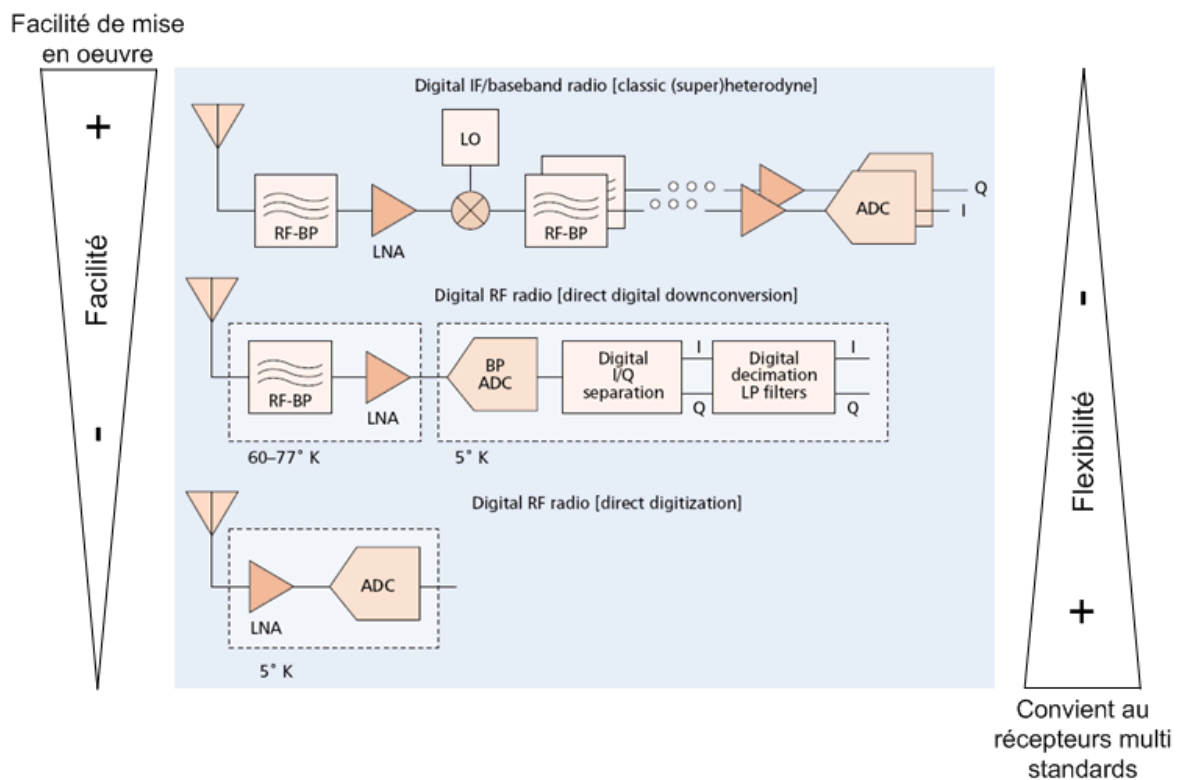


Figure 8 : Flexibilité et facilité de réalisation des différentes architectures de réception multistandards.

3.2 La radio cognitive

3.2.1 Généralités

La radio cognitive constitue le niveau le plus élaboré de la radio logicielle. Le terme de Radio Cognitive (R.C.) a été introduit en 1999 par Mitola [Mit99].

La R.C. est un système "intelligent" qui est capable de "sentir son environnement" dans le but de déterminer les caractéristiques de celui-ci (présence d'interférences, niveau de bruit ...), de détecter les ressources disponibles comme les bandes de fréquences ou la présence d'utilisateurs prioritaires. Celui-ci doit alors adapter ses caractéristiques et son comportement en fonction de l'ensemble des paramètres externes qu'il a détecté et des besoins de son utilisateur. La R.C. doit alors réagir d'une façon autonome et instantanée. C'est-à-dire que les décisions prises résultent uniquement du système logiciel cognitif, sans l'intervention externe de l'utilisateur.

Les figures 9-a et 9-b représentent RF respectivement l'architecture générale d'une chaîne de réception radio logicielle non cognitive (a) et cognitive (b).

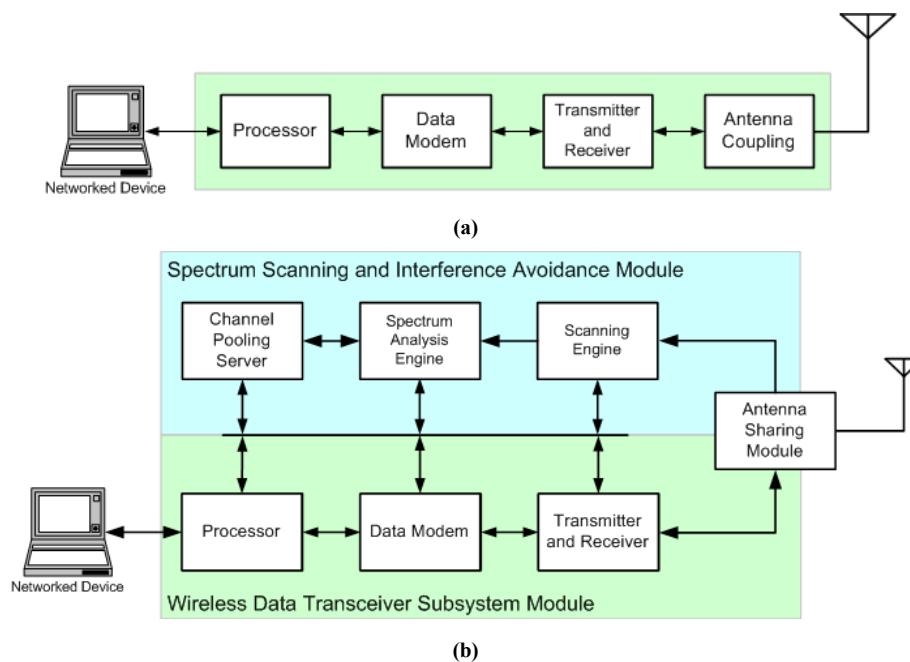


Figure 9 Architecture générale d'une Radio logicielle :

(a) Non Cognitive.

(b) Cognitive, [Hel07].

Sur La figure 9-a on distingue aisément les blocs qui représentent les principales fonctions d'une radio logicielle traditionnelle non cognitive.

La figure 9-b représente les principales fonctions à rajouter à la chaîne de réception traditionnelle pour la rendre cognitive. La première fonction permet de balayer le spectre de fréquence, la seconde analyse celui-ci et enfin la troisième décide du choix de la fréquence et des autres caractéristiques.

3.2.2 Origines de la radio cognitive

Les différentes bandes de fréquence de radiocommunications (téléphonie mobile, TV, communications militaires ...etc.) sont actuellement allouées par les organismes de régulation de chacun des pays (FCC, ARCEP, ... etc. par exemple). Ceci permet de garantir la disponibilité de ces bandes et contribue à la réduction des interférences.

Cette régulation rend cependant les différents réseaux incompatibles. Par exemple un téléphone portable européen n'est pas toujours compatible aux états unis.

En outre, l'observation du spectre de fréquences utilisées à un moment donné montre que de larges plages de fréquences sont inoccupées, figure 10. Il en résulte ainsi un gaspillage important des fréquences utilisables et des bandes passantes, [Hel07].

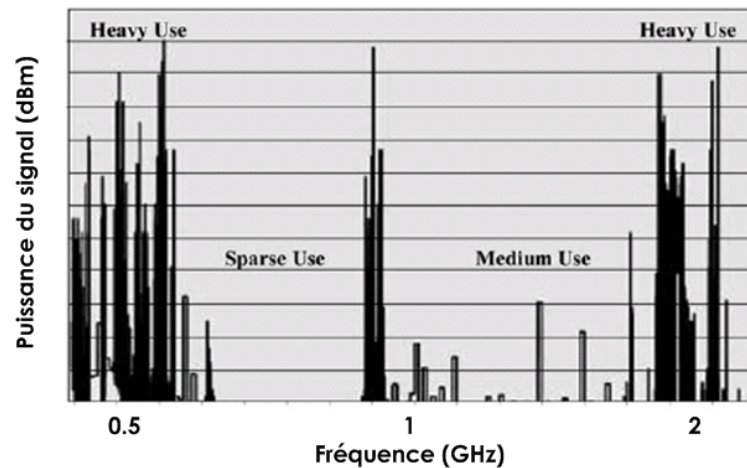


Figure 10 : Occupation du spectre de radiocommunication à un instant donné, [Hel07].

Ces remarques conduisent à l'idée d'envisager l'utilisation des zones libres du spectre d'une façon efficace. La figure 11 illustre le concept d'"usage dynamique du spectre" qui pourrait être adopté.

L'usage dynamique du spectre consiste à émettre et/ou recevoir les signaux dans les régions du spectre qui ne sont pas occupées à un instant donné par d'autres utilisateurs. Les émetteurs et les récepteurs doivent alors adapter leurs fréquences d'émission et de réception ainsi que la puissance du signal de façon à assurer en permanence une liaison dans des conditions optimales. Remarquons aussi que cette fonction d'adaptation sera sollicitée à des instants variables et avec une fréquence de commutation qui peut théoriquement varier entre des millisecondes et des heures.

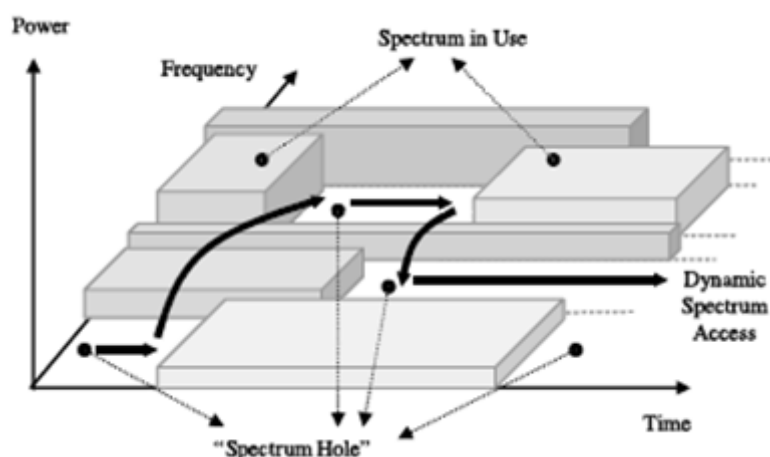


Figure 11 : Accès dynamique au spectre de télécommunications, [Hel07].

3.2.3 Avantages de la Radio Cognitive

La radio cognitive apportera des solutions aux problèmes liés aux allocations fixes des fréquences. Toutes les fréquences se trouvent alors utilisées, ce qui contribuera à plus de souplesse dans l'architecture et dans la conception des émetteurs et des récepteurs.

La radio cognitive, par sa capacité à modifier au cours d'une communication ses caractéristiques : fréquence, puissances du signal, contribuera à améliorer les performances globales du système en assurant en permanence des performances optimales en fonction de l'environnement et de la position.

La radio cognitive facilitera aussi l'interopérabilité entre les différents réseaux et standards de télécommunication actuels, [Hel07].

Remarquons cependant que ces différents avantages induisent bien évidemment des émetteurs/récepteurs qui seront à la fois un peu plus complexes et difficiles à réaliser.

3.3 Conclusions, radio logicielle et radio cognitive

Comme nous l'avons montré tout au long des paragraphes précédents, la radio cognitive englobe le concept de la radio logicielle. En effet, la radio cognitive comporte des fonctions logicielles supplémentaires qui permettent une reconfiguration optimale.

La figure 12 illustre ainsi l'interaction qui existe entre les principales fonctions de la radio cognitive.

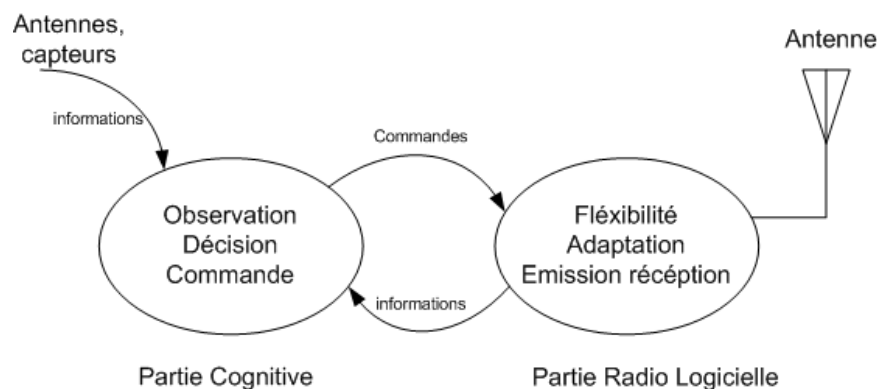


Figure 12 : Schéma simplifié de la radio cognitive.

La partie cognitive comporte la détection des conditions de fonctionnement (antenne, environnement ...) et la décision des caractéristiques d'émission/réception et de la bande à utiliser. La partie radio logicielle doit alors être suffisamment souple pour pouvoir s'adapter à ces décisions.

Cette adaptation de la radio logicielle peut, comme nous l'avons montré, être avantageusement réalisée par l'intermédiaire de fonctions analogiques reconfigurables. Parmi celles-ci, les filtres RF intégrés et facilement reconfigurables sur une large plage de fréquence sont les fonctions les plus critiques et les plus difficiles à réaliser.

Au paragraphe suivant nous ferons l'état de l'art des filtres réglables et reconfigurables.

4 ETAT DE L'ART DES FILTRES RECONFIGURABLES

Les paragraphes précédents ont montré l'intérêt d'utiliser des éléments reconfigurables pour la réalisation de récepteurs facilement adaptables.

La mise en œuvre de filtres reconfigurables sur une large plage de fréquence et totalement intégrés sur silicium demeure cependant une tâche très délicate. Dans cette partie, après avoir fait la distinction entre filtre réglable et filtre reconfigurable, nous rappellerons les différentes méthodes qui permettent actuellement de réaliser des filtres passifs et actifs passe bande réglables.

4.1 Définitions

4.1.1 Définition de la plage de réglage de la fréquence

Dans la littérature les notions de filtre réglable et de filtre reconfigurable sont bien souvent utilisées indifféremment sans qu'on puisse facilement les différencier. Il est donc nécessaire d'établir tout d'abord une définition de la notion de reconfigurabilité.

4.1.1.1 Différents critères rencontrés

Plusieurs définitions la plage de réglage de la fréquence centrale f_0 des filtres sont utilisées par les différents auteurs.

En supposant que f_0 soit modifiable entre deux valeurs notées f_{0min} et f_{0max} , la première définition appelle n le rapport, [Koo08] :

$$\frac{f_{0max}}{f_{0min}} = n \quad (1.1)$$

Cette expression est aussi souvent notée $n : 1$. Une autre définition, qui est très proche utilise n pour indiquer le nombre approximatif d'octaves de réglage.

La deuxième définition appelle "Pourcentage de réglage de f_0 ", la quantité, [Al-Ah07] :

$$\frac{\Delta f}{f_{0\min}} = \frac{f_{0\max} - f_{0\min}}{f_{0\min}} = \frac{f_{0\max}}{f_{0\min}} - 1 = n - 1 \quad (1.2)$$

Alors que la troisième définition utilise, [Ram04] :

$$\frac{\Delta f}{f_{0\text{moy}}} = \frac{f_{0\max} - f_{0\min}}{f_{0\text{moy}}} = 2 \frac{f_{0\max} - f_{0\min}}{f_{0\max} + f_{0\min}} = \frac{n - 1}{n + 1} \quad (1.3)$$

Dans cette troisième définition, $f_{0\text{moy}}$ est la moyenne arithmétique de $f_{0\max}$ et de $f_{0\min}$.

Il est bien évident que pour une même plage de réglage [$f_{0\max} - f_{0\min}$], ces différentes définitions qui s'expriment différemment en fonction de n , conduisent à des valeurs numériques différentes. Ceci s'avère alors être une source d'ambiguïtés.

4.1.1.2 Définition adoptée

Nous adopterons tout au long de ce rapport la définition (1.1) qui nous semble illustrer le mieux les possibilités de réglage d'un filtre. Elle indique en effet clairement la valeur du rapport $f_{0\max}/f_{0\min} = n$. Par ailleurs, ajoutons qu'afin de pouvoir bien situer la plage de réglage de f_0 il est aussi nécessaire de toujours indiquer la valeur de $f_{0\min}$ ou de $f_{0\max}$.

A titre d'exemple, nous dirons qu'un filtre reconfigurable aura une plage de réglage 4 : 1 (correspondant à $n = 4$) à partir de la fréquence $f_{0\min}$ lorsque $f_{0\max}$ sera égale à $4f_{0\min}$. Cette définition permet en outre d'illustrer le fait que deux filtres reconfigurables avec une plage de réglage de 4 : 1 ne sont pas forcément équivalents si les valeurs de $f_{0\min}$ sont différentes ($f_{0\min} = 200$ MHz et $f_{0\min} = 1$ GHz par exemple).

4.1.2 Différence entre filtres réglables et filtres reconfigurables

Nous pouvons définir un filtre réglable comme étant un filtre pour lequel le réglage de f_0 est uniquement effectué autour de f_0 de façon à compenser les différentes dérives (thermiques, technologiques ...).

La définition que nous avons adoptée précédemment nous permettra ainsi d'appeler réglable, un filtre dont le réglage de f_0 s'effectuera uniquement autour de f_0 et pour lequel la plage de réglage sera inférieure à 2 : 1; c'est-à-dire $f_{0\max} < 2f_{0\min}$. Inversement, nous dirons

alors qu'un filtre sera reconfigurable si la plage de réglage est supérieure à 2 : 1, ce qui conduit à $f_{0\max} > 2f_{0\min}$. Précisons aussi que pour être totalement reconfigurable, un filtre doit avoir un coefficient de qualité réglable.

4.1.3 Définition d'un filtre agile

Il nous semble en outre nécessaire de définir ce que nous entendons par agilité. Un filtre agile sera un filtre reconfigurable comme défini dans le paragraphe précédent. Il devra en outre posséder la propriété d'agilité, c'est-à-dire que le saut entre deux fréquences consécutives f_1 et f_2 doit pouvoir s'effectuer très rapidement durant la transmission du signal, de façon à ne pas perturber le traitement de celui-ci. Un tel filtre est donc parfaitement adapté à la radio cognitive et au traitement crypté par exemple.

4.2 Filtres Passifs reconfigurables

4.2.1 Les filtres passifs LC intégrés

Les filtres passifs intégrés sur silicium sont conçus à base de selfs et de capacités. Les paramètres caractéristiques du filtre : fréquence centrale et facteur de qualité sont déterminés par les valeurs de ces composants. Généralement, ce type de filtres offre de bonnes performances en termes de bruit, de linéarité et de consommation. En revanche, ils sont par principe assez difficilement reconfigurables. Les seules techniques qui permettent leur reconfiguration utilisent des composants micromécaniques déformables appelés "micro electro mechanical systems" en anglais (MEMS). Les MEMS sont généralement utilisés soit pour modifier mécaniquement la valeur d'une des capacités du filtre, [Bra01], soit pour commuter différentes capacités.

4.2.1.1 Utilisation des MEMS en varactors "Analogiques"

Les capacités de ce type sont constituées de deux électrodes l'une est fixe et la deuxième est mobile. Le déplacement de l'électrode mobile produit une variation de la capacité entre deux valeurs C_{\max} et C_{\min} .

Deux possibilités coexistent. La première structure est connue sous le nom de réseau en peigne inter-digités, figure 13-a. Les deux électrodes ressemblent à des peignes et la surface, entre elles, est variable en fonction du déplacement latéral de l'électrode mobile.

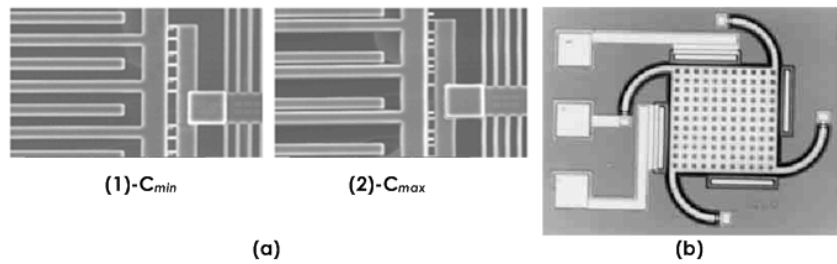


Figure 13 : MEMS Analogiques :

(a) inter digités, 1- C_{min} , 2- C_{max} , [Ram04].

(b) à membrane.

Les valeurs des capacités correspondantes sont de l'ordre de quelques picofarads, [Pot03] et le rapport entre les extrêmes C_{max}/C_{min} est de l'ordre de 5 à 10. Notons cependant que la surface d'une telle capacité est de l'ordre de quelques dizaines de mm^2 .

Un filtre passif à base de selfs et de capacités intégrées à base de MEMS analogiques est décrit dans [Ram04]. Il permet un réglage de la fréquence centrale entre 1,87GHz et 2,36GHz. Cependant, sa perte d'insertion est comprise entre -14 et -19dB.

La seconde structure comprend une membrane métallique ou diélectrique, figure 13-b. L'éloignement ou le rapprochement de cette membrane qui est mobile par rapport à l'électrode fixe provoque une variation de 1 à 3 μm de l'épaisseur de la couche d'air qui constitue le diélectrique. Celle-ci engendre une variation de la valeur de la capacité. La valeur de la capacité n'est cependant ici que de l'ordre de quelques centaines de femto-farads et la plage de variation est relativement faible, C_{max}/C_{min} est généralement inférieur à 1,5.

4.2.1.2 Utilisation des MEMS en commutateurs

La figure 14 représente un filtre LC intégré dans lequel certaines des capacités sont remplacées par des capacités "MEMS digitales" le principe de la réalisation de celles-ci est indiqué sur la figure 15-a, [Bra01].

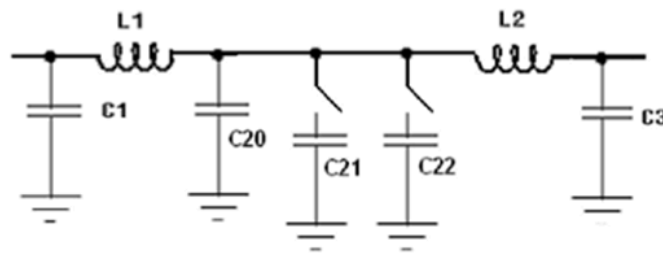


Figure 14 : Schéma de principe d'un filtre passif avec capacités MEMS digitales, [Hai06].

Leurs valeurs dépendent ainsi, au travers d'une banque de capacités, de la combinaison des commutateurs actionnés. La plage de fréquence couverte par ce type de reconfiguration dépend des valeurs des capacités qui sont connectées et est en conséquence directement liée à la surface occupée par ce dispositif, figure 15-b. Notons que le réglage est ici discontinu.

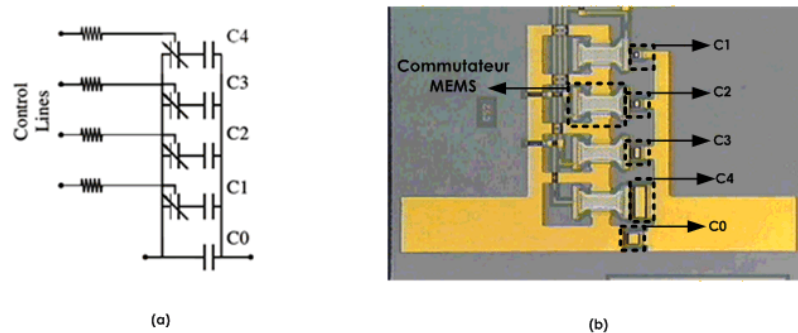


Figure 15 : Capacité MEMS Digitale : (a) Schéma électrique équivalent, (b) Layout, [Bra01].

Un dispositif de ce type est décrit dans la référence [Bra01], il permet de régler la fréquence centrale d'un filtre passe bande du 5^{ème} ordre entre 880 et 992MHz.

4.2.2 Les filtres SAW et BAW

Les composants à base d'ondes acoustiques de surface ou « Surface Accoustic Wave » (SAW) en anglais, utilisent le principe de la propagation des ondes acoustiques de surface sur des structures inter-digitées pour réaliser des résonateurs. La fréquence de fonctionnement dépend alors des dimensions de ces structures. Les composants SAW sont utilisés pour la réalisation de filtres passe bande RF. Ils ne sont pas intégrables sur silicium, [Shi06], et ne conviennent pas à des signaux de forte puissance, [El-Has07]. De plus, ils ne sont utilisés que pour des applications inférieures à 4 GHz [Shi06].

Les composants à base d'ondes acoustiques de volume ou "Bulk Accoustic Wave" (BAW) en anglais constituent une alternative aux SAW. Les ondes acoustiques se déplacent en volume à travers des couches de matériaux piézoélectriques qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique et vice versa, [Razf06]. La fréquence d'oscillation dépend dans ce cas de l'épaisseur de ces couches. La surface de ces composants est plus petite que les composants SAW.

Les composants BAW permettent de réaliser des oscillateurs à des fréquences pouvant atteindre 20GHz [Shi06]. Les filtres passe bande réalisés ont des facteurs de qualités très

élèves, Q de l'ordre de 1000, [Razf06], et de faibles pertes d'insertion. Leur fabrication est compatible avec les processus standards de fabrication des circuits sur silicium, ils sont donc facilement intégrables. Les filtres à base de BAW sont capables de traiter des signaux de forte puissance.

Le réglage des filtres à base de BAW s'effectue toujours à l'aide de composants rajoutés en parallèle ou en série. Ces composants sont de type passif : diodes varicaps, [Razf06], (figure 16) ou actifs : circuits à base de transistors, [El-Has07].

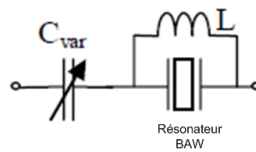


Figure 16 : Exemple de réglage d'un résonateur BAW par capacité variable série, [Razf06].

Ces réglages ne permettent généralement que de modifier dans une faible mesure (1 à 2 %, [El-Has07]) le gabarit du filtre, de façon à compenser des dispersions technologiques ou de température, [Razf06].

Au vu de ces caractéristiques, ces filtres ne sont donc pas utilisables en tant qu'éléments reconfigurables des récepteurs multistandards.

4.2.3 Les filtres céramique

Les filtres céramique font partie des filtres diélectriques. Le principe de fonctionnement de ces filtres est basé sur la résonance mécanique de matériaux piézoélectriques excités par des signaux électriques.

Les matériaux céramiques présentent des pertes diélectriques faibles et une permittivité élevée. Ils se caractérisent aussi par une grande stabilité en température, qui permet de réaliser des filtres à facteur de qualité élevé et à faibles pertes d'insertion. Ils sont également capables de traiter des signaux de forte puissance. Ils sont généralement utilisés comme filtre duplexeur après l'antenne de façon à isoler les circuits d'émission et de réception, ou comme filtres de présélection.

Il existe plusieurs types de filtres céramiques : les filtres monoblocs ou à "comblin", [Shir06], les filtres à guide d'onde, [Nos06], et les filtres à "couches de céramique et de métal

empilées" encore appelés "low temperature cofired ceramic" (LTCC) en Anglais, [Al-Ah07]. Seuls les filtres LTCC sont réglables, [Shir06].

Le réglage est principalement réalisé par la variation de certaines des capacités du circuit. Trois possibilités existent : utilisation de varactors à semi-conducteurs (diodes), de varactors à base de matériaux diélectriques comme le BST (Barium Strontium Titanate), [Kim06], et de varactors mécaniques à base de matériaux piézoélectriques, [Al-Ah07], ou MEMS, [Kar07].

Bien que ces filtres offrent une bonne sélectivité, une bonne tenue en puissance et qu'ils peuvent être associés à des circuits actifs, ils restent tout de même des composants externes et ils doivent être ajoutés après la fabrication des différents éléments sur silicium. En outre, leur taille est relativement grande (quelques dizaines de mm^2) et les tensions de polarisation sont également très élevées, de l'ordre de 200V, [Al-Ah07].

La figure 17 représente un filtre à base de composants céramique, sa fréquence centrale est réglable entre 0,8 et 2,4GHz. Cette plage de réglage continu est la plus large constatée pour ce genre de filtre, [Al-Ah07]. En revanche, la taille de ce filtre est de $12 \times 7 \text{mm}^2$ et les tensions de polarisation des varactors nécessaires sont : 0V pour 0,8GHz et 200V pour 2,4GHz.

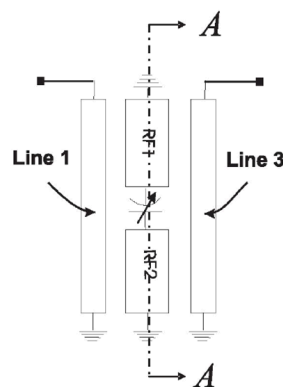


Figure 17 : Exemple de filtre passe-bande LTCC réglable par capacités variables, [Al-Ah07].

4.2.4 Les filtres à base de lignes de transmission planaires

Les filtres à base de lignes de transmission planaires encore appelés « microstrip filters » ou « coplanar wave guide » en anglais (CPW) sont constitués de pistes métalliques convenablement déposées sur des substrats diélectriques. Leur procédure de fabrication est simple car elle est identique à celle des circuits imprimés. La géométrie du circuit (largeur et

épaisseur des pistes métalliques, espacement entre elles ainsi que la constante diélectrique de l'isolant et l'épaisseur de celui-ci) détermine la fréquence centrale du filtre. Deux techniques permettent le réglage de cette fréquence centrale. La première consiste en une variation géométrique de la longueur des pistes métalliques par des commutateurs MEMS, [Kar07]. La deuxième technique consiste à modifier la longueur électrique des pistes en utilisant des varactors à matériaux para-électriques (BST), [Nat05], ou des semi-conducteurs (diodes), [Nos06], figure 18.

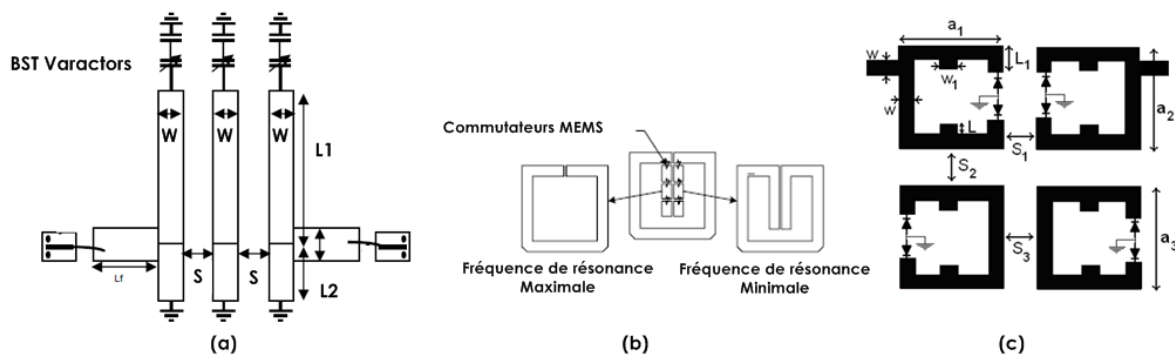


Figure 18 : Différentes techniques de réglage des filtres CPW :

(a) par la longueur électrique à l'aide de varactor (BST), [Nat05].

(b) par la longueur géométrique à l'aide de commutateurs MEMS, [Kar07].

(c) par la longueur électrique à l'aide de diodes varactor, [Nos06].

A l'instar des filtres céramiques, les filtres à base de lignes de transmission offrent une bonne sélectivité et une bonne tenue en puissance. Ils sont cependant aussi extérieurs aux circuits actifs réalisés sur silicium et sont relativement volumineux (quelque dizaines de mm²), [Nat05]. Leurs tensions de réglage sont également très grandes (jusqu'à 200V).

4.2.5 Conclusion sur les filtres passifs reconfigurables

Le tableau 3 résume les avantages et les inconvénients des filtres passifs reconfigurables actuels. Il montre que ceux qui occupent une surface importante ne sont pas intégrables sur silicium. Ces filtres ne permettent en outre qu'un réglage limité de f_0 . Seuls les filtres céramique ont une plage de réglage plus grande mais ils nécessitent des tensions de polarisation très élevées (de l'ordre de plusieurs centaines de volts). Tous ces filtres se

caractérisent par des pertes d'insertion élevées. Seuls les BAW ont des pertes plus faibles mais non négligeables.

Avantages	Inconvénients
Filtres réglables par MEMS	
<ul style="list-style-type: none"> • Faible bruit • Basse consommation • Très Bonne linéarité 	<ul style="list-style-type: none"> • Pertes d'insertion élevées (-14 à -19 dB) • Temps de commutation élevés (jusqu'à 300µs) • surface importante (quelque dizaines de mm²) • Nécessité de protéger les composants MEMS (chocs, température, humidité ...) • Problèmes de fiabilité des composants MEMS • Faible plage de réglage de fréquence : <ul style="list-style-type: none"> ○ Analogique : 1,26 :1 en continu, [Ram04] ○ Digitale : 1,6 :1 discret, [Bra01] • Faible facteur de qualité LC en général (Selfs intégrées)
Filtres à base de composants SAW et BAW	
<ul style="list-style-type: none"> • BAW : Q élevé (ordre : 1000) • BAW : faible consommation • BAW : Faible surface de silicium • BAW : bonne tenue en puissance (pour émission et réception) 	<ul style="list-style-type: none"> • SAW : non intégrables sur silicium • SAW : mauvaise tenue en puissance • BAW : réglage limité à la modification du gabarit (1 à 2% $n_{max} = 1.02$) • BAW : pertes d'insertion non négligeables (-3 à -7 dB, [Razf06])
Filtres à base de composants céramique	
<ul style="list-style-type: none"> • Large plage de réglage de fréquence, [Al-Ah07] • Bonne sélectivité (facteur de qualité des filtres élevé) • Bonne tenue en puissance • Stabilité en température. 	<ul style="list-style-type: none"> • Surface importante (>60 mm², [Al-Ah07]) • Tension de polarisation élevée (ordre quelque 100V) • Non intégrables au silicium • Pertes d'insertion élevées
Filtres à base de lignes de transmission planaires	
<ul style="list-style-type: none"> • Large plage de réglage de fréquence (3 :1, [Car05]) • Bonne sélectivité (facteur de qualité des filtres élevé) • Bonne tenue en puissance 	<ul style="list-style-type: none"> • Surface importante (>60 mm², [Car05]) • Tension de polarisation élevée (ordre quelques 100V) • Non intégrables sur silicium • Pertes d'insertion élevées

Tableau 3 : Avantages et inconvénients des différents filtres passifs réglables.

4.3 Filtres Actifs Reconfigurables

4.3.1 Généralités

Les filtres actifs présentent un intérêt important car tous leurs éléments peuvent généralement être intégrés sur silicium. Dans cette partie nous considérerons tout d'abord les

principaux filtres qui comportent à la fois des éléments actifs (diodes, transistors ...) et des inductances passives. Nous les avons appelés filtres partiellement actifs.

Nous nous intéressons ensuite aux filtres totalement actifs qui ne comportent pas d'inductances passives. Notons que les dimensions des filtres partiellement actifs sont, à cause de la présence des inductances, généralement plus importantes que celles des filtres purement actifs.

4.3.2 Filtres partiellement actifs.

4.3.2.1 Filtres LC à varactors

Les filtres partiellement actifs à LC réglés par des varactors, comportent des inductances passives et des capacités intégrées sur silicium. Ils permettent de remplacer dans les chaînes d'émission/réception les filtres externes purement passifs (SAW, céramique, ...) par des filtres intégrés de taille réduite et à faible tension de polarisation, [Dul03]. L'utilisation de filtres intégrés permet aussi généralement de s'affranchir des circuits d'adaptation d'impédance qui sont toujours nécessaires avec les filtres passifs.

Ce sont les valeurs des composants passifs : selfs et capacités qui déterminent les principales caractéristiques du filtre : fréquence centrale, pour les filtres passe bande, et facteur de qualité. Des varactors sont ajoutés pour permettre de régler la fréquence centrale. La figure 19-a représente par exemple le schéma électrique d'un filtre de ce type où les deux varactors sont représentés par des capacités variables, la figure 19-b représente le layout du circuit correspondant.

Comme les inductances intégrées sont caractérisées par de faibles facteurs de qualité (de l'ordre de 5, [Pip96]) un circuit actif équivalent à une résistance négative en série ou en parallèle est rajouté pour améliorer le facteur de qualité, [Pip96]. Ce circuit peut aussi être la cause de bruit et de non-linéarités, [Dul03].

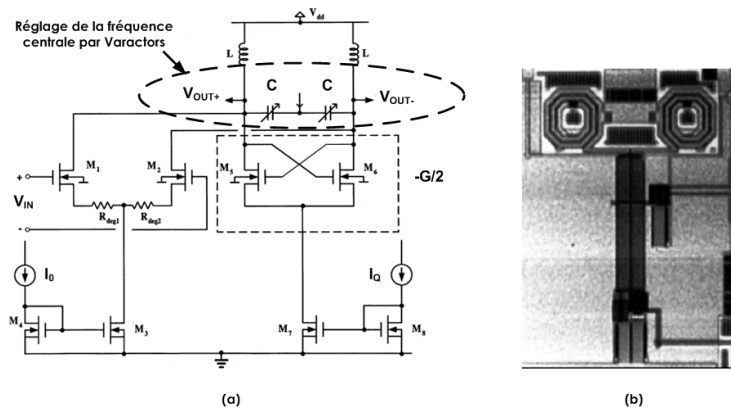


Figure 19 : Filtre LC à varactors, [Dul03] :

(a) schéma électrique.

(b) layout correspondant.

Pour le filtre représenté sur la figure 19 qui est réalisé en technologie CMOS 0.35 μ m, la fréquence centrale est réglable par des varactors entre 1.93 et 2.19GHz avec un coefficient de qualité égal à 100, [Dul03]. Alimenté sous 1.3V, sa consommation est de 5.2mW.

4.3.2.2 Filtres LC avec OTAs

Ce type de filtres, figure 20, est assez semblable à celui rappelé au paragraphe précédent puisqu'il comporte toujours une inductance passive et que le réglage de la fréquence f_0 se fait ici à l'aide des OTAs. Ces derniers sont utilisés pour modifier l'impédance de la self ou la capacité, [Pip96], permettant ainsi une modification de la valeur de la fréquence de résonance du circuit LC. Un circuit actif équivalent à une résistance négative placée en série ou en parallèle est rajouté pour améliorer son facteur de qualité.

En appelant f_0 la fréquence centrale du circuit LC de départ, la fréquence après réglage (figure 20) est approximativement donnée par : $f'_0 = f_0 \left(1 + (G_{m1} - G_{m2}) / R_S \right)^{-1/2}$, [Pip96]. Dans cette équation G_{m1} et G_{m2} sont les transconductances des deux OTAs de réglage de f_0 . Notons cependant que les réglages de f_0 et de Q ne sont pas totalement indépendants.

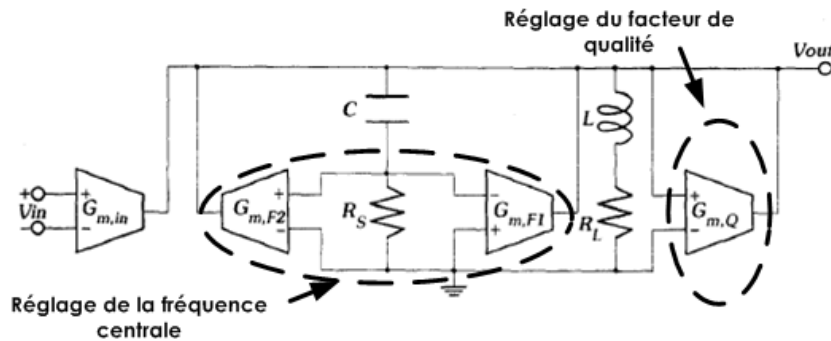


Figure 20 : Schéma électrique d'un filtre LC typique dont la fréquence centrale est réglée par des transconductances, [Pip96].

Ce filtre, alimenté sous une tension comprise entre 2,8 et 4,5V, a une fréquence centrale réglable entre 1.6 et 2GHz. Son facteur de qualité peut être ajusté entre 3 et 350, [Pip96].

4.3.3 Filtres totalement actifs

4.3.3.1 Filtres à variables d'état

Les filtres à variables d'état du second ordre sont réalisés à partir de deux intégrateurs. Deux modes de fonctionnement coexistent : mode tension et mode courant. Les filtres à variables d'état sont des filtres universels car ils permettent d'obtenir tous les transferts possibles : passe bas, passe bande, passe haut et rejeteur. Les diagrammes de fluence sont généralement utilisés pour illustrer leur fonctionnement. La figure 21 représente le diagramme de fluence d'un filtre à variable d'état du second ordre réalisé en mode courant, [Biol07]. Il est à remarquer que ces filtres sont plus faciles à réaliser en mode courant car les courants s'ajoutent directement sur les différents nœuds, [Lin95].

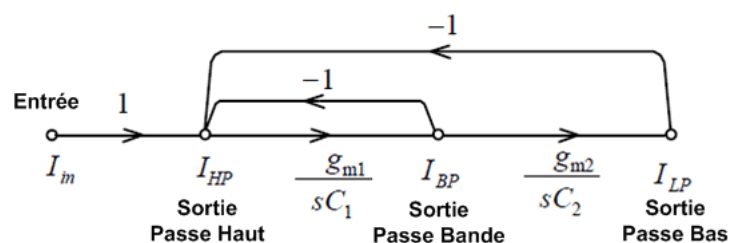


Figure 21 : Diagramme de fluence d'un filtre à variable d'état du second ordre, [Biol07].

Sur la figure 21, Les deux intégrateurs apparaissent respectivement entre les sorties passe haut, passe bande et passe bande, passe bas. Ceux-ci peuvent être réalisés à partir

d'amplificateurs opérationnels, d'OTA ou de circuits convoyeurs de courant, [Biol08]. Les principales caractéristiques des filtres à variables d'états sont contrôlées par les constantes de temps des intégrateurs et donc par leurs différents courants de polarisation (lorsque des circuits contrôlés, OTA ou CCCII, sont utilisés). La figure 22 représente par exemple un filtre à variable d'état réalisé à partir de CCCII. Sa fréquence centrale et son coefficient de qualité sont réglés indépendamment par les courants de polarisation des convoyeurs, [Nga06].

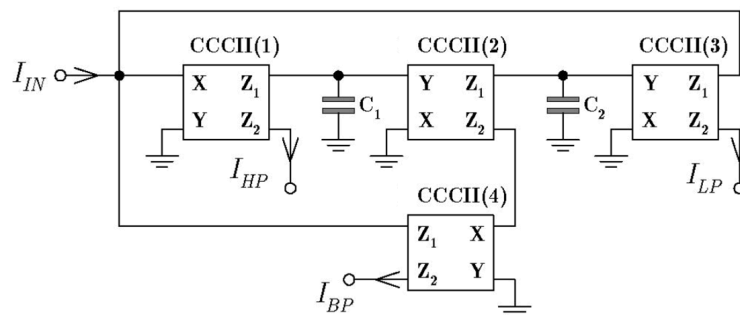


Figure 22 : Filtre à variable d'état réalisé à partir de convoyeurs de courant (CCCII), [Nga06].

Un circuit de ce type simulé en basse fréquence, [Chu08], alimenté sous $\pm 3V$, possède une fréquence centrale variable entre 100KHz et 10MHz lorsque le courant de polarisation varie respectivement entre 10 et 300 μA , son coefficient de qualité varie entre 1 et 50 (courant de polarisation I_Q varie entre 10 et 500 μA).

Les performances fréquentielles des filtres à variables d'état ne sont généralement limitées que par celles de leurs différents composants actifs. Elles sont essentiellement dues au produit gain bande passante pour les AOP. Elles ne dépendent que de leurs réponses en fréquence dans le cas des OTA et des CCCII.

4.3.3.2 Filtres à capacités commutées

Deux types de filtres à capacités commutées coexistent : les filtres conçus suivant le principe des "N-path Filters", [Oul07], et les filtres qui utilisent le principe des filtres à variables d'état, [Lin95]. Ils comportent des capacités commutées dont le principe de fonctionnement est brièvement rappelé sur la figure 23.

Ce circuit comporte une capacité C et deux interrupteurs $S1$ et $S2$ qui sont dans des positions complémentaires Φ et $\bar{\Phi}$. Ces derniers sont commandés par des signaux d'horloge représentés sur la figure 23-c dont la fréquence $f_{horloge}$ est égale à $1/T$. La capacité commutée

est ainsi équivalente à une résistance R_{eq} , figure 23-b, dont la valeur dépend de la fréquence d'horloge : $R_{eq} = 1 / (Cf_{horloge})$.

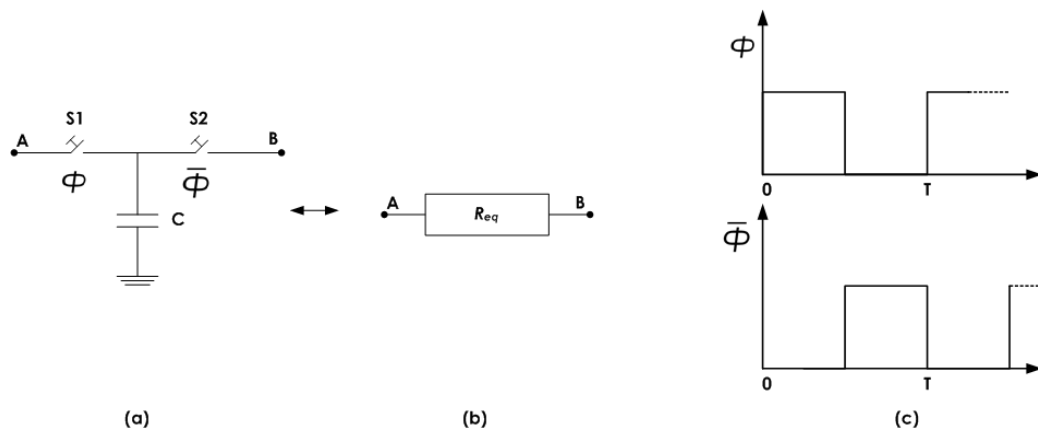


Figure 23 : Principe de fonctionnement d'une capacité commutée :

- (a) circuit électrique.
- (b) résistance équivalente.
- (c) signaux de commande complémentaires des interrupteurs.

La capacité commutée permet alors de réaliser des filtres passe bas de type RC (dans le cas des "N-Path Filters") ou des intégrateurs (pour les filtres à variables d'état) dont la constante de temps est inversement proportionnelle à la fréquence de l'horloge.

La référence [Oul07] décrit par exemple un filtre passe bande de type "N-Path" en technologie CMOS 0.35 μ m qui intègre un oscillateur VCO d'horloge, figure 24. Sa fréquence centrale est réglable entre 240 et 350MHz. Le facteur de qualité de ce filtre est ajustable entre 115 et 300 et sa surface est de 1.1x1.75 mm^2 .

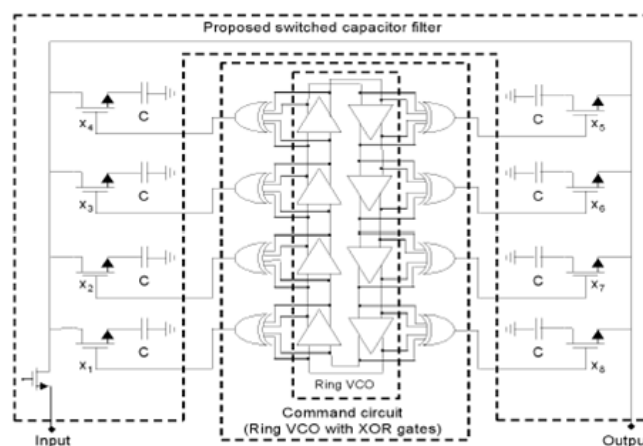
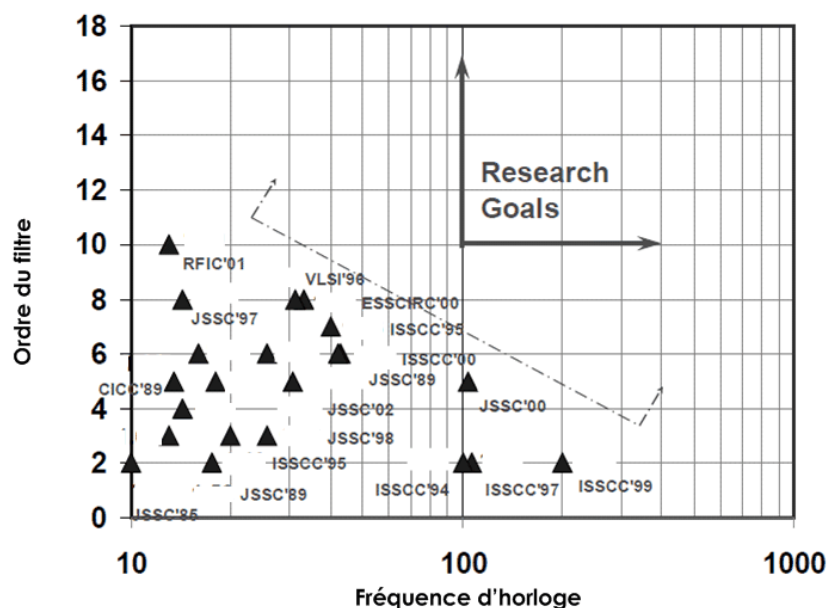


Figure 24 : Filtre passe bande de type "N-Path" à capacités commutées, [Oul07].

Notons que les filtres à capacités commutées font partie des filtres à signaux analogiques échantillonnés ou "Sampled Data Analog, SDA". De par leur nature, ces filtres sont limités à des fréquences de quelques centaines de MHz, [Che05, Sen06]. En effet, la fréquence d'horloge doit être un multiple de la fréquence du signal, (par exemple de l'ordre de 4, [Mar08]) pour éviter le repliement du spectre (anti-aliasing). La réalisation de telles horloges en haute fréquence est une tâche délicate. La figure 25 représente l'état de l'art des filtres à capacités commutées en haute fréquence. Elle indique la fréquence d'échantillonnage et l'ordre du filtre correspondant, [Sen06].



Notons toutefois que les inductances actives ont l'inconvénient d'introduire des sources de bruit et des non linéarités à cause du nombre important de transistors nécessaires à leur réalisation. De plus, contrairement aux selfs passives, la polarisation des transistors au repos engendre une consommation d'énergie.

L'inductance peut être simulée de plusieurs façon : à partir d'OTAs, de transistors ou de convoyeurs de courant. Nous rappellerons brièvement dans les paragraphes suivants les propriétés de ces différentes configurations.

4.3.3.1 Simulation d'inductance par OTA

Deux OTA permettent de réaliser un gyrateur, comme représenté sur la figure 26, [Biol08]. Sur cette figure les OTA 1 et 2 réalisent le gyrateur et l'OTA 3 simule une résistance négative. Les réglages de la fréquence centrale et du facteur de qualité s'effectuent ainsi par la variation des courants de polarisation (g_{m1} et g_{m2} pour la fréquence et g_{m3} pour Q). La plage de réglage de la fréquence est cependant généralement réduite de l'ordre de 2,5:1 ($n = 2,5$) à $f_0 = 400\text{MHz}$, [Wu02].

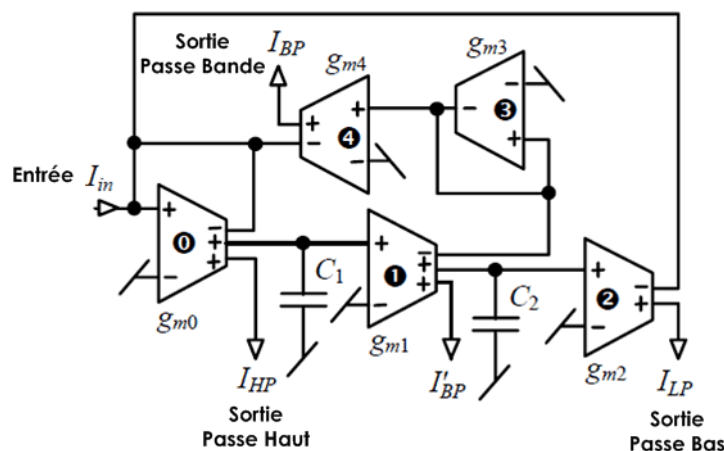


Figure 26 : Filtre du second ordre à base d'OTAs, [Wu02].

4.3.3.2 Simulation d'inductance à partir de transistors

Plusieurs configurations d'inductances actives ont été réalisées à partir de transistors Bipolaires ou CMOS, [Gao06], elles sont aussi toutes basées sur le principe du gyrateur.

La figure 27, [Sto06], représente un exemple de filtre passe bande du second ordre réalisé à partir de ce type d'inductance. Dans ce schéma, les transistors M1 et M2 permettent d'adapter l'impédance d'entrée du circuit à 250Ω . Les transistors M3 et M4 constituent

l'inductance dont la valeur est modifiable en agissant sur la tension de grille v_{g5} de M5. Les transistors M6 à M10 jouent le rôle d'une résistance négative dont les tensions de contrôle v_{q1} et v_{q2} permettent d'en modifier la valeur. Ceci permet ainsi d'agir sur le coefficient de qualité du filtre. L'étage de sortie M11 et M12 joue le même rôle que celui de l'étage d'entrée.

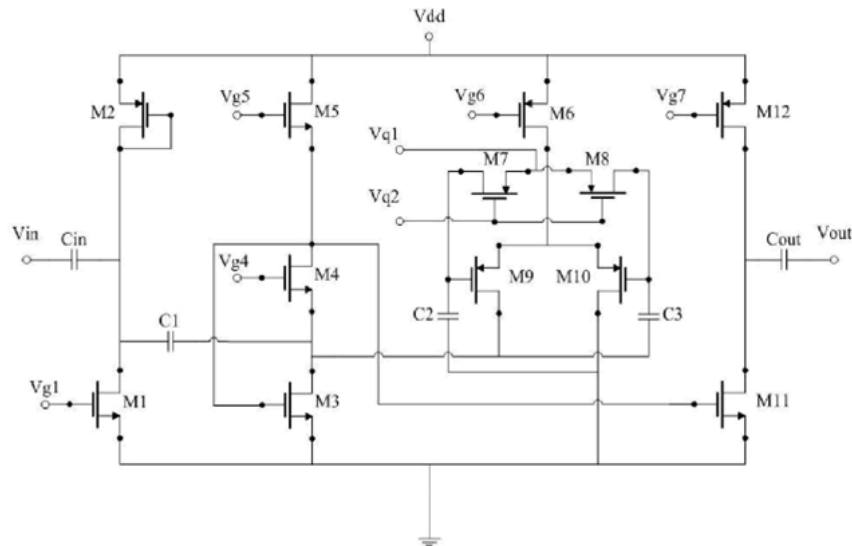


Figure 27 : Filtre passe bande du second ordre transistors MOS, [Sto06].

Les résultats de simulation en technologie AMS 0.35 μm montrent que sa fréquence centrale est réglable entre 0.5 et 1.3 GHz et son facteur de qualité est supérieur à 60 lorsque le filtre est polarisé entre 0 et 5V, [Sto06].

4.3.3.3 Simulation d'inductance à partir de convoyeurs de courant contrôlés

Les circuits convoyeurs de courant contrôlés (CCCII) permettent aussi la réalisation d'inductances actives réglables à partir du principe du gyrateur. La variation du courant de polarisation des CCCII qui agit sur la valeur de la résistance intrinsèque R_X (cf. chapitre 2) permet de modifier aisément la valeur de l'inductance. L'intérêt des CCCII réside aussi dans leurs réponses en fréquence très étendues, jusqu'à plusieurs GHz en technologie BiCMOS 0,35 μm , [CMP]. De nombreuses configurations d'inductances ont été publiées, [Fab97].

La figure 28 représente un filtre passe bande du second ordre fonctionnant en mode tension et réalisé à partir de CCCII+, [Fab96].

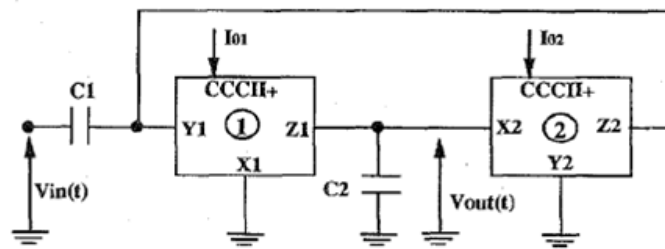


Figure 28 : Exemple de filtre passe bande du second ordre à base de CCCII+, [Fab96].

La fréquence centrale est réglable en agissant sur les courant de polarisation I_{01} et I_{02} . Une résistance négative contrôlée réalisée aussi à partir de CCCII+ peut aussi être rajoutée au circuit de façon à pouvoir modifier son facteur de qualité.

Des mesures effectuées sur un filtre passe bande réalisé suivant ce principe en technologie BiCMOS $0,8 \mu\text{m}$ et polarisé sous $\pm 2,5\text{V}$ montrent que sa fréquence centrale est réglable entre 30 et 120MHz et son coefficient de qualité jusqu'à 140 [Fab98]. Des résultats (de simulation uniquement) ont par ailleurs été publiés pour un autre filtre réalisé en technologie CMOS $0,35 \mu\text{m}$ et alimenté sous $\pm 2,5\text{V}$. Sa fréquence centrale varie entre 1,2 et 1,6GHz, [Sal06].

4.3.4 Conclusions sur les filtres actifs reconfigurables

Les différents avantages et inconvénients des filtres actifs réglables sont résumés sur le tableau 4. Ces filtres, qu'ils soient partiellement ou totalement actifs, se caractérisent par une taille réduite et sont faciles à intégrer sur silicium. Ils présentent généralement de faibles pertes d'insertion. Ils possèdent cependant quelques points faibles : leur linéarité et leur dynamique d'entrée sont plus limitées que celles des circuits passifs. Le bruit des transistors favorise par ailleurs les produits d'intermodulation. La consommation des circuits actifs est aussi bien évidemment plus importante que celles des circuits passifs reconfigurables. Ajoutons que les filtres totalement actifs conduisent cependant aux plus petites surfaces de silicium.

Avantages	Inconvénients
Filtres partiellement actifs, LC avec Varactors	
<ul style="list-style-type: none"> • Taille réduite par rapport aux filtres passifs externes • Facilement intégrables sur silicium 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible Q pour les inductances intégrées (ordre de 5-10) • Nécessité d'un circuit actif pour améliorer Q • Bruit et non linéarités • Faible plage de réglage de f_0 (jusqu'à 1,4:1, [Nak07]) • Consommation d'énergie
Filtres partiellement actifs, LC avec OTA	
<ul style="list-style-type: none"> • Taille réduite par rapport aux filtres passifs externes • Facilement intégrables sur silicium • Q jusqu'à 350, [Pip96] 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible plage de réglage de f_0 (jusqu'à 1,4:1, [Pip96]) • Limitations dues aux performances des OTA • Consommation d'énergie
Filtres totalement actifs à Variables d'état	
<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de réalisation • Plusieurs transferts disponibles (LP, BP, HP) 	<ul style="list-style-type: none"> • Performances limités, basse fréquence, jusqu'à 10MHz • Consommation d'énergie
Filtres totalement actifs à capacités commutées	
<ul style="list-style-type: none"> • Intégrable sur silicium • Facteur de qualité élevé (jusqu'à 300 [Oul07]) • Faible surface <math> < 2\text{mm}^2 </math>, [Oul07] 	<ul style="list-style-type: none"> • Temps discret • Nécessité d'une horloge à plus haute fréquence • Faible plage de réglage (jusqu'à 2,2:1, [Oul07]) • Limitation de la fréquence (jusqu'à 530MHz, [OUI07]) • Consommation d'énergie
Filtres totalement actifs à simulation d'inductance	
<ul style="list-style-type: none"> • filtres reconfigurables possédant les tailles les plus réduites • Large plage de réglage, 3:1, [Fab98] • Facilité de réglage (courants de polarisation) • Facteur de qualité jusqu'à 140, [Fab98], ou 300, [Sal06] 	<ul style="list-style-type: none"> • Consommation d'énergie • Bruit et non linéarités

Tableau 4 : Avantages et inconvénients des filtres actifs réglables.

4.4 Comparaison des caractéristiques des différents types de filtres reconfigurables.

Les filtres reconfigurables actuels peuvent se diviser en deux grandes catégories : les filtres actifs et les filtres passifs. Dans chacune de ces catégories, plusieurs topologies de réalisation de ces filtres existent. Différentes technologies ou composants (actifs ou passifs) peuvent par ailleurs aussi être utilisées pour leur réglage. Le réglage de ces filtres dépend ainsi à la fois de la technologie et de la topologie qui sont adoptées pour leur réalisation.

Nous avons représenté sur la figure 29 la classification que l'on peut effectuer pour les différents types de filtres reconfigurables qui existent actuellement. Ce schéma est

directement déduit des paragraphes précédents. Pour chaque type de filtre est indiqué sur la première ligne la technologie, la topologie ou l'élément actif utilisé. Sur la seconde ligne apparaît l'élément par l'intermédiaire duquel s'effectue le réglage des paramètres du filtre.

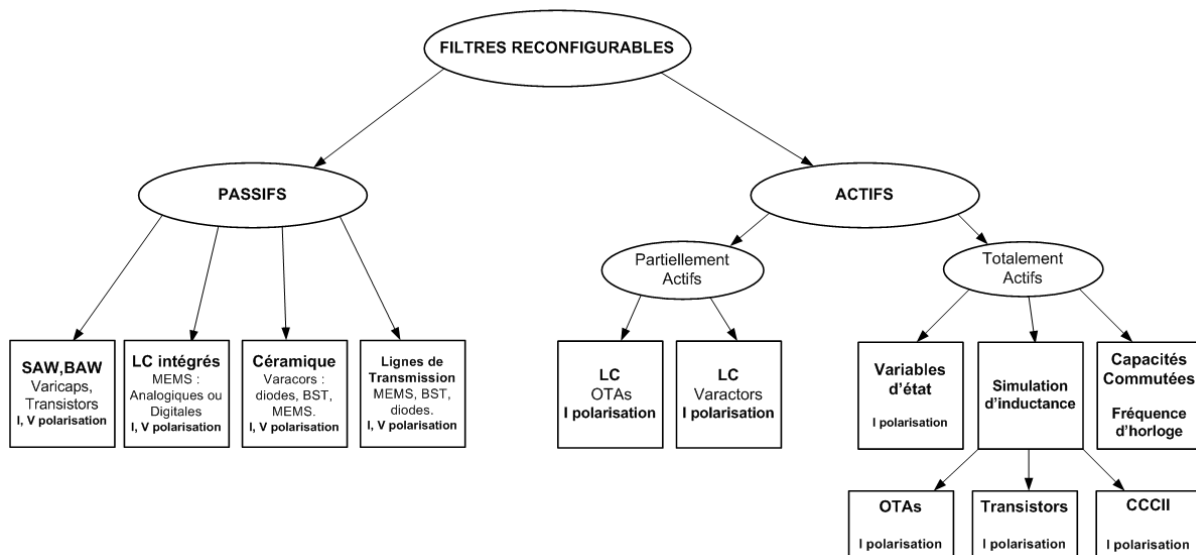


Figure 29 : Classification des différents types de filtres reconfigurables existants.

Après avoir effectué la classification des différents filtres reconfigurables, il est nécessaire de comparer leurs possibilités. Nous avons indiqué les principales propriétés des différentes sortes de filtres réglables sur le tableau 5.

Ce tableau confirme tout d'abord que les filtres passifs (totalement ou partiellement) sont ceux qui occupent la surface de silicium la plus importante (toujours supérieure à 1mm^2). Les filtres actifs par contre occupent une surface réduite qui est de l'ordre de quelques μm^2 . Elle est ainsi au moins 1000 fois plus petite que celle des filtres passifs.

Le tableau indique l'état de l'art pour chaque type de filtre rencontré ainsi que la référence correspondante. Nous y avons tout d'abord fait figurer les paramètres les plus importants pour l'agilité : fréquence centrale maximale, plage de réglage de f_0 (caractérisée par la valeur n), le temps de commutation de f_0 , le facteur de qualité et la surface de silicium nécessaire. Le tableau mentionne aussi l'ordre de grandeur de la puissance consommée, de la dynamique et des pertes d'insertion.

D'une façon générale, on constate que lorsque $f_{0\text{max}}$ est élevée ($>1\text{ GHz}$) la valeur de n reste inférieure à 2, sauf pour les filtres céramiques. Pour ces derniers, la surface (de silicium) est supérieure à 10mm^2 et la tension de contrôle est importante ($\sim 200\text{ V}$). Le temps de

commutation de f_0 est aussi très élevé. Les seuls filtres pour lesquels le temps de commutation de f_0 est compatible avec l'agilité du filtre sont ceux qui sont réglés par des éléments actifs ainsi que les filtres à capacités commutées.

La puissance consommée par les filtres actifs est la plus grande. Elle reste cependant en général toujours inférieure à 100mW. Les facteurs de qualité les plus élevés sont obtenus pour les filtres SAW et BAW.

Les filtres passifs se caractérisent généralement par une meilleure linéarité. Cependant, leurs pertes d'insertion sont plus élevées que pour les filtres actifs.

Topologie du filtre		Techniques de reconfiguration	f_{0max}	Valeur maximale de n @ f_{0min}	Temps de Commutation de f_0	Q	Surface	Consommation	Linéarité et Dynamique	Pertes d'insertion	
FILTRES PASSIFS	LC	Par MEMS : • analogiques • aigiales	3 GHz, [Car05]	n = 1,26 @ 1,87 GHz [Ram04] (continu) n = 3 @ 25 MHz [Ent07] (discret)	1-300 μ s	élevé, > 800 [Car05]	très grande > 10mm ²	• faible • tension d'alimentation élevée	importante	élevées, -14 – -19 (dB)	
	SAW, BAW	• varicaps • transistors	6 GHz, [Aig08]	n \leq 1,02 [Aig08]	1-100ns	1000	grande > 1mm ²	très faible (circuit de réglage)	élevée	moyennes -3 – -7 (dB)	
	Céramique	Par varactors : • à semi-conducteur (diodes) • à diélectrique (BST) • mécaniques (MEMS)	2,4 GHz, [Al-Ah07]	n = 3 @ 800 MHz, [Al-Ah07], (continu)	1-300 μ s	800	très grande > 10mm ²	• faibles (circuit de réglage) • tension d'alimentation élevée	élevée	élevées	
	Lignes de transmission coplanaires (CPW)	Variation de la longueur de la ligne : • géométrique par MEMS, • électrique par BST ou diodes	18 GHz, [Ent05]	n = 1,5 @ 12 GHz, [Ent05], (discret). n = 4 @ 350 MHz, [Car05] (discret)	1-300 μ s	-	très grande > 72mm ²	très faible : dizaines de μ W	élevée (IIP3 \approx 41dBm)	élevées	
FILTRES ACTIFS	Partiellement	LC	• varactors • OTA	2,5 GHz, [Nak07]	n = 1,39 @ 1,8 GHz, [Nak07] n = 1,25 @ 1,6 GHz, [Pip96]	1-100ns	100 [Dul03]	très grande > 8 mm ²	élevée > 54 mW	SFDR > 30dB	faibles
		Variables d'état	• courant de polarisation	-	-	1-100ns	-	-	-	-	faibles
	Totalem	Capacités commutées	• fréquence d'horloge	0,6 GHz, [Oul07]	n = 2,2 @ 240 MHz, [Oul07]	1-100ns	jusqu'à 300	grande > 1mm ²	élevée > 60 mW, [Oul07]	DR > 30dB	faibles
		Simulation d'inductances	• courant de polarisation	2,45 GHz, [Gao06]	n = 1,53 @ 1,6 GHz, [Gao06] n = 2,75 @ 400 MHz, [Wu03]	1-100ns	jusqu'à 300, [Sal06]	très faible < 0,03 mm ² , [Wu02]	élevée > 46 mW, [Fab98]	DR \approx 54dB [Fab96]	très faibles \sim 0 (dB)

Tableau 5 : Comparaison des caractéristiques des différents filtres réglables.

5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord rappelé les différentes architectures des récepteurs qui sont utilisées dans les télécommunications mobiles. Nous les avons ensuite comparées et nous avons indiqué les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles. Nous avons alors pu constater que l'architecture "Superhétérodyne à digital IF" est celle qui semble convenir le mieux pour la mise en œuvre de la radio logicielle.

Nous avons ensuite rappelé les principales définitions de la radio logicielle et les façons de la mettre en œuvre : récepteur multistandard à éléments en parallèle ou à éléments reconfigurables. L'approche de Mitola qui consiste à numériser la totalité du spectre est au delà de l'état de l'art des ADC. De plus, à cause de la consommation supposée, elle ne semble pas être la meilleure solution.

La radio cognitive qui constitue le niveau le plus élaboré de la radio logicielle permet l'adaptation du système à son environnement de façon à pouvoir profiter au mieux de la totalité des ressources disponibles.

Après avoir donné les définitions de la plage de réglage de la fréquence d'un filtre et comparé les notions de filtre réglable, reconfigurable et agile, nous avons fait l'état de l'art des différentes techniques passives ou actives qui permettent d'obtenir un filtre réglable ou reconfigurable. Nous avons, par contre, montré que les filtres actifs sont ceux qui jusqu'à 2.5 GHz présentent une plus grande facilité de réglage de la fréquence centrale. Ils sont aussi totalement intégrables sur les technologies silicium actuelles et ne nécessitent pour leur réalisation qu'une très petite surface de silicium.

Les filtres passifs bien qu'ayant une bonne linéarité, sont ceux qui d'une façon générale occupent les surfaces de silicium les plus importantes et sont aussi les moins facilement reconfigurables.

Remarquons d'une façon générale, qu'un tel filtre qui possèdera une forte sélectivité et une possibilité de réglage de f_0 étendue permettra de relaxer les performances des composants qui le suivront dans les chaînes d'émission et de réception.

Le chapitre suivant sera consacré à l'introduction d'une nouvelle théorie, celle des filtres à fréquence agile totalement actifs.

CHAPITRE 2 :

ENONCE DE LA THEORIE DES FILTRES A FREQUENCE

AGILE TOTALEMENT ACTIFS

Chapitre 2 : Enoncé de la théorie des filtres à fréquence agile totalement actifs.

1 INTRODUCTION

L'intérêt des filtres facilement reconfigurables pour les récepteurs multistandards de télécommunication a été mis en évidence au chapitre premier. Cependant, après en avoir fait l'état de l'art, nous avons constaté qu'aucun de ceux existant actuellement ne satisfait entièrement aux critères requis.

Dans ce chapitre, après avoir montré les limites des principes actuels qui régissent la reconfiguration des filtres, nous présenterons une nouvelle théorie relative aux filtres du second ordre. Celle-ci sera ensuite généralisée de façon simple pour obtenir des filtres que nous appellerons de classe n . Nous étudierons ensuite dans ce chapitre les différentes propriétés de ces nouveaux filtres.

2 PRINCIPE DE LA RECONFIGURATION DES FILTRES

2.1 Généralités

Comme nous l'avons rappelé au chapitre 1, un filtre reconfigurable est un filtre pour lequel les caractéristiques (fréquence centrale, bande passante ...) sont facilement modifiables et sa plage de fréquence de reconfiguration est supérieure à $[f_0 - 2f_0]$.

De plus, lorsque ces modifications sont effectuées suffisamment rapidement de façon à ne pas perturber le traitement du signal transmis, le filtre sera dit agile.

Nous supposerons tout d'abord que le filtre reconfigurable est de type passe bande et que le réglage de sa fréquence centrale f_0 peut s'effectuer sur l'intervalle $f_{min} - f_{max}$ avec comme condition $f_{max} > 2f_{min}$ (cf. chapitre 1, paragraphe 4.1.2).

La figure 1 représente par exemple la réponse en fréquence $F(s)$ d'un filtre passe bande reconfigurable pour lequel trois fréquences centrale f_1, f_2 et f_3 ont été sélectionnées sur la plage $f_{min} - f_{max}$.

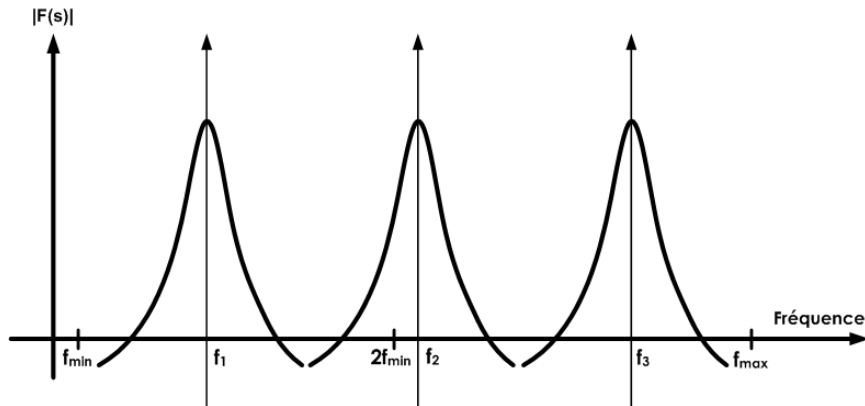


Figure 1 : Réponse en fréquence à f_1 , f_2 et f_3 d'un filtre passe bande reconfigurable.

Ajoutons en outre que lorsque la fréquence centrale f_0 de ce filtre peut être déplacée de façon continue pour balayer toutes les fréquences comprises entre f_{min} et f_{max} , on dira que le filtre est reconfigurable de façon continue.

2.2 Schéma électrique correspondant

Un circuit RLC parallèle attaqué par un courant I_{IN} et dont la tension de sortie est V_{OUT} , comme représenté sur la figure 2, permet de réaliser une fonction de transfert de type passe bande du second ordre.

$$\frac{V_{OUT}}{I_{IN}} = F(s) = \frac{Ls}{1 + (L/R)s + LCs^2} \quad (2.1)$$

Sa fréquence centrale est donné par : $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ et son facteur de qualité est $Q = R\sqrt{C/L}$. La bande passante à -3dB est alors donnée par $\Delta f = 1/2\pi RC$. Elle est indépendante de la valeur de la self.

L'expression de f_0 précédente montre qu'il existe deux possibilités pour modifier la valeur de f_0 : agir sur la valeur de C ou sur la valeur de L .

Lorsque la valeur de la capacité C est modifiée, Q et Δf sont aussi modifiés. Cette solution est très proche de celle que nous avons rappelée au chapitre 1 paragraphe 4.2.1 dont nous avons indiqué les caractéristiques au tableau 3, chapitre 1.

Lorsque la valeur de la self L est modifiée (figure 2), la bande passante Δf du filtre n'est pas affectée. Remarquons cependant aussi que la modification de la valeur de R permettra de modifier la valeur de Q sans incidence sur f_0 .

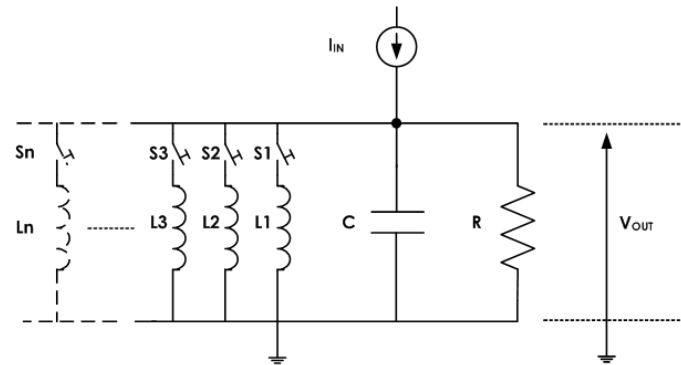


Figure 2 : Schéma de principe d'un filtre passe bande reconfigurable.

C'est cette approche qui nous a conduit à introduire la théorie des filtres à fréquence agile totalement actifs qui sera présentée aux paragraphes suivants.

Ainsi, Lorsque plusieurs selfs de différente valeur L_1 , L_2 et L_3 correspondant respectivement aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 (avec $L_i = (4\pi^2 C f_i^2)^{-1}$ et $i = 1$ à 3) sont commutées, comme indiqué sur la figure 2, le circuit est alors équivalent à un filtre reconfigurable dont la réponse en fréquence est celle qui a été représentée sur la figure 1. Chacune des bandes transmises correspondant à la self sélectionnée.

La commutation de ces selfs conduira alors à des sauts de fréquence discrets. Remarquons que pour obtenir un filtre reconfigurable de façon continue, il faudrait que la valeur de la self L puisse varier de façon continue entre les valeurs L_1 et L_3 par exemple.

2.3 Inconvénients de cette approche

L'intégration d'une self sur un circuit silicium n'est pas une solution avantageuse à cause de l'importante surface de silicium qui est nécessaire (à titre d'exemple une self de 45 nH occupe $240 \mu\text{m}^2$ dans une technologie $0,25 \mu\text{m}$ CMOS, [Zol01]). De plus, un récepteur multistandards comportant n bandes transmises aux fréquences f_1, f_2, \dots, f_n nécessitera donc d'utiliser n selfs, [Dic05].

Par ailleurs, l'expression de f_0 au paragraphe précédent montre que lorsqu'un filtre reconfigurable doit être centré sur les deux fréquences f_l et nf_l , les valeurs des selfs correspondantes associées seront L_l et L_l/n^2 ; ce qui implique d'intégrer deux selfs dont les rapports des surfaces sera au moins proportionnel à n , [Yue00]. Il faut en outre prendre aussi en compte la surface des commutateurs nécessaires (cf. figure 2).

Les coefficients de qualité des selfs intégrées sur silicium sont généralement limités (de l'ordre de 5-10, [Yue00,Chu03]). Ajoutons que ce type de filtre ne sera en outre pas reconfigurable de façon continue comme nous l'avons indiqué précédemment.

2.4 Circuit équivalent actif

Compte tenu des inconvénients mentionnés précédemment, les selfs passives peuvent actuellement être remplacées par des selfs équivalentes réalisées à partir de circuits de type gyrateur (cf. chapitre 1 paragraphe 4.3.3.3).

Un des schémas de réalisation possible est par exemple celui représenté sur la figure 5 qui utilise deux convoyeurs de courant contrôlés de seconde génération à transfert en courant positif (CCCII+). La self équivalente à l'entrée du circuit est égale à :

$$L_{eqi} = R_{X1}R_{X2}C_i s \quad ; \quad i = 1 \text{ à } n \quad (2.2)$$

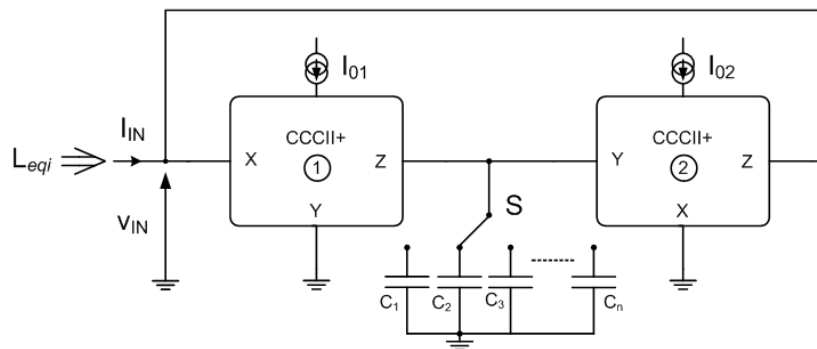


Figure 3 : Self active équivalente.

R_{X1} et R_{X2} sont respectivement les résistances intrinsèques de chacun des convoyeurs (voir chapitre 3, paragraphe 2.2). C_i est la capacité correspondante qui permet d'obtenir la valeur de la self L_i de la figure 2. Les valeurs de R_{X1} et R_{X2} sont réglables par le courant de polarisation I_{0i} du convoyeur correspondant (voir chapitre 3). $R_{Xi} = V_T/2I_{0i}$ avec $i = 1$ à 2. Dans cette équation V_T est la tension thermique $V_T = kT/q = 26 \text{ mV}$ à 27°C .

Cependant, les courants de polarisation qui ne sont réglables que sur une plage limitée ne permettent qu'un réglage fin de la valeur de L_i . En effet, une augmentation trop importante des courants I_{0i} modifie le comportement du convoyeur, conduit à des offsets, à des non linéarités et à l'augmentation de la puissance consommée. Ce réglage n'est donc approprié que pour ajuster finement la valeur de f_0 .

Les différentes capacités C_1 à C_n permettent donc d'obtenir les selfs L_1 à L_n qui s'avèrent nécessaires (équation 2.2) et conduisent alors aux réponses en fréquence de la figure 1.

2.5 Inconvénients de cette approche

Les capacités C_1 à C_n peuvent être réalisées à partir de MEMS digitales (cf. chapitre 1, paragraphe 4.2.1.2). Cependant, ajoutons ici que les inconvénients relatifs à la surface de silicium nécessaire pour les capacités sont semblables à ceux indiqués au paragraphe 3.3 précédent. En effet, il sera aussi nécessaire d'intégrer n capacités pour un récepteur multistandards comportant n bandes.

De même, lorsque le filtre doit être centré aux deux fréquences f_l et nf_l , les selfs équivalentes correspondantes sont L_1 et L_1/n^2 . L'expression 2.2 montre alors que les valeurs des capacités associées sont C_1 et C_1/n^2 . Ceci conduit à intégrer deux capacités de même type dont les rapports de surface de silicium sont aussi proportionnels à n^2 .

Les inconvénients de ce circuit actif par rapport à la surface de silicium sont alors exactement semblables à ceux énoncés pour la self passive de la figure 2.

2.6 Conclusions

Le principe que nous avons envisagé aux paragraphes précédents pour un filtre reconfigurable nous a successivement conduit à deux approches. L'une est purement passive et l'autre active.

Le calcul théorique a tout d'abord montré que la fréquence centrale f_0 du filtre est proportionnelle à la racine carrée de l'élément (L ou C) qui est utilisé pour la reconfiguration. Nous avons aussi montré que ces deux approches conduisent toutes les deux à des surfaces de silicium relativement importantes. En effet pour un récepteur multistandards à n bandes il est généralement nécessaire d'intégrer n composants différents.

Par ailleurs, pour un rapport de fréquence égal à n , le rapport des surfaces de ces composants est au moins proportionnel à n .

Le fait d'intégrer des éléments commutés implique tout d'abord que le filtre ne sera pas reconfigurable de façon continue. Le filtre obtenu ne possèdera en général pas non plus l'agilité puisque la commutation des éléments implique des temps de commutation qui perturberont le traitement du signal.

Tous ces inconvénients nous ont alors conduit à envisager un nouveau type de filtre à fréquence agile totalement actif dont nous développerons la théorie dans les paragraphes suivants.

3 REALISATION D'UN FILTRE A FREQUENCE AGILE TOTALEMENT ACTIF

La réalisation du filtre à fréquence agile est basée sur une structure de filtrage classique du second ordre qui comporte une entrée et deux sorties différentes, passe-bas et passe-bande respectivement. Dans les paragraphes suivants nous introduirons la théorie en utilisant uniquement des circuits fonctionnant en mode tension, cependant il est bien évident que les filtres agiles pourront aussi être obtenus à partir de circuits fonctionnant en mode courant. (*cf.* paragraphe suivant et chapitre 3).

3.1 Rappels Sur Les Circuits Fonctionnant En Mode Tension Et En Mode Courant

3.1.1 Généralités

Les circuits électroniques peuvent être conçus pour fonctionner soit en mode tension soit en mode courant. Le choix du mode dépend essentiellement de l'application visée. Le mode tension est celui qui est traditionnellement utilisé alors que le mode courant est souvent préféré pour les applications à très haute fréquence, [Rob99]. Par ailleurs, lorsqu'une fonction nécessite plusieurs sommations de signaux, le mode courant sera préféré car la somme des courants peut s'effectuer directement sur un nœud sans nécessiter de circuits supplémentaires.

Dans ce paragraphe nous allons rappeler brièvement les particularités de ces deux modes de fonctionnement.

3.1.2 Mode tension

Un circuit fonctionne en mode tension lorsque les signaux en jeu sont les tensions, celle appliquée à l'entrée et celle prélevée à la sortie. La fonction de transfert s'exprime alors en fonction de ces signaux, $F(s)=V_s(s)/V_e(s)$. La figure 4 représente le schéma d'un circuit constitué d'une cascade de plusieurs blocs fonctionnant suivant ce mode.

$E_g(t)$ et R_g représentent la tension et la résistance intrinsèque du générateur de commande équivalent. Deux cas sont à considérer. Lorsque ces fonctions sont réalisées à l'intérieur d'un même circuit intégré, la résistance R_g est généralement très faible, idéalement

nulle. La résistance d'entrée R_e de la fonction $F(s)$ est alors idéalement infinie. Lorsque ces deux fonctions sont réalisées par deux circuits intégrés différents, les valeurs de R_g et R_e sont choisies identiques (généralement 50Ω) pour minimiser les réflexions.

Dans ce mode de fonctionnement la dynamique des signaux est par ailleurs limitée par les tensions de polarisation V^+ et V^- des circuits. La réduction des valeurs de la tension de polarisation aura alors tendance à engendrer de distorsions et à dégrader ainsi le rapport signal sur bruit.

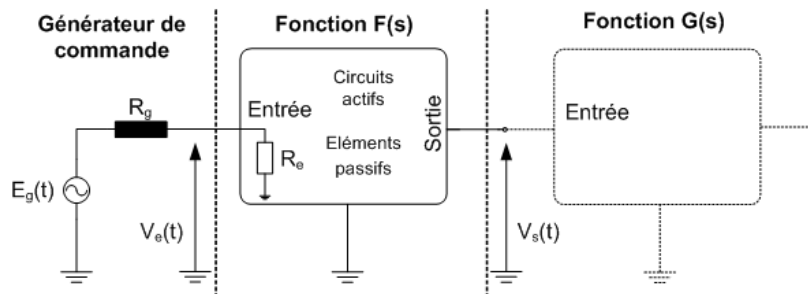


Figure 4 : Schéma d'un circuit fonctionnant en mode tension

3.1.3 Mode courant

On parle d'un circuit fonctionnant en mode courant lorsque les signaux en jeu sont les courants d'entrée et de sortie de celui-ci. La fonction de transfert est alors exprimée en fonction de ces courants, $F(s) = I_s(s)/I_e(s)$. La figure 2 représente le schéma d'un circuit fonctionnant en mode courant. $I_g(t)$ est un générateur de courant de commande équivalent. R_g est sa résistance interne. Lorsque, comme précédemment ces fonctions sont réalisées à l'intérieur d'un même circuit intégré, R_g est très grande (idéalement infinie). Et l'impédance d'entrée R_e de la fonction $F(s)$ est petite (idéalement nulle).

De même lorsque les fonctions sont réalisées par des circuits intégrés différents les valeurs de R_g et R_e seront choisies identiques pour les mêmes raisons que précédemment.

Dans ce mode de fonctionnement il est possible de concevoir des circuits pour lesquels la dynamique du courant de sortie dépasse la valeur du courant de polarisation, I_0 , du circuit, [Fab09-b].

Lorsque la valeur de la tension de polarisation $V^+ - V^-$ est réduite, la dynamique des signaux de sortie n'est ici pas affectée car celle-ci est indépendante du courant de polarisation. La distorsion et le rapport signal sur bruit ne seront donc généralement pas modifiés.

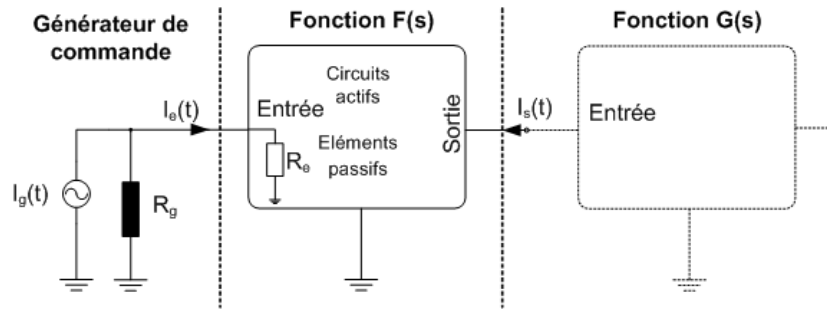


Figure 5 : Schéma d'un circuit fonctionnant en mode courant

3.2 Description de la cellule de base du second ordre

La figure 6 représente un circuit de filtrage classique du second ordre opérant en mode tension. Il comprend à la fois une sortie de type passe-bas et une sortie de type passe-bande. Cette cellule constituera l'élément de base dans la réalisation du filtre à fréquence agile.

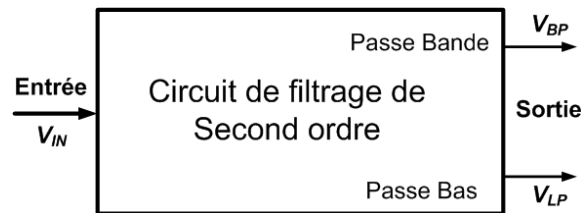


Figure 6 : Circuit de filtrage du second ordre possédant deux sorties.

V_{IN} représente la tension d'entrée du filtre. Les deux sorties V_{BP} et V_{LP} sont respectivement les sorties passe-bande et passe-bas du filtre. Les fonctions de transfert $F_{BP}(s)$ et $F_{LP}(s)$ ($s = j\omega$) s'expriment par :

$$F_{BP}(s) = \frac{V_{BP}}{V_{IN}}(s) = \frac{a's}{1 + as + bs^2} \quad (2.3)$$

$$F_{LP}(s) = \frac{V_{LP}}{V_{IN}}(s) = \frac{d'}{1 + as + bs^2} \quad (2.4)$$

Dans ces expressions a et b sont des constantes réelles positives de façon à assurer la stabilité du filtre. Nous supposons aussi que a' et d' sont des constantes réelles positives. Les valeurs de toutes ces constantes sont liées aux valeurs des différents composants du circuit. Elles permettent de déterminer les expressions des paramètres caractéristiques du filtre.

La fréquence caractéristique est donnée par $f_0 = 1/2\pi\sqrt{b}$. Cette fréquence correspond à la fréquence centrale de la sortie passe-bande et à la fréquence de coupure de la sortie passe bas.

Le facteur de qualité du circuit s'exprime par $Q = \sqrt{b}/a$.

Le gain à la fréquence f_0 pour la sortie passe bande est : $G_{BP} = a'/a$.

Et sa bande passante à -3dB est égale à $\Delta f = a/2\pi b$

Le gain en basse fréquence pour la sortie passe bas est : $G_{LP} = d'$.

Ajoutons aussi qu'en général pour un filtre classique, les gains des deux sorties seront supérieurs ou égaux à l'unité, c'est-à-dire $a' \geq a$ et $d' \geq 1$.

3.3 Schéma bloc du circuit de filtrage à fréquence agile

La figure 7 représente le nouveau circuit de filtrage du second ordre à fréquence agile obtenu à partir de la cellule de base précédente. La tension de la sortie passe bas de la cellule de base est tout d'abord amplifiée à l'aide d'un amplificateur de tension de gain A réglable. La tension amplifiée est ensuite ajoutée à la tension d'entrée V_{IN} du circuit précédent. La nouvelle tension d'entrée du filtre est alors V_E et le circuit comporte toujours deux sorties V_{LP} et V_{BP} qui sont de nature identique à celles de la structure du départ.

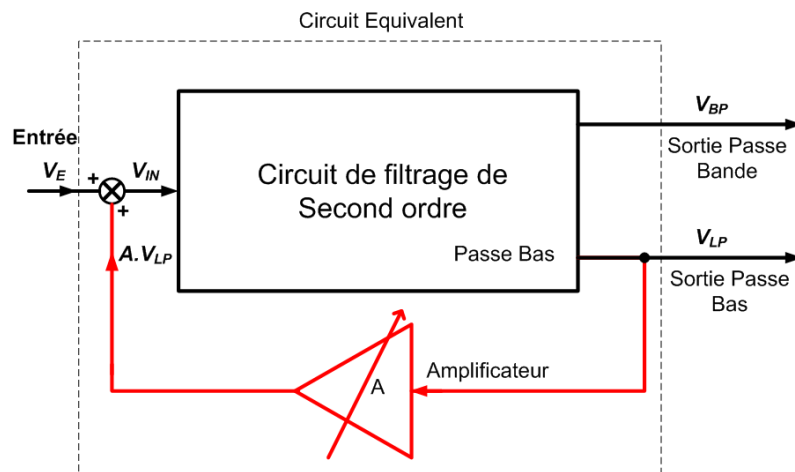


Figure 7 : Nouveau circuit de filtrage du second ordre réalisé à partir de la cellule de base

3.4 Expression des fonctions de transfert

Le signal d'entrée du nouveau circuit de la figure 7 est donné par :

$$V_E = V_{IN} - A \cdot V_{LP} \quad (2.5)$$

La sortie V_{BP} qui, comme le montrent les calculs suivants, est toujours de type passe bande constitue une des tensions de sortie de ce nouveau filtre. Le transfert $\mathbb{F}_{BP}(s)$ correspondant est alors :

$$\mathbb{F}_{BP}(s) = \frac{V_{BP}}{V_E}(s) = \frac{V_{BP}}{V_{IN} - AV_{LP}} \quad (2.6)$$

Cette expression peut aussi s'exprimer à partir de la fonction de transfert $F_{BP}(s)$ du filtre passe bande initial, équation 2.3, et de la fonction de transfert $F_{LP}(s)$ du passe bas initial, équation 2.4, par :

$$\begin{aligned} \mathbb{F}_{BP}(s) &= \frac{V_{BP}}{V_E}(s) = F_{BP}(s) \frac{1}{1 - AF_{LP}(s)} = \frac{a's}{(1 - Ad') + as + bs^2} \\ &= \frac{\frac{a's}{(1 - Ad')}}{1 + \frac{as}{(1 - Ad')} + \frac{bs^2}{(1 - Ad')}} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Cette expression est bien celle d'un filtre passe bande dont le gain :

$$G_{BPA} = \frac{a'}{a} \quad (2.8)$$

reste identique au gain du passe bande initial de la figure 6.

La sortie V_{LP} du nouveau filtre reste elle aussi de même nature que pour le circuit initial. C'est une sortie passe bas. Sa nouvelle fonction de transfert sera :

$$\begin{aligned} \mathbb{F}_{LP}(s) &= \frac{V_{LP}}{V_E}(s) = F_{LP}(s) \frac{1}{1 - AF_{LP}(s)} = \frac{d'}{(1 - Ad') + as + bs^2} \\ &= \frac{\frac{d'}{(1 - Ad')}}{1 + \frac{as}{(1 - Ad')} + \frac{bs^2}{(1 - Ad')}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Son gain est :

$$G_{LPA} = \frac{d'}{(1 - Ad')} \quad (2.10)$$

La fréquence caractéristique f_{0A} de ce nouveau circuit est alors donnée par :

$$f_{0A} = \frac{\sqrt{(1 - Ad')}}{2\pi\sqrt{b}} \quad (2.11)$$

Son facteur de qualité devient :

$$Q_A = \sqrt{(1 - Ad')} \cdot \frac{\sqrt{b}}{a} \quad (2.12)$$

Les expressions (2.11) et (2.12) qui permettent de déterminer la bande passante à -3 dB de la sortie passe bande de la nouvelle structure montrent qu'elle est identique à celle du circuit de la figure 6, $\Delta f_A = \Delta f$.

Le tableau 1 résume ainsi les caractéristiques des deux circuits présentés.

	Circuit de base (figure 6)	Filtre à fréquence agile (figure 7)
Fréquence centrale	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{b}}$	$f_{0A} = \sqrt{(1 - Ad')} \cdot f_0$
Gain Passe bande	$G_{BP} = \frac{a'}{a}$	$G_{BPA} = G_{BP}$
Gain Passe bas	$G_{LP} = d'$	$G_{LPA} = \frac{G_{LP}}{(1 - Ad')}$
Facteur de qualité	$Q = \frac{\sqrt{b}}{a}$	$Q_A = \sqrt{(1 - Ad')} \cdot Q$
Bande Passante du passe bande	$\Delta f = \frac{a}{2\pi b}$	$\Delta f_A = \Delta f$

Tableau 1 : Paramètres caractéristiques des filtres des figures 6 et 7.

Le tableau précédent montre que la fréquence centrale du filtre agile (figure 7) est liée à la fréquence centrale f_0 du filtre de départ par un coefficient qui dépend à la fois de A (Gain de l'amplificateur) et de d' , gain du filtre passe bas initial (figure 6).

Le gain de la sortie passe bande n'est pas modifié, alors que le gain de la sortie passe bas est divisé par $(1 - Ad')$. Ce tableau montre aussi que la bande passante à -3 dB du passe bande reste identique pour les circuits des figures 6 et 7.

Les équations (2.7) et (2.9) précédentes indiquent que le nouveau circuit de la figure 6 sera stable à la condition supplémentaire que $(1 - Ad')$ soit positif (critère de Routh-Hurwitz), [Mil88].

Lorsque le filtre initial (figure 6) comporte aussi une sortie passe haut (comme c'est par exemple le cas pour les filtres à variables d'état) les calculs montrent que la sortie passe haut du filtre agile (figure 7) aura un gain identique à celui du filtre initial. Sa fréquence de coupure à -3 dB sera bien sûr aussi égale à f_{0A} .

3.5 Incidence de la valeur du gain de l'amplificateur

Au paragraphe 3.4 précédent nous avons vu que le fait de rajouter une branche de retour supplémentaire de gain A permet de modifier les expressions des fonctions de transfert des deux sorties. Les paramètres caractéristiques du filtre : fréquence centrale, facteur de qualité et gain, sont alors modifiés par la valeur du facteur $(1 - Ad')$.

La présence du terme $\sqrt{(1 - Ad')}$ dans les expressions de f_{0A} et Q_A nous conduit alors à envisager plusieurs cas possibles suivant le signe et la valeur de $(1 - Ad')$.

Lorsque les constantes de départ a , b , a' et d' que nous avons supposées positives, sont fixées, la valeur et le signe de A conduisent alors à distinguer trois cas possibles. Ces différents cas sont représentés sur la figure 8 par 3 régions qui donnent la valeur du rapport f_{0A}/f_0 en fonction du gain A de l'amplificateur.

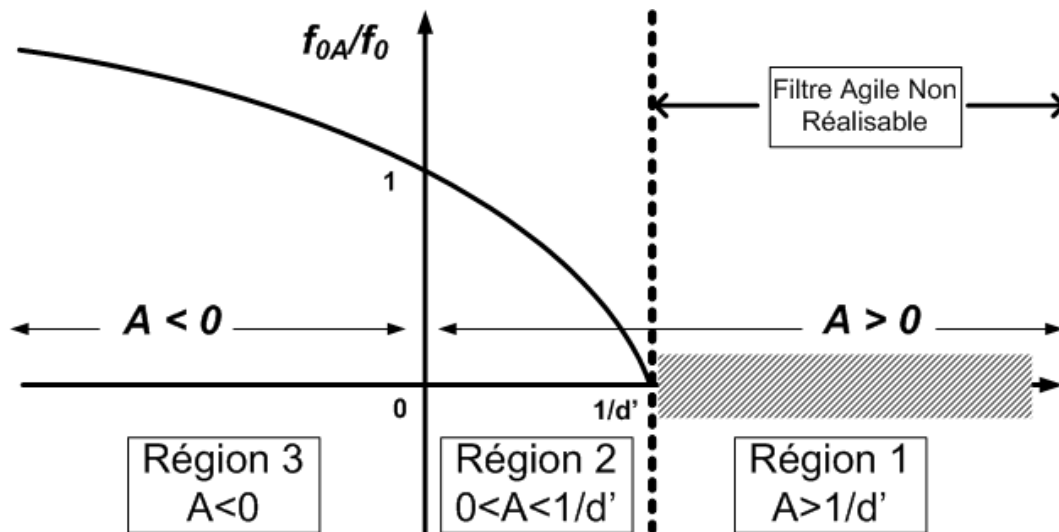


Figure 8 : Variation du rapport f_{0A}/f_0 en fonction du gain A .

Région 1 : $1 - Ad' < 0$ c'est-à-dire $A > 1/d'$. L'amplificateur est de gain positif et supérieur à $1/d'$. le filtre agile ne pourra alors pas fonctionner car le terme $\sqrt{(1 - Ad')}$ n'est pas réel positif.

Région 2 : $0 < 1 - Ad' < 1 \Rightarrow 0 < A < 1/d'$. Le gain de l'amplificateur est positif et inférieur à $1/d'$. Les conditions de stabilité sont assurées et le filtre peut fonctionner correctement. Le facteur $\sqrt{1 - Ad'}$ étant inférieur à l'unité, il en résulte que la fréquence centrale f_{0A} du circuit de la figure 7 est inférieure à la fréquence centrale f_0 du filtre de départ.

Remarquons dans ce cas que lorsque le rapport f_{0A}/f_0 tend vers zéro, le terme Ad' tend alors vers 1 par valeurs inférieures. Ainsi, lors de la réalisation du filtre, des valeurs trop élevées du rapport f_0/f_{0A} pourront éventuellement conduire à une instabilité du circuit à cause des possibles variations ou dérives des termes A et d' . Pour les régions 1 et 2 le gain A de l'amplificateur est positif. Il est négatif pour la région 3.

Région 3 : $1 - Ad' > 1 \Rightarrow A < 0$ le gain de l'amplificateur est ici négatif. Pour cette région, la fréquence centrale f_{0A} du circuit de la figure 7 est supérieure à la fréquence centrale f_0 du circuit de départ.

Cependant, à cause de la présence du radical dans l'expression de f_{0A} , l'évolution du rapport f_{0A}/f_0 est comme le montre la figure 8, assez lente. Par exemple, pour $-Ad'$ de l'ordre de 100, le rapport f_{0A}/f_0 est de l'ordre de 10 alors qu'il n'est que de l'ordre de 30 lorsque $-Ad'$ est de l'ordre de 1000.

3.6 Illustration du phénomène d'agilité

3.6.1 Réponses en fréquence théoriques

Nous avons montré au paragraphe 4.4 précédent qu'il était nécessaire de distinguer trois régions suivant la valeur et le signe du gain de l'amplificateur A . La possibilité de réalisation, le comportement et les caractéristiques du filtre agile qui en résulte et notamment la valeur du rapport f_{0A}/f_0 ont été indiquées pour chacune de ces régions.

Dans ce paragraphe nous utiliserons un logiciel de simulation mathématique, Matlab, pour illustrer les réponses en fréquence attendues pour le filtre agile. Nous considérerons comme déjà précisé, que la sortie passe bande est la plus significative. Nous avons normalisé la fréquence f_0 du circuit de départ à 1 avec un coefficient de qualité nominal $Q = 10$.

L'étude a été faite en fonction de la valeur du paramètre Ad' , A est le gain de l'amplificateur et d' est la valeur du gain en basse fréquence de la sortie passe bas du circuit initial.

La figure 9 représente le comportement pour la région 2 ; Ad' est positif et inférieur à l'unité. La fréquence f_{0A} du filtre agile est inférieure à la fréquence f_0 de départ. Nous nous sommes limités pour cette figure à un rapport $f_{0A}/f_0 = 1/10$, ce qui correspond à $Ad' = 0,99$. Il est aussi à remarquer que comme la bande passante Δf reste constante, le coefficient de qualité Q diminue avec la fréquence f_{0A} .

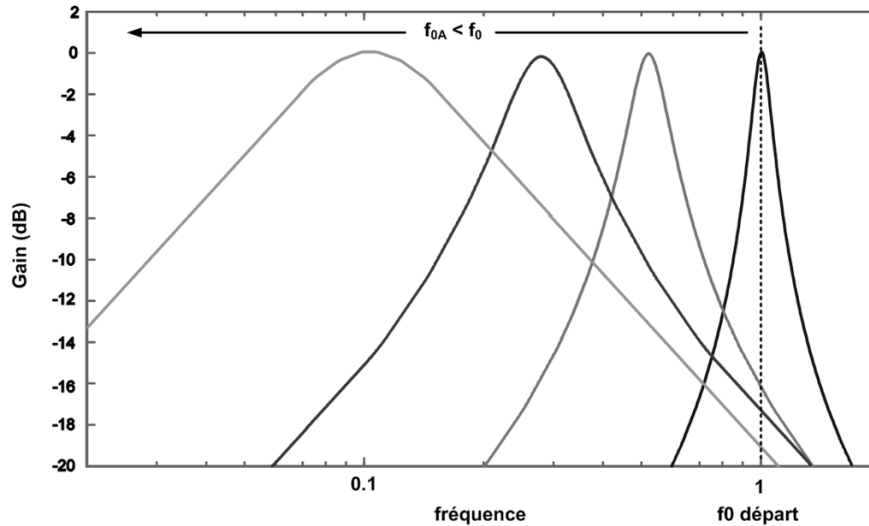


Figure 9 : Région 2, réponse en fréquence de la sortie passe bande ; $f_{0A} < f_0$.

La figure 10 représente de même le comportement correspondant à la région 3, pour laquelle Ad' est négatif. La fréquence f_{0A} du filtre agile est donc ici supérieure à la fréquence f_0 de départ. Nous nous sommes limités à $f_{0A}/f_0 = 10$, ce qui correspond à $Ad' = -99$. La bande passante Δf restant constante, le coefficient de qualité Q augmente ici avec f_{0A} .

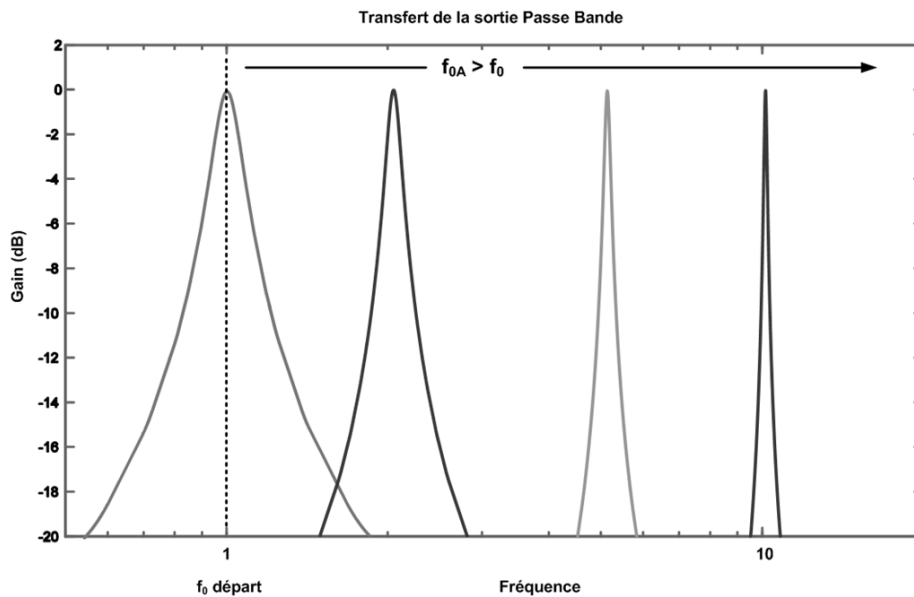


Figure 10 : Région 3, réponse en fréquence de la sortie passe bande, $f_{0A} > f_0$.

La figure 11 résume les deux figures précédentes. Elle montre les réponses en fréquence du filtre agile (figure 6) suivant la valeur du paramètre Ad' positif et négatif.

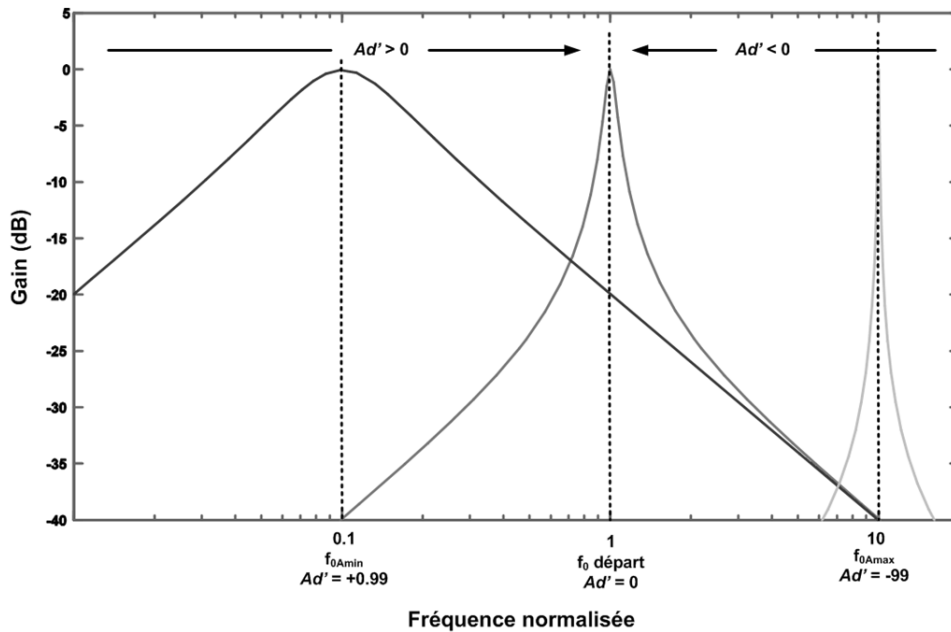


Figure 11 : Régions 2 et 3, réponses en fréquence en fonction du signe et de la valeur de Ad' ; Plage de variation $0.1f_0 - 10f_0$.

3.6.2 Exemples pratiques

Afin d’illustrer plus précisément quelques une des possibilités qui découlent de la théorie que nous avons introduite, nous allons considérer par exemple le cas concret de la radio logicielle. La plupart des standards de radiocommunication se situent en effet sur la plage 0.8 – 5.2 GHz, [Abi07]. Comme le montre la figure 11, il existera différentes possibilités de couvrir cette plage selon le choix de la fréquence de départ f_0 .

Il est ainsi possible par exemple de fixer tout d’abord la fréquence f_0 du circuit de départ à 2,1 GHz (fréquence du standard WCDMA ; Cas 1). Une valeur négative de Ad' ($Ad'_1 = -5.13$ par exemple) permet alors d’obtenir $f_{0A1} = 5,2$ GHz alors qu’une valeur positive de Ad' ($Ad'_2 = 0.855$) permet d’obtenir $f_{0A2} = 800$ MHz.

Une des autres possibilités consiste à fixer par exemple la fréquence de départ f_0 à 800 MHz (fréquence du GSM ; Cas 2) et à atteindre les autres fréquences avec uniquement des valeurs négatives de Ad' : $f_{0A1} = 2,1$ GHz pour $Ad'_1 = -5,9$ et $f_{0A2} = 5,2$ GHz pour $Ad'_2 = -41,25$.

Fréquence du standard	0.8 GHz ; GSM	1,6 GHz ; GPS	1,8 GHz ; GSM/EDGE	2,1 GHz ; WCDMA	2,4 GHz ; Bluetooth	5,2 GHz ; WLAN (802.11)
Cas 1 : $f_0=2,1$ GHz $Ad' =$	0.855	0.42	0.26	0	-0.3	-5.13
Cas 2 : $f_0 = 0.8$ GHz $Ad' =$	0	-3	-4	-5.9	-8	-41.25

Tableau 2 : Valeurs de Ad' qui permettent d’obtenir les fréquences des différents standards pour les cas 1 et 2.

Le tableau 2 résume les deux cas précédents que nous avons envisagés. Il indique la valeur de Ad' nécessaire pour obtenir la fréquence du standard souhaité à partir de la fréquence f_0 du standard de départ (pour lequel $Ad' = 0$).

Dans le cas 2 la plage nécessaire pour Ad' est strictement négative et est comprise entre -41.25 et 0 ; alors que dans le cas 1 la plage correspondante est :-5.13 – 0.855. Remarquons aussi que ces plages sont bien plus restreints que celles indiqués sur la figure 11 ($0.1f_0 - 10f_0$).

3.7 Etude de la sensibilité des paramètres du filtre par rapport au gain de l'amplificateur.

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la modification de la valeur du gain A de l'amplificateur permet de régler la fréquence centrale f_{0A} de notre filtre agile (relation 2.11). Une fois cette fréquence réglée, il est nécessaire qu'une variation fortuite, mais de faible amplitude du gain A , n'introduise que la plus faible variation possible de f_{0A} . Cet effet se caractérise par l'étude de la sensibilité correspondante.

L'incidence du gain A de l'amplificateur sur les paramètres caractéristiques du filtre agile : fréquence centrale f_{0A} , coefficient de qualité Q_A , bande passante et gains des sorties passe bande et passe bas, a été déterminée à partir des expressions (2.8), (2.10), (2.11) et (2.12), les expressions des différentes sensibilités sont :

$$S_A^{f_{0A}} = \frac{-Ad'}{2(1 - Ad')} \quad (2.13)$$

$$S_A^{Q_A} = \frac{-Ad'}{2(1 - Ad')} \quad (2.14)$$

$$S_A^{G_{LPA}} = \frac{Ad'}{(1 - Ad')} \quad (2.15)$$

$$S_A^{G_{BPA}} = 0 \quad (2.16)$$

$$S_A^{\Delta\omega} = 0 \quad (2.17)$$

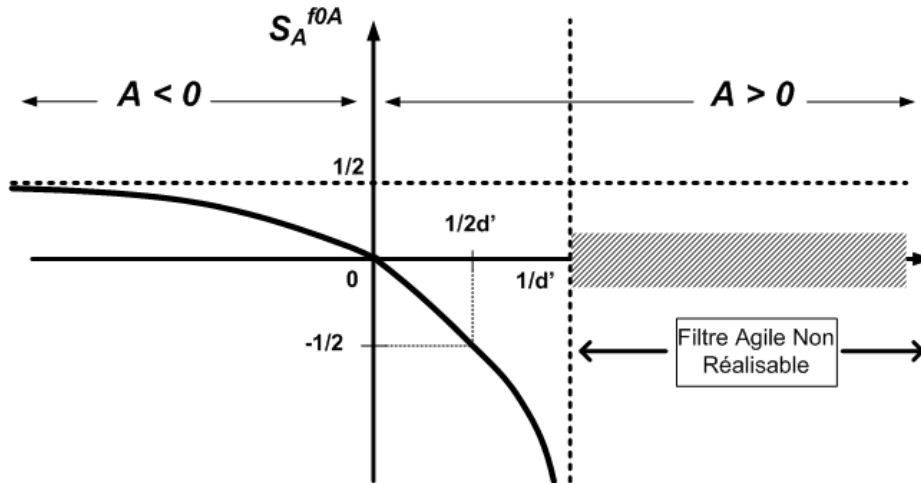


Figure 12 : Variation de $S_A^{f_{0A}}$ en fonction du gain A .

La figure 12 représente la variation de $S_A^{f_{0A}}$ en fonction du gain A de l'amplificateur. Cette figure montre que le module de la sensibilité tend vers l'infini lorsque A tend vers $1/d'$.

On peut aussi remarquer que le module de cette sensibilité reste toujours inférieur à $1/2$ lorsque le gain de l'amplificateur est négatif. Lorsque le gain de l'amplificateur est positif, le module de cette sensibilité sera inférieur à $1/2$ à condition que A soit inférieur à $1/2d'$.

Ainsi donc, pour obtenir un filtre à fréquence agile à très faible sensibilité ($|S_A^{f_{0A}}| \leq 1/2$) il faudra choisir le gain A de l'amplificateur inférieur à $1/2d'$. Dans ces conditions, le filtre à fréquence agile sera insensible puisque une variation de A de 1% n'introduira qu'une variation relative de f_{0A} inférieure ou égale à 0.5%. Les expressions (2.13) à (2.17) précédentes montrent aussi qu'il en est de même pour Q et que la variation relative induite sur le gain du filtre passe bas, G_{LPA} , sera elle inférieure ou égale à 1%. Cette variation est par ailleurs sans effet sur la bande passante $\Delta\omega$ et sur le gain de la sortie passe bande.

4 GENERALISATION DE L'ETUDE PRECEDENTE

4.1 Généralités

Les paragraphes 3.4 à 3.6 précédents ont montré que le coefficient de proportionnalité qui lie la fréquence f_{0A} finale à la fréquence f_0 de départ se présentait sous la forme d'un radical. Les paragraphes suivants vont nous permettre de généraliser l'étude précédente de façon à obtenir un coefficient de proportionnalité linéaire dans un premier temps.

Le circuit de filtrage à fréquence agile obtenu que nous avons représenté sur la figure 7, possède les mêmes caractéristiques (une entrée et deux sorties de nature passe bas et passe

bande) que celui de départ représenté sur la figure 6. Il sera donc aussi possible de lui appliquer la théorie précédente, si toutefois on le modifie pour qu'il se retrouve dans les mêmes conditions que le circuit de départ.

4.2 Première généralisation, filtre agile de classe 2.

4.2.1 Modification à apporter au circuit

La figure 13 représente la modification qu'il est nécessaire d'apporter au circuit de la figure 7 pour qu'il se retrouve dans les conditions identiques au circuit de départ de la figure 6, nous l'appellerons : Bloc initial.

Le gain de la sortie passe bande n'a en effet pas été modifié, il est toujours égal à a'/a (équation 2.8 et tableau 1). Par contre le gain de la sortie passe bas est devenu égal à $d'/(1-Ad')$ (équation 2.10 et tableau 1). Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur de gain $(1-Ad')$ pour retrouver la même valeur d'amplitude que celle de la sortie passe bas du circuit de la figure 6.

La fréquence centrale du circuit ainsi modifié (donc circuit équivalent à celui de la figure 6) est $f_{0A} = f_0\sqrt{(1-Ad')}$ (équation 2.11 et tableau 1).

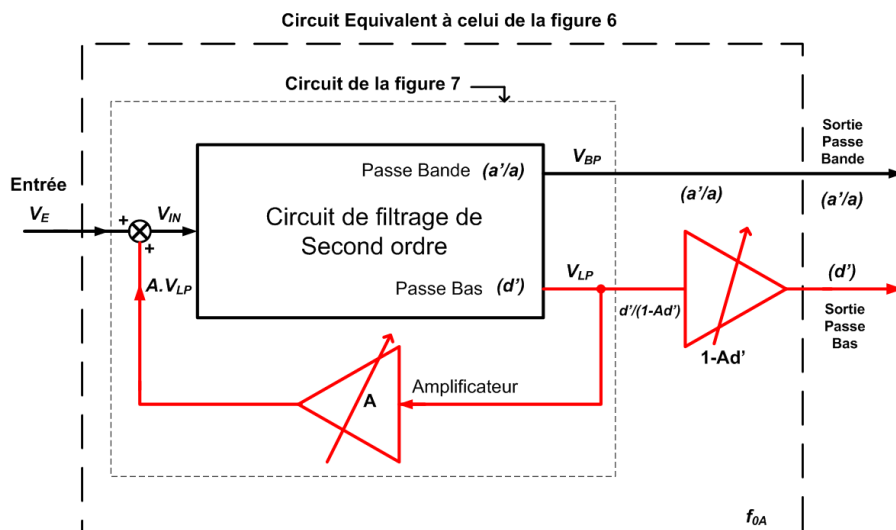


Figure 13 : Modification nécessaire pour rendre le circuit de la figure 7 identique à celui de départ de la figure 6.

4.2.2 Configuration du filtre agile qui s'en déduit

Le schéma de la figure 14, représente le filtre agile qui résulte du circuit de la figure 13, lorsqu'on lui applique le même raisonnement que celui qui nous a conduit du circuit de la figure 6 à celui de la figure 7.

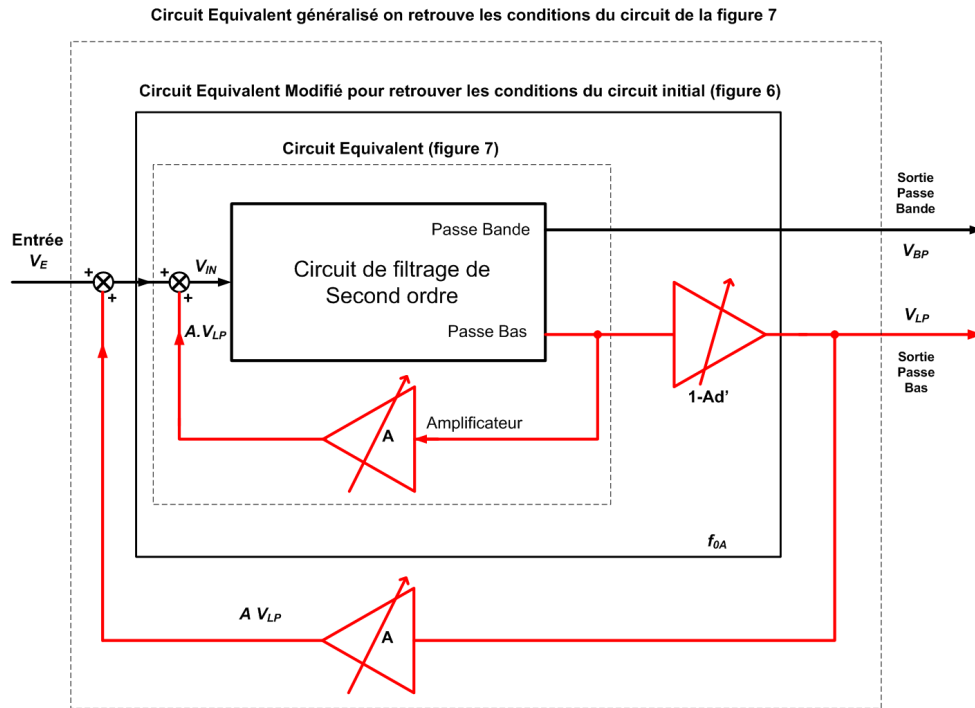


Figure 14 : Schéma du filtre agile correspondant à la figure 13 (filtre agile de classe 2).

Un amplificateur de gain A est rajouté au bloc initial (comme pour la transformation de la figure 6 à la figure 7) pour obtenir le bloc final agile.

Les paramètres caractéristiques du bloc final agile de la figure 14, se déduisent alors directement de ceux que nous avons rassemblés sur le tableau 1 à condition de remplacer les paramètres du circuit de la figure 6 par ceux du circuit de la figure 13. Tous les paramètres de la figure 13 (gain, bande passante ...) sont identiques à ceux de la figure 6 à l'exception de f_0 et Q qui doivent être respectivement remplacés par f_{0A} et Q_A .

Ainsi, les paramètres caractéristiques du bloc agile de la figure 14, que nous noterons **filtre agile de classe 2**, (par opposition au circuit de la figure 7 qui sera noté **filtre agile de classe 1**) sont :

Fréquence centrale :

$$f_{0A2} = \sqrt{(1 - Ad')} f_{0A} = (1 - Ad') f_0 \quad (2.18)$$

Remarquons aussi, que comme pour le filtre agile de classe 1 et pour les mêmes raisons, il est nécessaire que le terme $(1 - Ad')$ soit positif.

Le gain de la sortie passe bas est donné par :

$$G_{LPA2} = d' / (1 - Ad') \quad (2.19)$$

Remarquons que celui-ci est aussi identique à celui de la figure 7.

Facteur de qualité :

$$Q_{A2} = \sqrt{(1 - Ad')} Q_A = (1 - Ad') Q \quad (2.20)$$

Le gain de la sortie passe bande ainsi que la bande passante à -3dB du passe bande restent quant à eux identiques.

4.2.3 Conclusions

L'équation 2.18 précédente, a montré que le terme $(1-Ad')$ doit toujours être positif. La valeur du gain A doit donc être inférieure à $1/d'$.

Par ailleurs, en classe 2 l'expression de la fréquence centrale du filtre passe bande résultant est liée à celle du circuit initial de la figure 6 par : $f_{0A2} = \sqrt{(1 - Ad')} f_{0A} = (\sqrt{(1 - Ad')})^2 f_0$. En classe 2 la fréquence centrale du bloc agile, f_{0A2} , est ainsi liée à la fréquence f_0 du circuit de départ de la figure 6 par une relation linéaire qui est proportionnelle au gain A de l'amplificateur.

La bande passante à -3 dB du filtre passe bande reste, quant à elle toujours la même que celle de la figure 6.

Le paragraphe précédent et les équations 2.18 à 2.20 montrent que le circuit de la figure 14 se retrouve dans des conditions identiques au circuit de la figure 7.

En appliquant le même raisonnement, il sera donc possible de généraliser notre étude à la classe n.

4.3 Généralisation : filtre à fréquence agile de classe n

4.3.1 Modifications à apporter au circuit de classe (n-1)

Comme nous l'avons fait pour la classe 2, un amplificateur de gain $(1-Ad')$ a été rajouté à la sortie passe bas du filtre à l'ordre $(n-1)$ de façon à ce qu'il se retrouve dans les mêmes conditions que le circuit de départ de la figure 6. Ce circuit modifié est représenté sur la figure 15.

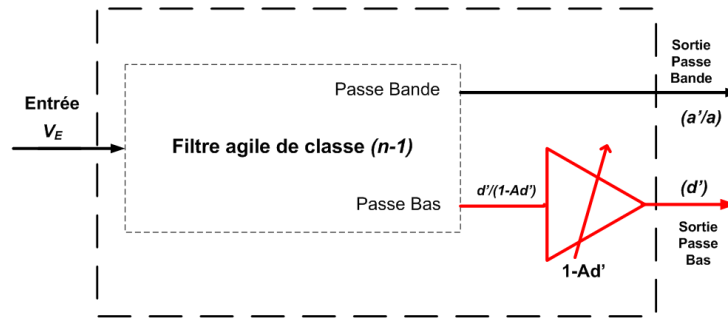


Figure 15 : Modification à apporter au bloc filtre agile de classe (n-1).

4.3.2 Configuration du filtre à fréquence agile de classe n .

De même que pour les transformations précédentes, un amplificateur de gain A réglable a été rajouté pour amplifier la tension de sortie passe bas. Cette tension amplifiée étant ensuite rajoutée, comme pour le circuit de la figure 7, à la tension V_{IN} (figure 16).

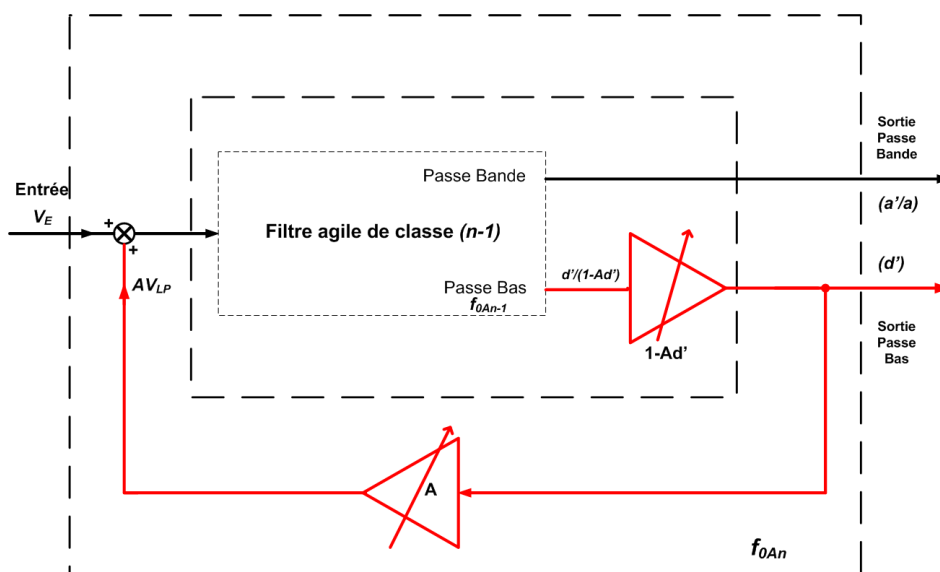


Figure 16 : Schéma du filtre agile de classe n .

4.3.3 Propriétés du filtre à fréquence agile de classe n

Dans les différentes transformations qui ont été successivement appliquées, il est à remarquer que seulement deux types d'amplificateurs à gain réglable ont été utilisés : les amplificateurs de gain A et les amplificateurs de gain $(1-Ad')$, avec $A < 1/d'$. Cette dernière condition étant nécessaire pour assurer la stabilité des circuits. Les différents paramètres caractéristiques du filtre agile de classe n , en fonction de ceux du circuit de départ de la

figure 6, sont rassemblés sur le tableau 3. Les paramètres a , b , a' et d' ont été définis au paragraphe 3.2.

La remarque que nous avons faite au paragraphe 3.4 reste toujours valable. Ainsi, si le filtre de départ (figure 6) possède une sortie passe haut, la sortie passe haut correspondante du filtre agile de classe n possèdera un gain identique au filtre initial et sa fréquence de coupure à -3dB est f_{0An} .

	Circuit de base (figure 6)	Filtre à fréquence agile de classe n (figure 16)
Fréquence centrale	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{b}}$	$f_{0An} = \sqrt{(1 - Ad')} \cdot f_{n-1} = (1 - Ad')^{\frac{n}{2}} f_0$
Gain Passe bande	$G_{BP} = \frac{a'}{a}$	$G_{BPAn} = G_{BP}$
Gain Passe bas	$G_{LP} = d'$	$G_{LPAn} = \frac{G_{LP}}{(1 - Ad')}$
Facteur de qualité	$Q = \frac{\sqrt{b}}{a}$	$Q_{An} = \sqrt{(1 - Ad')} Q_{An-1} = (1 - Ad')^{\frac{n}{2}} Q$
Bande Passante à -3 dB du passe bande	$\Delta f = \frac{a}{2\pi b}$	$\Delta f_{An} = \Delta f_{An-1} = \Delta f$

Table 3 : Paramètres caractéristiques du filtre agile de classe n .

L'équation qui relie la fréquence finale f_{0An} à celle du circuit de départ f_0 (tableau 3) va nous permettre d'étudier la variation de f_{0An} en fonction du paramètre n et du gain A de l'amplificateur. Cette variation est représentée sur la figure 17.

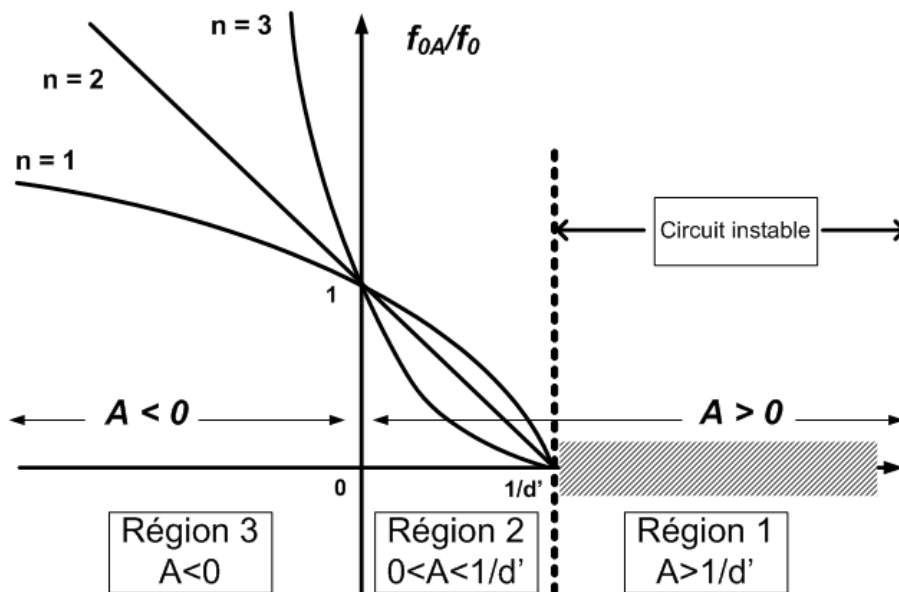


Figure 17 : Variation du rapport f_{0An}/f_0 en fonction de n et du gain A de l'amplificateur.

Cette figure illustre la linéarité du rapport pour $n = 2$. Elle indique aussi, lorsque le gain A est négatif que la variation de f_{0An}/f_0 sera d'autant plus rapide que n sera grand.

Les équations générales du tableau 3 permettent de déterminer les différentes sensibilités des paramètres par rapport au gain A de l'amplificateur en fonction de n . les expressions des différentes sensibilités sont :

$$S_A^{f_{0An}} = S_A^{Q_{An}} = \frac{-n Ad'}{2(1 - Ad')} \quad (2.21)$$

$$S_A^{G_{LPAn}} = \frac{Ad'}{(1 - Ad')} \quad (2.22)$$

$$S_A^{G_{BPA}} = S_A^{\Delta\omega An} = 0 \quad (2.23)$$

La figure 18 représente la variation de $S_A^{f_{0An}}$ en fonction du gain A et du paramètre n .

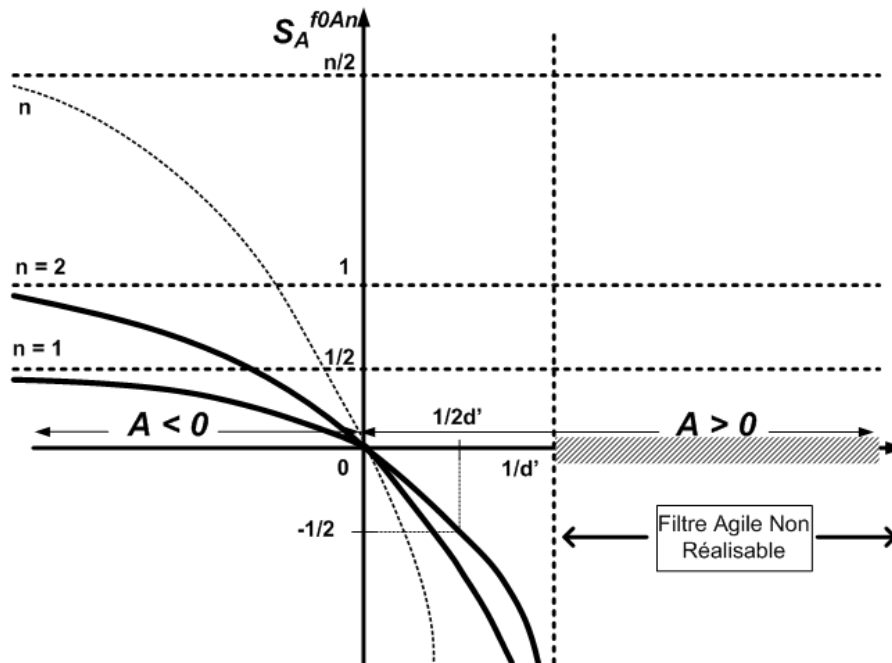


Figure 18 : variation de $S_A^{f_{0An}}$ en fonction du gain A pour différentes valeurs de n .

Cette sensibilité augmente avec n . Son module devient important lorsque A s'approche de $1/d'$, ou lorsque A étant négatif son module devient très grand.

Dans le cas général, lorsque A est négatif et que son module devient important $S_A^{f_{0An}}$ tend vers $n/2$. Cette sensibilité reste inférieure à l'unité tant que A étant positif, il reste inférieur à $2/(n+2)d'$ ou lorsque A étant négatif, il reste supérieur à $2/(2-n)d'$.

Par exemple, il est à noter que lorsque $n = 2$, $S_A^{f_{0An}}$ reste toujours inférieur à l'unité si A est négatif. Lorsque A est positif, il est nécessaire que A soit inférieur à $1/2d'$ pour que cette sensibilité soit inférieure à l'unité. Dans ces conditions, $A \leq 1/2d'$, le filtre à fréquence agile sera insensible car une variation de 1 % de la valeur de A n'introduira qu'une variation relative de 1 % de la sensibilité $S_A^{f_{0An}}$.

Les équations (2.21) à (2.23) montrent qu'il est de même pour Q et pour le gain de la sortie passe bas du filtre agile G_{LPAn} . Par ailleurs, la variation de A est sans effet sur la bande passante et le gain de la sortie passe bande du filtre agile.

5 CONCLUSION

Une nouvelle théorie universelle sur les filtres du second ordre a été introduite dans ce chapitre. Un amplificateur de contre réaction à gain A variable qui a été ajouté à une cellule de filtrage du second ordre permet, en modifiant la valeur du gain de celui-ci, de régler facilement la fréquence centrale du filtre qui en résulte. Ce nouveau filtre possède alors toutes les propriétés d'un filtre à fréquence agile. Cette théorie a ensuite été généralisée dans le cas d'un filtre que nous avons appelé de classe n . Il a été montré que sa fréquence centrale f_{0An} s'exprime en fonction de f_0 , fréquence centrale du filtre de départ par : $f_{0An} = (1 - Ad')^{\frac{n}{2}} f_0$. Les possibilités de réalisation du filtre agile en fonction de A ont été étudiées ainsi que les différentes sensibilités.

Remarquons en outre qu'aucune hypothèse restrictive n'ayant été faite sur la cellule du filtre de départ, celui-ci pourrait éventuellement être passif.

CHAPITRE 3 :

***REALISATION DES FILTRES A FREQUENCE AGILE,
SIMULATIONS ET MESURES***

Chapitre 3 : Réalisation des Filtres à Fréquence Agile, Simulations et Mesures.

1 INTRODUCTION

Nous consacrerons ce chapitre aux circuits de validation de la théorie qui a été introduite au chapitre précédent. Après de brefs rappels relatifs aux circuits convoyeurs de courant contrôlés et aux circuits amplificateurs de courant, nous nous intéresserons à la mise en œuvre effective des filtres agiles.

A partir du schéma d'un filtre du second ordre opérant en mode courant (filtre de classe 0) dont la fréquence centrale et le coefficient de qualité sont réglables indépendamment, nous déduirons successivement les configurations des filtres agiles correspondants aux classes 1, 2 et 3. Ces classes sont en effet celles qui apparaissent les plus intéressantes.

Un filtre à fréquence agile de faible puissance et dont les différentes fréquences centrales peuvent être contrôlées numériquement sera aussi donné à titre d'exemple. Des résultats de simulation et de mesure seront ensuite présentés pour illustrer et valider cette approche.

2 RAPPELS

2.1 Avantages relatifs au mode courant

D'une manière générale il a été montré à plusieurs reprises [Rob99, Fab09-b] que les possibilités fréquentielles des circuits fonctionnant en mode courant sont bien plus élevées que celles des circuits qui fonctionnent en mode tension. Les circuits sont aussi généralement moins complexes car la mise en œuvre des différentes fonctions mathématiques nécessaires en électronique analogique est plus simple en mode courant. Cela implique que les surfaces de silicium nécessaires pour réaliser les circuits en mode courant seront d'une manière générale plus faibles que les surfaces équivalentes pour le mode tension.

Comme nous l'avons montré au chapitre précédent, la réalisation de filtres agiles nécessite de sommer plusieurs signaux. Ces sommations sont aussi plus faciles à réaliser en mode courant car un simple nœud permet de les obtenir sans nécessiter d'éléments actifs supplémentaires.

Pour toutes ces raisons, les différents circuits de validation que nous avons réalisés l'ont été en mode courant.

2.2 Circuits convoyeurs de courant contrôlés (CCCII+)

2.2.1 Généralités

Les différents filtres à fréquence agile que nous avons réalisés ont été conçus à partir de convoyeurs de courant contrôlés de seconde génération (CCCII) pour lesquels les transferts en courant sont soit positifs (CCCII+) soit négatifs (CCCII-). Nous rappelons donc tout d'abord les différentes propriétés de ces circuits.

2.2.2 Définitions, schémas et symboles

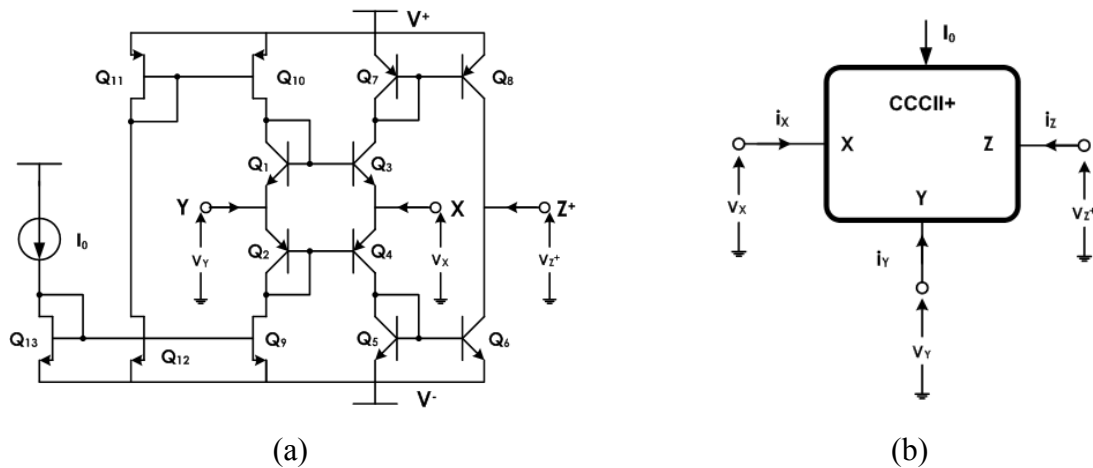


Figure 1 : Convoyeur de courant contrôlé (CCCII+), (a) schéma électrique, (b) Symbole correspondant.

La figure 1-a représente le schéma électrique d'un CCCII+ réalisé à partir de transistors bipolaires de façon à optimiser ses performances fréquentielles. Les miroirs de courant de polarisation sont réalisés à partir de transistors CMOS. La figure 1-b représente le symbole électrique associé. X , Y et Z sont respectivement les nœuds d'entrée et de sortie du circuit. Le circuit est polarisé en courant par le générateur de courant I_0 .

Le circuit fonctionne en classe AB, [Fab97], et la relation matricielle entre les différents signaux d'entrée et de sortie est donnée par, [Fab97, Fab98] :

$$\begin{pmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_Y & 0 & 0 \\ \beta(s) & Z_X & 0 \\ 0 & \alpha(s) & Y_Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

$Z_X = R_X + sL_X$ est l'impédance d'entrée sur la voie X . La valeur de la résistance intrinsèque, R_X , dépend directement de la valeur de I_0 . Elle est égale à $R_X = V_T/2I_0$. Les effets de L_X n'interviennent qu'aux très hautes fréquences, [Fab96]. $(R_Y//C_Y) = 1/Y_Y$ est l'impédance parasite d'entrée de la voie Y et $(R_Z//C_Z) = 1/Y_Z$ est l'impédance de sortie vue de Z .

$\beta(s)$ et $\alpha(s)$ représentent respectivement les transferts en tension de Y vers X et en courant de X vers Z . $\beta(s) = \beta_0(1 + s/\omega_\beta)^{-1}$; $\beta_0 \approx 1$ est la valeur du transfert en basse fréquence. $\alpha(s) = \alpha_0(1 + s/\omega_\alpha)^{-1}$; $\alpha_0 \approx 1$ est la valeur du transfert en basse fréquence. ω_α et ω_β sont les pulsations de coupure respectives à -3dB.

La figure 2 représente le schéma bloc d'un CCCII réel, qui comprend les différentes impédances parasites précédentes.

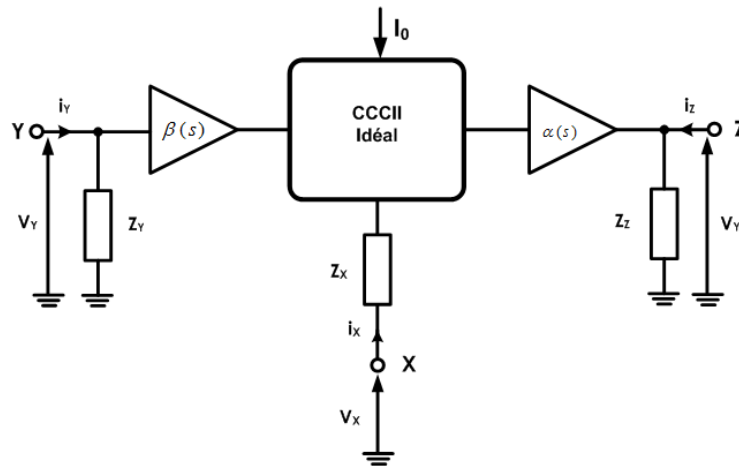


Figure 2 : Schéma bloc du CCCII réel avec ses impédances parasites.

2.2.3 Caractéristiques et performances simulées

Le comportement fréquentiel du CCCII et de ces impédances caractéristiques ont été déterminés par simulations réalisées en utilisant les paramètres de la technologie SiGe BiCMOS 0,25 μm de STMicroelectronics dont nous donnerons les principales caractéristiques au paragraphe 5.1. Tous les circuits sont polarisés à $\pm 2,5$ volts.

2.2.3.1 Bande passante et gain en basse fréquence

Le tableau 1 résume les principales caractéristiques du CCCII+ connecté en suiveur de tension et en suiveur de courant en fonction du courant de polarisation I_0 . Ce tableau permet d'entrevoir les limitations fréquentielles qui résulteront, aux fréquences élevées, de la bande

passante du CCCII connecté en suiveur de courant. Ces dernières montrent que les applications relatives au filtrage devront, dans ces conditions, se situer en dessous de 2 GHz.

I_0 (μA)	Suiveur de courant ($R_L = 0$)		Suiveur de tension ($R_L = \infty$)	
	f_c à -3 dB $\alpha(s)$, (GHz)	α_0 , (dB)	f_c à -3 dB $\beta(s)$, (GHz)	β_0 , (dB)
50	3,4	0,067	11,5	-0,008
100	4,6	0,029	20,6	-0,009
200	5,4	0,061	38,6	-0,011
300	5,4	0,38	50,4	-0,016
500	4,6	1,39	60,1	-0,065

Tableau 1 : performances fréquentielles du CCCII en fonction du courant de polarisation.

2.2.3.2 Résistance intrinsèque et impédances parasites

Le tableau 2 donne l'évolution de la valeur de R_X et des différentes impédances parasites en fonction du courant de polarisation. R_X , R_Y et R_Z diminuent lorsque I_0 augmente alors que C_Y et C_Z restent toujours pratiquement du même ordre.

I_0 (μA)	R_X	$R_Z // C_Z$	$R_Y // C_Y$
50	282 Ω	284 k Ω // 0,04 pF	970 k Ω // 0,045 pF
100	162 Ω	152 k Ω // 0,036 pF	466 k Ω // 0,046 pF
200	100 Ω	79 k Ω // 0,032 pF	177 k Ω // 0,046 pF
300	78 Ω	46 k Ω // 0,023 pF	80 k Ω // 0,046 pF
500	63 Ω	8,9 k Ω // 0,006 pF	14 k Ω // 0,05 pF

Tableau 2 : Variation de R_X et des impédances parasites en fonction de I_0 .

2.2.3.3 "Slew Rate" et temps d'établissement

Le tableau 3 donne les valeurs du "Slew Rate" et des temps d'établissement à 1 % lorsque le CCCII est utilisé en suiveur de courant avec impédance de charge nulle ou suiveur de tension avec impédance de charge infinie. Les "Slew Rate" sont relativement élevés et les faibles temps d'établissement caractérisent bien les bonnes performances des CCCII.

I_0 , (μA)	Suiveur de tension		Suiveur de courant	
	"Slew Rate", ($\text{V}/\mu\text{s}$)	Temps d'établissement, (ps)	"Slew Rate", ($\text{mA}/\mu\text{s}$)	Temps d'établissement, (ps)
50	96	104	50	200
100	179	58	44	229
200	194	50	45	226
300	190	48	46.4	227

Tableau 3 : "Slew Rate" et temps d'établissement en fonction de I_0 .

2.2.3.4 Temps "d'allumage" et temps "d'extinction"

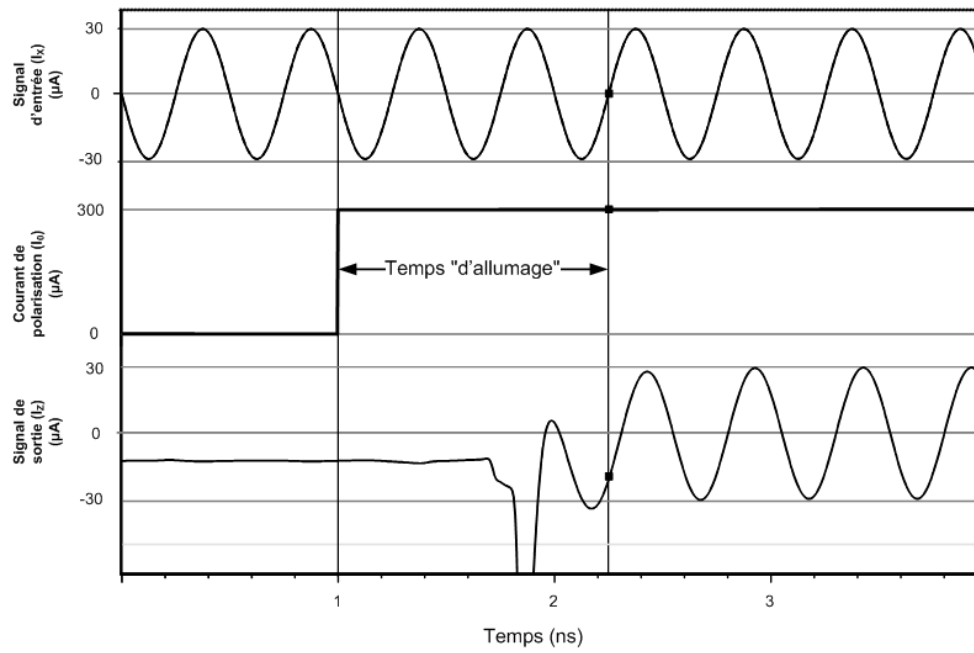
Dans certaines configurations de filtrage (*cf.* paragraphe 3.6) plusieurs des CCCII seront utilisés comme interrupteurs (ouverts lorsque le courant de polarisation correspondant est nul ou fermés lorsque le courant de polarisation est égal à I_0). Il est donc nécessaire pour les applications relatives au filtrage agile de déterminer les temps "d'allumage" et "d'extinction" qui seront les temps que met l'interrupteur correspondant pour passer de l'état fermé à l'état ouvert et vice versa. Les figures 3-a et 3-b qui représentent les signaux d'entrée et de sortie du CCCII ainsi que les courants de polarisation I_0 de commande illustrent le comportement du CCCII et permettent de mettre en évidence les temps "d'allumage" et "d'extinction".

Le temps "d'allumage" sera atteint à partir du moment où les signaux d'entrée et de sortie deviennent identiques.

Nous considérerons que le temps d'extinction sera atteint lorsque l'amplitude du signal de sortie du CCCII sera égale à 1/20 de celle du signal d'entrée.

Le tableau 4 indique la variation de ces temps en fonction de la valeur de I_0 . Ces temps qui sont toujours inférieurs à 3 ns confirment que les filtres que nous avons réalisés en utilisant ce principe seront bien des filtres agiles (*cf.* définition des filtres agiles que nous avons établie au chapitre 1, paragraphe 4.1.3).

(a)



(b)

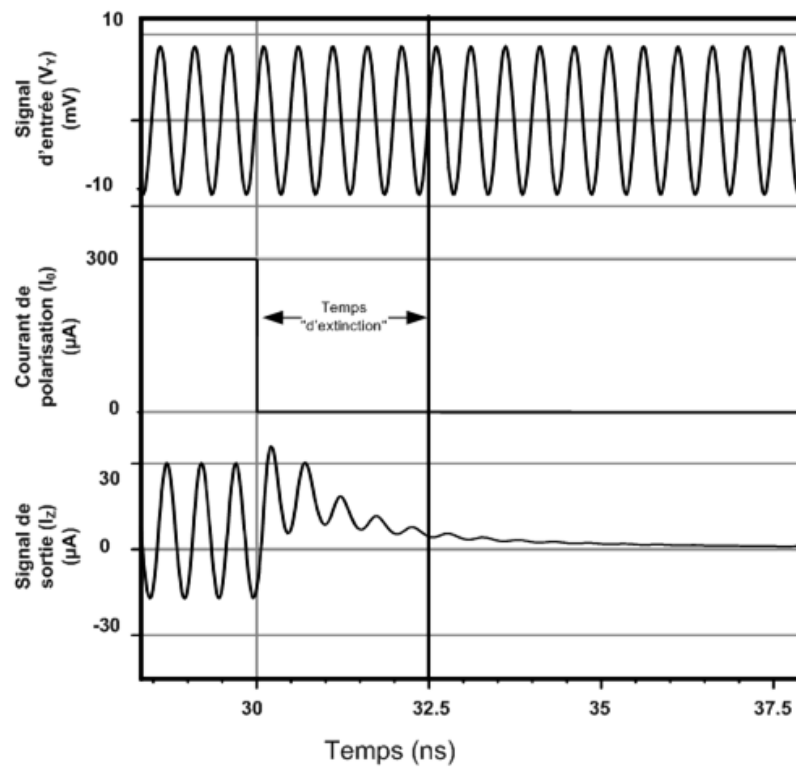


Figure 3 : Réponse transitoire du CCCII relative à :

(a) "l'allumage" I_0 variant de $0 \mu\text{A}$ à $300 \mu\text{A}$;

(b) "l'extinction" I_0 variant de $300 \mu\text{A}$ à $0 \mu\text{A}$.

I0 (μ s)	Temps "d'allumage" (ns)	Temps "d'extinction" (ns)
50	$\leq 2,95$	$\leq 2,5$
100	$\leq 1,93$	$\leq 2,5$
200	$\leq 1,35$	$\leq 2,5$
300	$\leq 1,25$	$\leq 2,5$

Tableau 4 : variation du temps "d'allumage" et du temps "d'extinction" pour différentes valeurs de I_0 .

2.3 Circuits de conversion et circuits amplificateurs de courant.

Il existe plusieurs façons de mettre en œuvre des circuits amplificateurs de courant, chacune d'elles ayant ses avantages et ses inconvénients. Nous rappellerons ci-dessous les trois principales structures à base de CCCII+ qui nous paraissent les plus intéressantes et qui sont susceptibles d'être utilisées pour obtenir le courant de contre réaction de nos filtres agiles. Il est cependant à noter que pour nos filtres agiles, les valeurs des gains A sont assez faibles et qu'elles diminuent lorsque la classe du filtre augmente.

2.3.1 Généralités

La théorie que nous avons introduite au chapitre 2 nécessite des circuits amplificateurs pour réaliser la contre réaction. Dans notre cas comme nos circuits fonctionnent en mode courant, nous avons donc besoin de circuits amplificateur de courant. Nous les décrirons et nous les caractérisons donc tout d'abord.

En outre, pour les circuits de validation que nous avons choisis de réaliser (*cf.* chapitre 3, paragraphe 3) nous avons, pour des questions de simplicité des circuits, décidé de former le courant de contre réaction nécessaire à partir d'une tension de type passe bas. Le circuit qui permet alors cette transformation tension-courant est un amplificateur de transconductance contrôlé que nous décrirons et dont nous donnerons les caractéristiques dans un second temps.

2.3.2 Circuit amplificateur à gain fixe

La solution la plus simple qui permet d'obtenir un gain en courant, mais dont la valeur sera cependant fixe, consiste comme le montre la figure 4-a, à dimensionner correctement la valeur de la surface des émetteurs des transistors qui forment la sortie Z . Cette surface sera S_X fois la surface des émetteurs de tous les autres transistors du convoyeur. Le courant de sortie

est ainsi disponible à haute impédance sur cette voie Z. Cet amplificateur a en outre l'avantage de ne nécessiter qu'un seul convoyeur.

Le gain en courant du circuit est : $G = i_z/i_x = S_X$. Nous indiquerons alors cette valeur S_X sur le symbole du CCCII, comme représenté sur la figure 4-b.

Les résultats de simulation relatifs à ce circuit, qui présente d'importants avantages, seront analysés avec ceux des autres amplificateurs, au paragraphe 2.3.5.

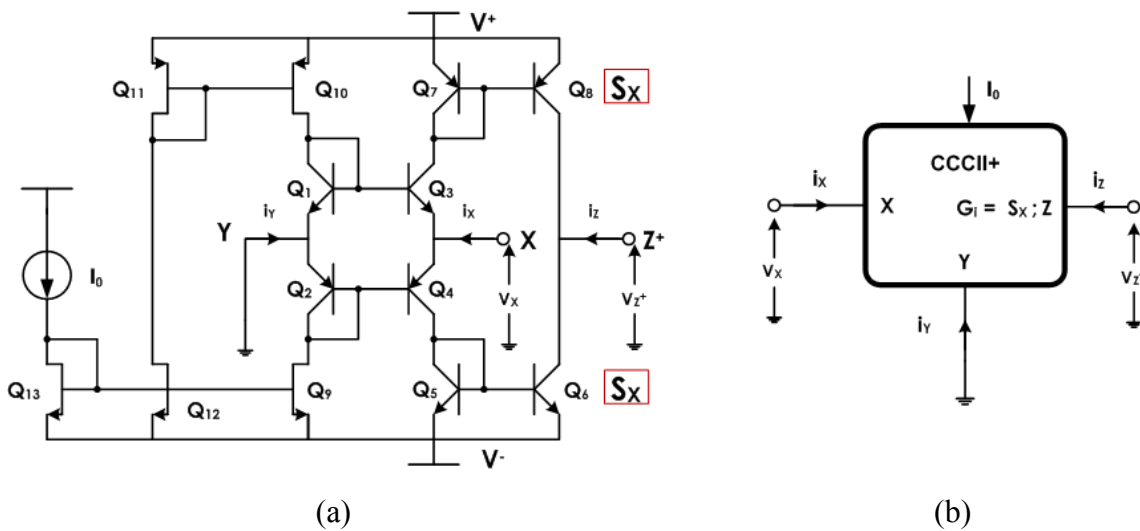


Figure 4 : Amplificateur de courant à gain fixe S_X . La surface des émetteurs des transistors de sortie du CCCII+ est multipliée par S_X
 (a) Schéma électrique (b) schéma de l'amplificateur correspondant.

2.3.3 Circuit amplificateur à gain contrôlé

Le circuit amplificateur de courant à gain contrôlé qui utilise deux CCCII est représenté sur la figure 5, [Fab96]. Comme pour le précédent, le courant de sortie est disponible en Z_2 à haute impédance. L'expression du gain en courant est donnée par : $G = -I_{02}/I_{01}$.

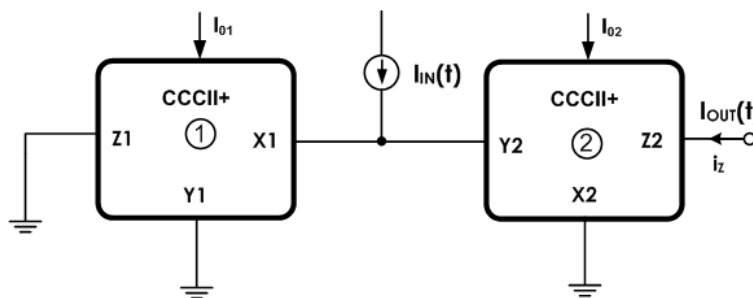


Figure 5 : Ampli de courant (Classique), [FAB96].

Les caractéristiques de cet amplificateur seront aussi données et analysées au paragraphe 2.3.5 avec celles des autres amplificateurs.

2.3.4 Circuit amplificateur à base d'une transconductance (V à I)

Ce circuit de conversion V-I, va nous permettre, comme nous l'avons déjà indiqué d'obtenir le courant de contre réaction des filtres à partir d'une tension de type passe bas. L'amplitude du courant de contre réaction sera ainsi modifiable à partir du courant de polarisation du CCCII+ (cf. chapitre 2, paragraphe 3.3).

Le circuit, qui est aussi réalisé à partir d'un CCCII+, est représenté sur la figure 6. La transconductance réglable est obtenue à partir de la valeur de sa résistance intrinsèque R_{XA} qui correspondent à un courant de polarisation I_{0A} .

La tension d'entrée $V_{IN}(t)$ de l'amplificateur de transconductance (figure 6) sera en fait une tension de sortie de type passe bas du filtre. $V_{IN}(t) = V_{LP}(t)$, (cf. paragraphe 3.3). Cette tension $V_{LP}(t)$ est, proportionnelle à la valeur de la résistance intrinsèque R_{X0} d'un des CCCII+ du filtre (cf. paragraphe 3.3). Cette tension est donc reliée au courant de sortie passe bas du filtre par : $V_{IN}(t) = R_{X0} I_{LP}(t)$. L'expression du courant de sortie i_z de l'amplificateur de transconductance est donc de la forme : $i_z = \frac{R_{X0}}{R_{XA}} I_{LP} = \frac{I_{0A}}{I_0} I_{LP}$.

Le gain de l'amplificateur de courant correspondant sera donc ici égal à $G = \frac{I_{0A}}{I_0}$. Sa valeur qui sera celle du gain de l'amplificateur de contre réaction du filtre sera ainsi réglable par I_{0A} .

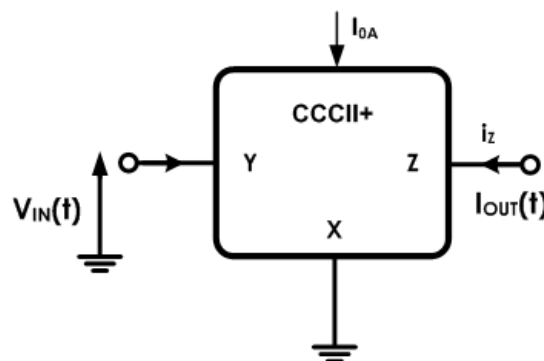


Figure 6 : CCCII+ utilisé en amplificateur de transconductance contrôlée.

2.3.5 Résultats de simulation des différentes structures d'amplification

2.3.5.1 Circuit amplificateur à gain fixe

La figure 7 représente les réponses en fréquence du circuit pour plusieurs valeurs de la surface des émetteurs des transistors de sortie, S_X . Le tableau 5 donne toutes les valeurs significatives correspondantes. Nous remarquons que les valeurs des gains simulés sont très proches des valeurs théoriques (mieux que 5 %). Cependant les bandes passantes à -3dB diminuent lorsque la valeur de A augmente. La surface de silicium nécessaire n'augmente pas proportionnellement à la valeur de A . Elle n'est environ que du double lorsque A passe de 1 à 6. Il en est de même pour la puissance dissipée.

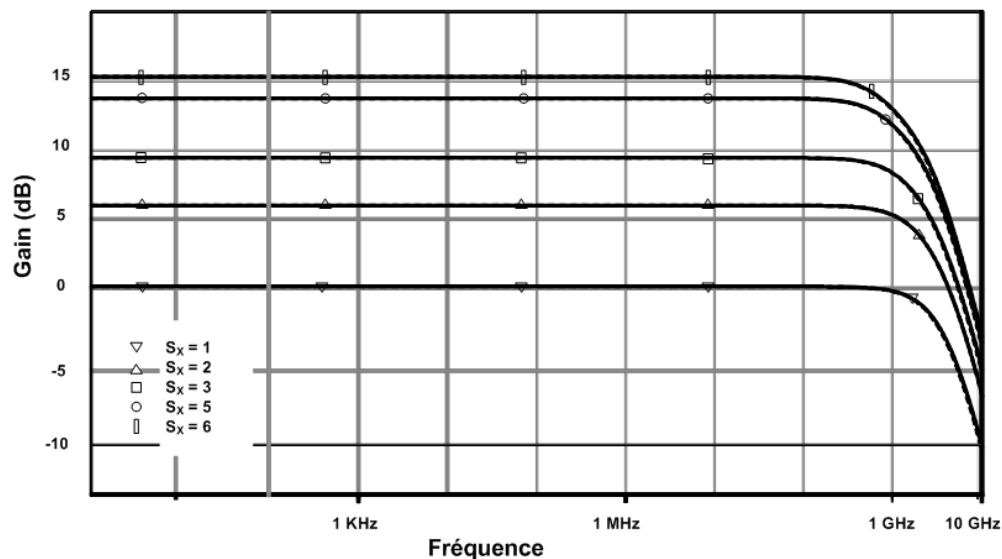


Figure 7 : Gain de l'amplificateur pour différentes valeurs de la surface des émetteurs des transistors de sortie.

Gain Simulé		$A = S_X$ Gain Théorique	Puissance Dissipée (mW)	Bande Passante (GHz)	Surface silicium (μm^2)
(dB)	(fois)				
0,06	1,0	1	1,3	3,35	3025
6	2,0	2	1,6	2,46	3619
9,4	2,9	3	1,8	1,96	4213
13,7	4,8	5	2,3	1,4	5401
15,2	5,8	6	2,6	1,24	5995

Tableau 5 : Caractéristiques de l'amplificateur à gain fixe.

2.3.5.2 Circuit amplificateur à gain contrôlé

La figure 8 représente les réponses en fréquence obtenues dans ce cas et le tableau 6 donne les valeurs correspondantes. Pour les fortes valeurs de A , les gains théoriques et simulés ont tendance à s'écarter. Ce phénomène qui s'explique par la modification des impédances parasites en fonction des courants de polarisation (R_{Y2} qui vient en parallèle sur R_{X1} diminue lorsque I_{O2} augmente) a déjà été noté, [Fab96]. Les bandes passantes à -3dB diminuent lorsque le gain augmente. La surface de silicium qui est celle de deux CCCII+ reste ici constante. Par contre, la puissance dissipée augmente proportionnellement à la valeur du gain simulé.

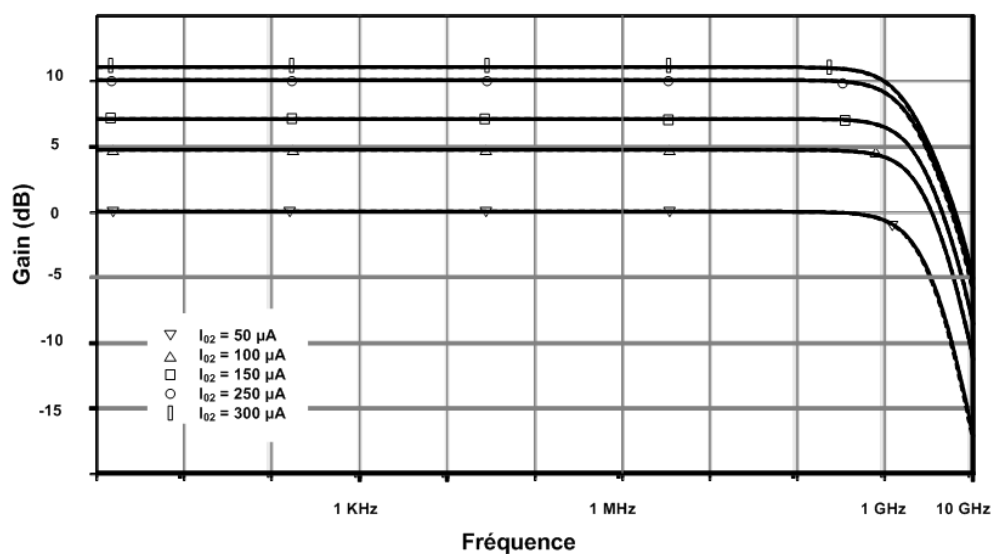


Figure 8 : Gain de l'amplificateur pour différentes valeurs du courant I_{O2} .

Gain Simulé		$ A = I_{O2}/I_{O1}$ Gain Théorique	Puissance Dissipée (mW)	Bande Passante (GHz)	Surface silicium, (μm^2)
(dB)	(fois)				
0,1	1,0	1	2,6	2,35	6050
4,7	1,7	2	3,9	2,47	6050
7,2	2,3	3	5,1	2,3	6050
10,1	3,2	5	7,6	1,94	6050
11,1	3,6	6	8,8	1,8	6050

Tableau 6 : Caractéristiques de l'amplificateur à gain contrôlé avec $I_{O1} = 50 \mu\text{A}$.

2.3.5.3 Circuit amplificateur à base d'une transconductance (V à I)

Comme nous l'avons déjà indiqué au paragraphe 2.3.4, le gain correspondant se rapporte ici à la valeur $I_0 = 50 \mu\text{A}$ du courant de polarisation des CCCII du filtre : $|A| = I_{0CR}/I_0$. La figure 9 représente les réponses en fréquence ainsi obtenues dans ce cas et le tableau 7 donne les valeurs correspondantes.

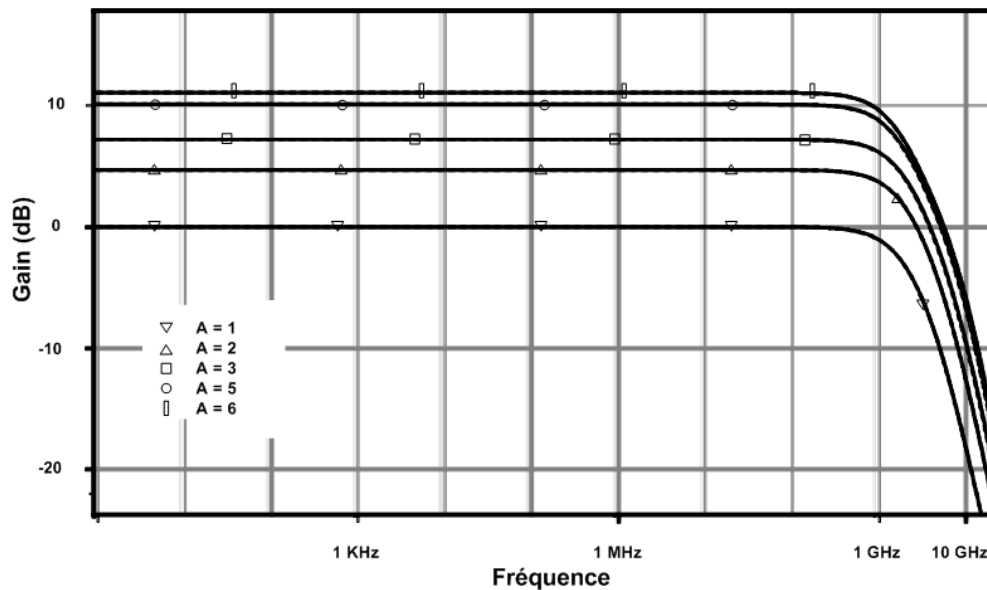


Figure 9 : Gain de l'amplificateur à base d'un CCCII monté en transconductance pour différentes valeurs du gain $|A| = I_{0CR}/50 \mu\text{A}$.

Gain Simulé		$A = I_{0CR}/50 \mu\text{A}$	Puissance Dissipée (mW)	Bande Passante (GHz)	Surface silicium, (μm^2)
(dB)	(fois)				
0	1,0	1	1,3	2,5	3025
4,73	1,7	2	2,5	3,16	3025
7,26	2,3	3	3,8	3,37	3025
10,26	3,2	5	6,2	3,31	3025
11,35	3,7	6	7,5	3,17	3025

Tableau 7 : Caractéristiques de l'amplificateur à base d'une transconductance (V à I)

Les valeurs des gains théoriques et simulés s'écartent aussi lorsque le gain augmente. Les bandes passantes à -3dB sont semblables et les puissances dissipées augmentent aussi proportionnellement au gain simulé.

2.3.6 Comparaison des différentes structures d'amplification

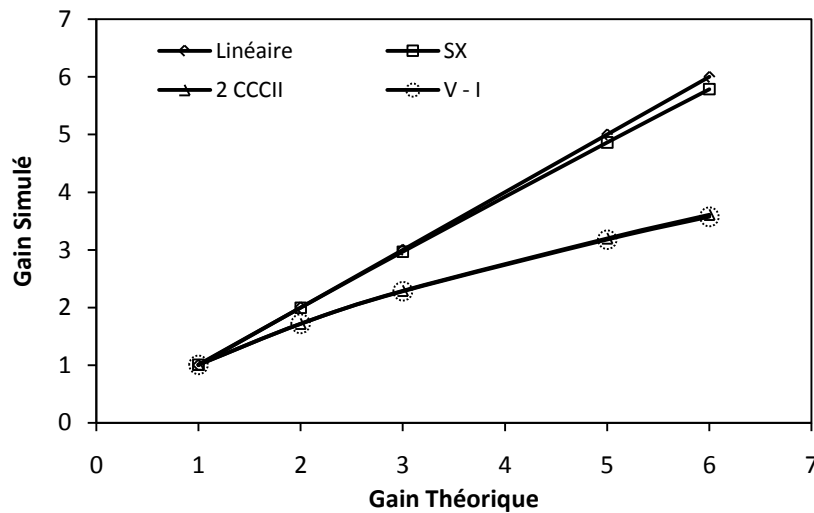


Figure 10 : Module du gain simulé en fonction du gain théorique pour les différentes structures amplificatrices.

La figure 10 représente les valeurs des gains obtenus pour chaque structure en fonction de la valeur théorique attendue. C'est l'amplificateur à gain fixe (S_X) qui donne les résultats les plus proches des valeurs théoriques. Les deux autres sont pratiquement identiques. Sur la figure 11 ont été représenté les puissances dissipées par les amplificateurs en fonction du gain. C'est l'amplificateur à gain fixe qui dissipe le moins de puissance.

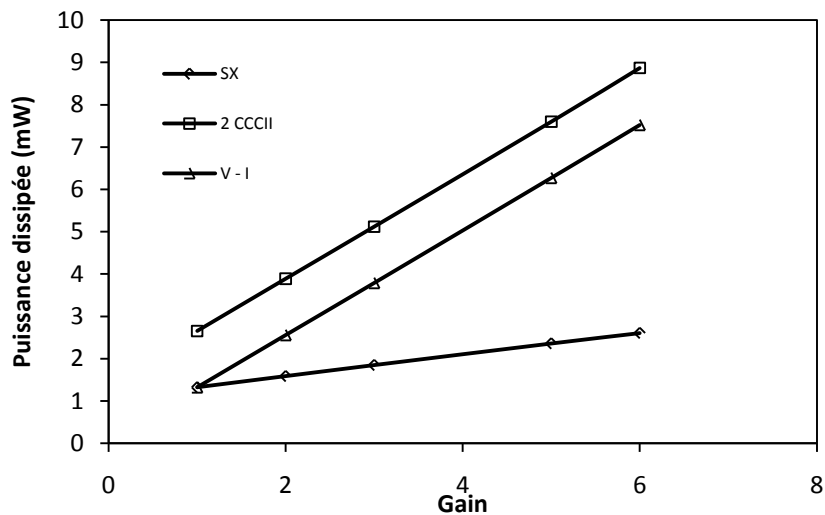


Figure 11 : Puissance dissipée par les différentes structures amplificatrices en fonction du module du gain.

Le tableau 8 qui synthétise les différentes caractéristiques des ces amplificateurs montre que l'amplificateur numéro 3 (transconducteur $V - I$) est celui qui globalement possède les meilleurs performances.

Par contre, l'amplificateur numéro 1 (à gain fixe (S_X)) est celui qui a la plus faible consommation et pour lequel les valeurs des gains théorique et simulé restent toujours proches.

Ajoutons aussi qu'il sera parfois aussi possible de combiner plusieurs de ces structures pour réaliser l'amplificateur nécessaire tout en optimisant les performances.

	Structure de l'amplificateur de courant		
	1 (S_X)	2 (2 CCCII)	3 ($V - I$)
Surface de silicium	+	-	++
Consommation	++	-	+
Bande passante	-	+	++
Souplesse de réglage	-	++	++
Gain simulé/théorique	++	-	-

Tableau 8 : Synthèse des performances des différentes structures amplificatrices, ++ très bon, + bon, - mauvais.

3 MISE EN ŒUVRE DES FILTRES AGILES

3.1 Généralités

Nous aborderons dans cette partie la mise en œuvre des différents circuits de validation de la théorie que nous avons énoncée au chapitre 2. Les différents filtres en mode courant seront obtenus à partir de convoyeurs de courant contrôlés (CCCI).

3.2 Filtre de départ, (filtre de classe 0, $n = 0$)

La figure 12 représente le filtre de second ordre de départ, [Fab98], que nous appelons de classe 0 ; $n=0$. Le circuit comporte 3 convoyeurs de courant contrôlés à transfert positif (CCCI+) et deux capacités. Le circuit est équivalent à un circuit RLC en parallèle attaqué en courant, ($I_{IN}(t)$), pour lequel les convoyeurs 1 et 2 ainsi que la capacité C_1 constituent une inductance active de valeur réglable par les courants I_{01} et I_{02} qui seront choisis identiques $I_{01} = I_{02} = I_0$. Le convoyeur Q est équivalent à une résistance négative de valeur réglable. Il permet de modifier le coefficient de qualité du circuit. Les valeurs des capacités seront aussi choisies identiques $C_1 = C_2 = C$.

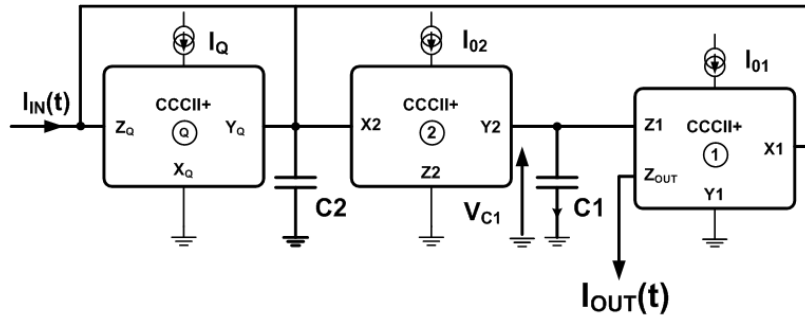


Figure 12 : Filtre de base (filtre de classe 0)

La sortie $I_{OUT}(t)$ est de type passe bande. Sa fonction de transfert est :

$$F_{BP}(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}}(s) = \frac{-R_{X0}Cs}{D(s)} \quad (3.2)$$

avec $D(s) = 1 + [2R_{X0} - R_{X0}^2/R_{XQ}]Cs + R_{X0}^2C^2s^2$.

Son gain à f_0 est égal à $-R_{XQ}/(2R_{XQ} - R_{X0})$.

La fréquence centrale est : $f_0 = 1/2\pi R_{X0}C$. Sa valeur est réglable par I_0 . Le coefficient de qualité $Q = R_{XQ}/(2R_{XQ} - R_{X0})$ est ensuite réglable par le courant I_Q . Ce filtre sera stable à condition que $2R_{XQ} > R_{X0}$; c'est-à-dire : $I_Q < 2I_0$.

Ajoutons aussi que la tension $V_{C1}(t)$ aux bornes de la capacité C_1 conduit à un transfert de type passe bas puisque : $\frac{V_{C1}}{I_{IN}}(s) = \frac{R_{X0}}{D(s)}$.

3.3 Filtre agile de classe 1, ($n = 1$)

Le filtre de classe 1 qui est représenté sur la figure 13 est directement déduit du filtre de départ (figure 12). Le convoyeur de courant de contre réaction (CR), à transfert en courant positif, permet de réaliser l'amplificateur de gain A . En effet, conformément à notre théorie (cf. chapitre 2), le courant à ajouter à $I_{IN}(t)$ est le courant sortant de ce convoyeur qui est le courant $-i_{ZCR}$. Il sera négatif lorsque $V_{YCR} = V_{C1}$ sera positif. Son expression est alors :

$$-i_{ZCR} = -\frac{V_{C1}}{R_{XCR}} = -\frac{R_{X0}}{R_{XCR}} \cdot \frac{1}{D(s)} = A \cdot \frac{1}{D(s)} \quad (3.3)$$

La structure de ce filtre correspond donc au cas où A est négatif. Le gain A équivalent de l'amplificateur de courant de contre réaction est ainsi : $A = -R_{X0}/R_{XCR}$. La valeur de A sera donc réglable par I_{0CR} .

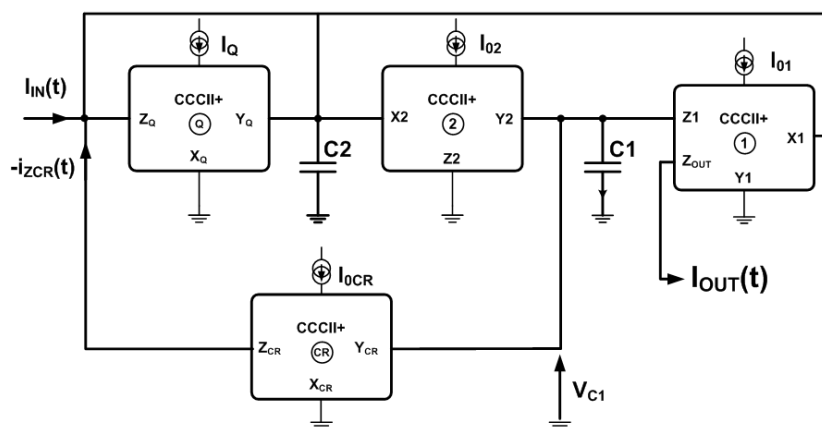


Figure 13 : Filtre agile de classe 1

La fréquence centrale de ce nouveau filtre est donc conformément à la théorie : $f_{0A1} = \sqrt{(1 - A)} \cdot f_0$. Où f_0 est la fréquence centrale du filtre initial.

A étant négatif, la valeur de f_{0A1} sera supérieure à f_0 .

Remarquons aussi qu'une valeur inférieure de f_{0A1} serait obtenue avec A positif et inférieur à 1, c'est à dire en remplaçant le CCCII+ par un CCCII- avec un courant de polarisation tel que $I_{0CR} < I_0$.

La sortie I_{OUT} de ce filtre s'effectue à haute impédance. Ainsi, plusieurs cellules identiques peuvent facilement être connectées en cascade pour par exemple augmenter la valeur de Q , et ce sans nécessiter de circuits d'adaptation d'impédance.

3.4 Filtre agile de classe 2, ($n = 2$)

Comme nous l'avons montré dans la théorie générale (cf. Chapitre. 2, paragraphe 5.2) cette nouvelle structure de filtre agile se déduit directement de la structure de classe 1, c'est-à-dire du schéma de la figure 13. Le schéma bloc en mode courant de la figure 14 est ainsi entièrement équivalent au filtre de la figure 13.

Remarquons que sur la structure de la figure 14, nous avons fait figurer deux sorties en courant de type passe bas identiques (LP_1 et LP_2), car la seconde sortie LP_2 nous sera nécessaire pour constituer la contre réaction supplémentaire qui permettra, à partir du schéma de la figure 13, d'engendrer le circuit de classe 2 (cf. chapitre 2, paragraphe 4.2.1).

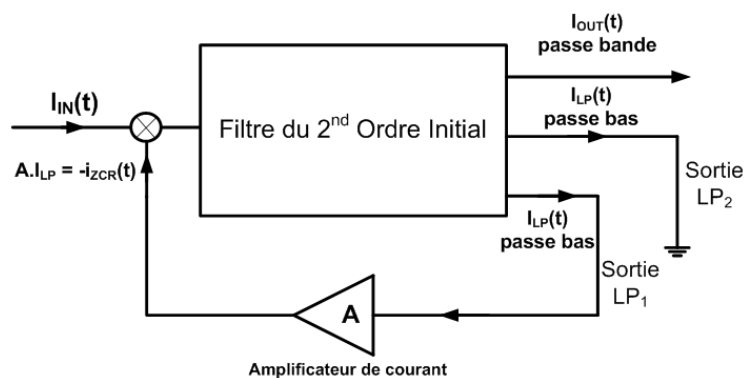


Figure 14 : Schéma bloc équivalent au filtre agile de classe 1.

L'équation (3.3) précédente montre par ailleurs que le gain de la sortie passe bas équivalente du filtre du second ordre initial est égal à l'unité. Ainsi, conformément à la théorie (*cf.* chapitre 2, paragraphe 4.2.1 et figure 13), il sera nécessaire de multiplier le courant I_{LP} de la sortie 2 par le coefficient $(1 - A) = 1 + I_{CR}/I_0$ (avec A négatif) pour que le circuit se retrouve exactement dans les mêmes conditions que le bloc du filtre initial.

Ensuite, pour former la seconde contre réaction du circuit de classe 2 (*cf.* chapitre 2, paragraphe 4.2.2) il sera nécessaire d'amplifier ce courant à l'aide d'un amplificateur de gain identique à celui de la contre réaction précédente, c'est-à-dire $A = -I_{CR}/I_0$.

Comme le montre le schéma du filtre de classe 1 de la figure 13 cette amplification pourra aussi être obtenue à partir du convoyeur de contre réaction (CR) en lui ajoutant simplement des sorties supplémentaires.

Cela constitue indéniablement un des avantages du mode courant et de ces structures de filtrage agile.

Le schéma du filtre agile de classe 2 qui s'en déduit et correspond au circuit de départ de la figure 12 est représenté sur la figure 15. Le gain est toujours donné par le rapport des courants $A = -I_{CR}/I_0$. Il faut remarquer sur ce schéma que l'une des sorties du CCCII+ (CR) possède un gain égal à $|A|$ c'est-à-dire que les surfaces des émetteurs des transistors de sortie de celle-ci sont $|A|$ fois celles de tous les autres transistors.

La fréquence centrale f_{0A2} de ce filtre sera ainsi donnée conformément à la théorie, par $f_{0A2} = (1 - A)f_0$. Où f_0 est la fréquence centrale du filtre initial. Le coefficient multiplicateur de f_0 est donc ici une expression linéaire du gain A .

Il est par ailleurs important de remarquer que la complexité de cette structure finale de filtre de classe 2 (à fonction linéaire) n'est pas plus grande que celle du filtre de classe 1 de la figure 13 qui s'exprime elle en fonction de la racine carrée de A .

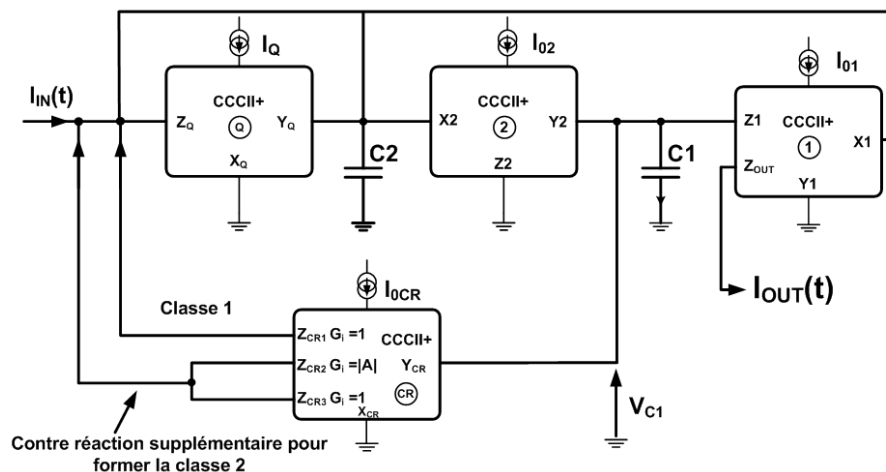


Figure 15 : Filtre Agile de classe 2, schéma général.

Sur ce circuit, la valeur de A est fixée par la surface des émetteurs des transistors de sortie du convoyeur (CR). Il faut cependant remarquer qu'il serait possible de modifier cette valeur de A en utilisant un amplificateur de courant contrôlé en courant comme celui de la figure 5. La modification de A s'obtiendrait alors en agissant convenablement sur le courant I_{OCR} et les courants de polarisation de cet amplificateur.

Une structure plus intéressante consiste cependant, lorsqu'on souhaite pouvoir disposer de plusieurs valeurs de A , d'associer une "banque" de convoyeurs (CR) dont la sortie Z de chacun de ceux-ci sera dimensionnée avec des surfaces d'émetteur des transistors égale à $|A|$ et dont le courant de polarisation sera celui qui correspond à cette valeur de $|A|$.

Ajoutons ici qu'un tel filtre pour un récepteur multistandards ne comportera que les convoyeurs (CR) de contre réaction correctement dimensionnés. En comparaison avec les "banques" classiques actuelles (MEMS, Capacités digitales, cf. chapitre 1, paragraphe 4.2.1.2 et tableau 3) la surface de silicium supplémentaire ici nécessaire est bien évidemment négligeable.

3.5 Filtre agile de classe 3, ($n = 3$)

Le filtre de classe 3 se déduit directement du filtre de classe 2 précédent, comme nous l'avons montré dans la théorie générale (cf. chapitre 2, paragraphe 4.3). Son schéma est

représenté sur la figure 16. Sur ce schéma apparaît clairement la sommation des différents courants constitutifs.

Dans cette structure, comme dans la précédente, nous avons indiqué les différents gains des sorties Z , c'est-à-dire la valeur de la surface des émetteurs des transistors correspondants des CCCII qui apparaissent dans la boucle de contre réaction. Le courant de polarisation I_{OCR} du convoyeur (CR) permet ainsi de réaliser le gain $A = -I_{OCR}/I_0$. La valeur du courant de polarisation du CCCII⁻ (4) est indépendante de A et peut par exemple être fixé à la valeur I_0 des CCCII⁺ (1 et 2) du filtre de base.

Pour ce filtre, l'expression de la fréquence centrale sera donnée par : $f_{0A3} = (1 - A)^{\frac{3}{2}}f_0$ où f_0 est la fréquence centrale du filtre initial.

Notons que la remarque concernant la banque de convoyeurs de contre réaction indiquée au paragraphe précédent est aussi bien évidemment applicable à cette structure.

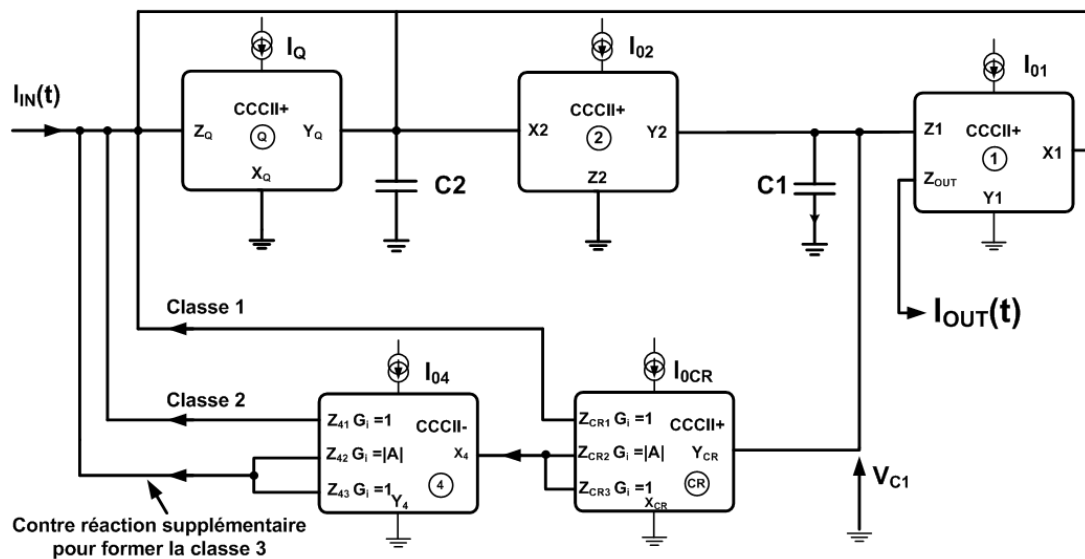


Figure 16 : Filtre agile de classe 3, schéma général.

3.6 Exemple d'application : filtre agile de faible puissance

Le schéma de la figure 17 représente un exemple de filtre agile de faible puissance qui est directement déduit des structures précédentes.

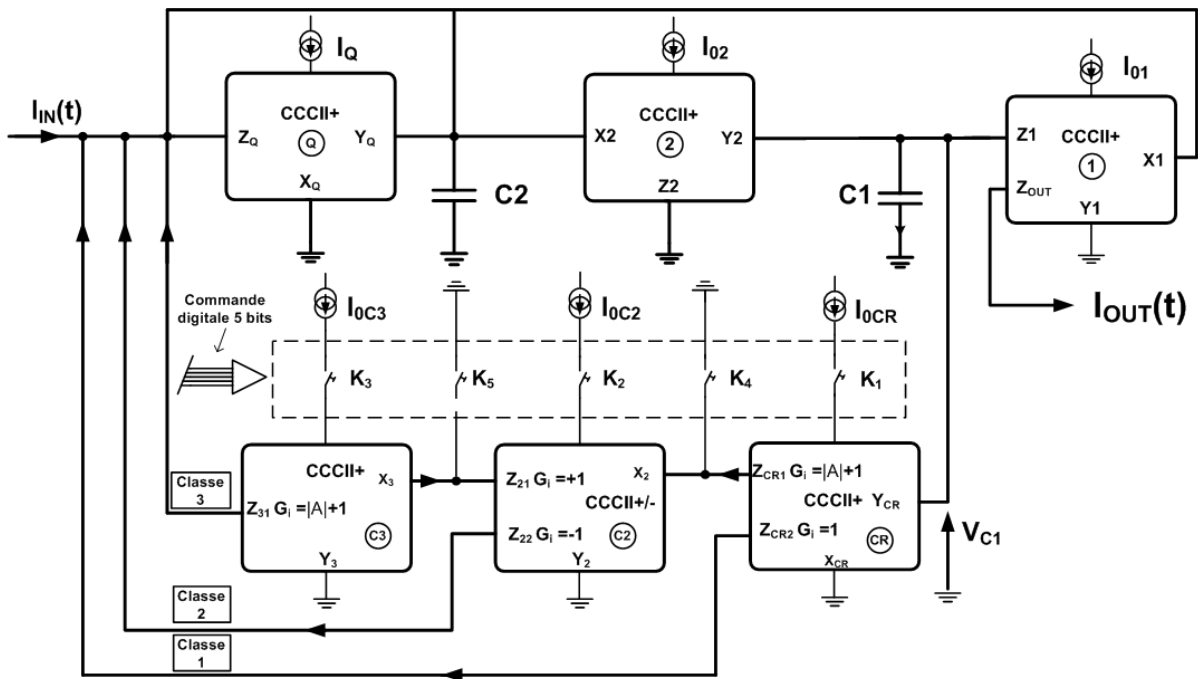


Figure 17 : Filtre agile de faible puissance.

Ce filtre passe bande agile qui ne comporte que 6 convoyeurs permettra d'obtenir quatre fréquences centrales commandées numériquement.

Les différentes fréquences centrales f_{0An} sont en fait commandées de façon numérique par les courants de polarisation des différents convoyeurs qui sont : soit nuls (0 associé) soit respectivement égaux à I_{0CR} , I_{0C3} ou I_{0C2} (1 associé).

Remarquons que les courants de polarisation I_{0C2} et I_{0C3} qui n'ont aucune incidence sur la valeur de A pourront être choisis égaux à I_0 , courant de polarisation du filtre initial.

Les convoyeurs qui jouent de plus ici le rôle d'interrupteurs rapides (*cf.* paragraphe 2.2.3.4) permettent d'obtenir un filtre réellement agile.

Le tableau 9 indique suivant les positions des interrupteurs K_1 à K_3 , les valeurs des fréquences centrales de ce filtre en fonction de f_0 fréquence centrale du filtre passe bande initial et de la valeur de A .

Les interrupteurs K_4 et K_5 sont rajoutés pour assurer un court circuit sur les sorties Z des convoyeurs qui commandent l'entrée X d'un convoyeur "éteint" (car R_X devient infinie lorsque son courant de polarisation I_0 tend vers 0). A titre d'exemple K_4 devra être fermé sur la masse lorsque le convoyeur (C2) n'est pas polarisé ($I_{0C2} = 0$).

$K_1 (I_{0CR})$	$K_2 (I_{0C2})$	$K_3 (I_{0C3})$	K_4	K_5	Fréquence centrale	Classe du filtre
0	0	0	0	0	f_0	0
1	0	0	1	1	$f_0(1 - A)^{1/2}$	1
1	1	0	0	1	$f_0(1 - A)$	2
1	1	1	0	0	$f_0(1 - A)^{3/2}$	3

Tableau 9 : Expression de f_0 et classe du filtre en fonction des positions des interrupteurs.

Lorsque par exemple l'on choisit $|A| = 2$, ce qui implique aussi $I_{0CR} = 2I_0$, les valeurs des fréquences centrales réalisables sont : f_0 , $\sqrt{3}f_0$, $3f_0$ et $(3^{3/2}) f_0 \sim 5,2f_0$.

4 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, de façon à bien valider la nouvelle théorie que nous avons établie précédemment et de façon à bien souligner tous ses avantages, nous donnerons les résultats de simulation relatifs aux deux types de circuits des paragraphes précédents : filtres agiles de différentes classes et filtre agile de faible puissance.

4.1 Filtres agiles de différentes classes

Nous donnerons tout d'abord dans cette partie les résultats relatifs au filtre initial (classe 0) pour lequel le réglage de f_0 est obtenu en variant I_0 . Pour les autres filtres (classes 1 et 2) le courant I_0 restera fixe, et la variation de f_0 sera obtenue en variant la valeur de A , c'est-à-dire I_{0CR} .

4.1.1 Filtre de départ, (filtre de classe 0, $n = 0$)

Le filtre de départ (figure 12) a été mis en œuvre dans la même technologie que précédemment avec $C_1 = C_2 = 2$ pF. Les courants de polarisation $I_{01} = I_{02} = I_0$ permettent de modifier la fréquence centrale f_0 . I_Q permet de régler le coefficient de qualité à la valeur souhaitée. Le circuit a été polarisé sous $\pm 2,5$ volts.

La figure 18-a représente les réponses en fréquence obtenues lorsque I_0 varie de $50 \mu A$ à $200 \mu A$. Notons qu'au delà de $100 \mu A$ le gain du filtre chute considérablement ainsi que la valeur de Q à cause principalement des résistances parasites R_Y , R_Z (qui diminuent) en parallèle sur les capacités.

Sur le tableau 10-a qui donne les valeurs de f_0 et Q correspondantes, nous avons aussi fait figurer la puissance dissipée par le filtre.

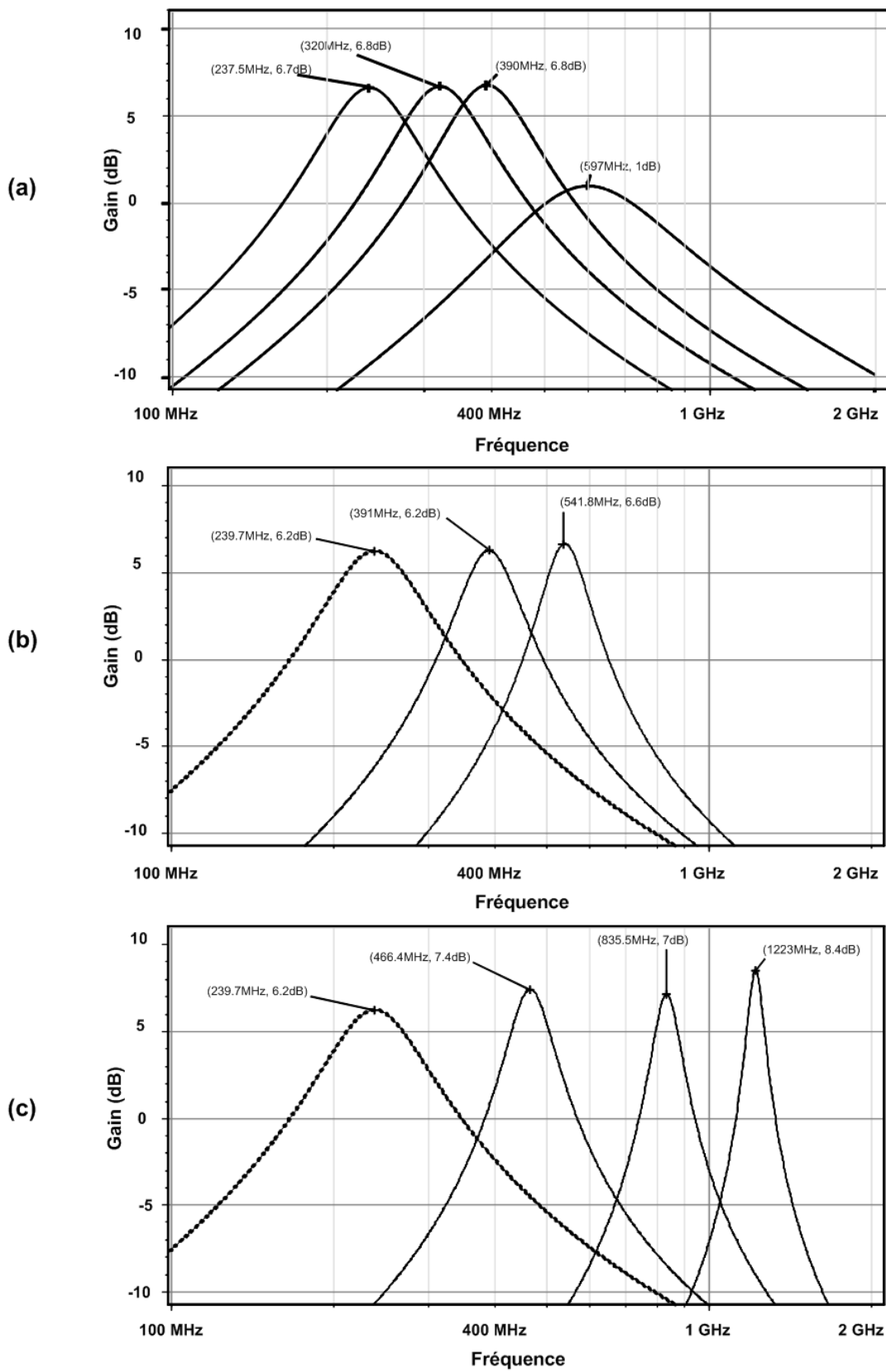


Figure 18 : Réponses en fréquence du filtre agile : (a) classe 0 ; (b) classe 1 ; (c) classe 2.

I_0 (μA)	I_Q (μA)	f_0 (MHz)	Q	Puissance dissipé, (mW)	Surface Silicium, (μm^2)
50	100	237,5	2,5	5,5	64900
75	170	320	2,6	8,6	64900
100	250	390	2,64	11,92	64900
200	450	597	1,37	22,4	64900

Tableau 10-a : Caractéristiques du filtre initial (classe 0) ; réglage de f_0 en fonction de I_0 .

Le tableau 10-b donne les valeurs du courant de bruit en entrée et du courant d'entrée (valeur de crête) qui correspond au point de compression à 1 dB, en fonction du courant de polarisation I_0 . Ce tableau montre que le bruit ramené en entrée du circuit de classe 0 augmente en fonction de I_0 , donc de la fréquence f_0 . Par contre, la valeur du courant d'entrée correspondant au point de compression de 1 dB (P1dB) reste du même ordre, sauf lorsque I_0 est petit.

I_0 (μA)	i_{bruit} ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	i_{IN} du P1dB (μA)
50	39	32
75	40	50
100	49	50

Tableau 10-b : Caractéristiques d'entée : Bruit et courant correspondant au P1dB, en fonction de I_0 .

4.1.2 Filtre agile de classe 1, (n = 1)

Dans les mêmes conditions, la figure 18-b représente les réponses en fréquence relatives au filtre de classe 1 (fig. 13) lorsque I_0 étant fixé à 50 μA , la valeur de A ($|I_{0CR}/I_0|$) varie entre 1 et 6. Le tableau 11-a résume toutes ces caractéristiques et indique la puissance dissipée correspondante.

I_{OCR} (μA)	A Théorique	f_{0A1} (MHz)		Puissance dissipée (mW)	Surface silicium, (μm^2)
		Théorique	Simulée		
0	0	237,5	237	5,2	68000
50	1	335,1	332	6,6	68000
100	2	410,5	390	8	68000
150	3	474	431	9,3	68000
200	4	530	465	10,8	68000
250	5	580,5	492	12	68000
300	6	627	518	13,2	68000
350	7	670	541	14,5	68000

Tableau 11-a : Caractéristiques du filtre agile en classe 1.

De même que pour le filtre de classe 0, le tableau 11-b donne pour l'entrée, le courant du bruit et le courant d'entrée (valeur de crête) qui correspond au point de compression à 1 dB en fonction de $|A|$. Pour ce circuit (classe 1) i_{bruit} augmente aussi avec $|A|$, donc avec f_0 ; alors que le courant d'entrée qui correspond au point de compression à 1 dB diminue lorsque $|A|$ augmente, donc lorsque f_0 augmente. L'ordre cependant reste le même.

$ A $	i_{bruit} ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	i_{IN} du P1dB (μA)
0	41	35
2	44	25
7	62	28

Tableau 11-b : Caractéristiques d'entrée : Bruit et courant correspondant au P1dB en fonction de $|A|$.

4.1.3 Filtre agile de classe 2, ($n = 2$)

De même que précédemment, les réponses en fréquence correspondantes ont été reportées sur la figure 18-c pour $I_0 = 50\mu\text{A}$ et $|A|$ variant de 1 à 6. Leurs différentes caractéristiques sont rassemblées sur le tableau 12-a.

$I_{OCR} (\mu A)$	A Théorique	f_{0A2} (MHz)		Puissance dissipée (mW)	Surface silicium, (μm^2)
		Théorique	Simulée		
0	0	237,5	236	5,2	69110
50	1	474	466	7,1	69110
100	2	711	665	9,1	69700
150	3	948	835	11,3	70300
200	4	1185	979	13,7	70900
250	5	1422	1080	16	71500
300	6	1659	1220	20,1	72100

Tableau 12-a : Caractéristiques du filtre agile en classe 2.

Le tableau 12-b donne pour le filtre de classe 2, le courant du bruit ramené en entrée et le courant d'entrée correspondant au point de compression à 1 dB en fonction de $|A|$. Les conclusions relatives à i_{bruit} sont identiques à celles de la classe 1. Le courant i_{IN} du point de compression à 1 dB reste aussi de même ordre de grandeur.

$ A $	$i_{bruit} (pA/\sqrt{Hz})$	i_{IN} du P1dB (μA)
0	58	25
3	123	46
6	215	40

Tableau 12-b : Caractéristiques d'entrée : Bruit et courant correspondant au P1dB en fonction de $|A|$.

Sur ces tableaux les valeurs de $|A|$ utilisées pour nos simulations sont des valeurs entières. Il est cependant aussi possible de réaliser n'importe quelle valeur de A , entière ou non. Les surfaces d'émetteur des transistors de sortie ne sont pas dans ce cas des multiples entiers de celles des autres transistors. Toutes les fréquences pour f_{0A2} sont donc bien évidemment réalisables

4.1.4 Comparaison des différentes structures

La figure 18-a,b,c et les tableaux 10, 11 et 12 précédents montrent les limitations du filtre de départ pour lequel le réglage de f_0 est très limité et la puissance consommée élevée. Pour les filtres agiles de classe 1 et 2 pour lesquels I_0 est fixé à 50 μA , la modification de A permet de déplacer f_0 sur une plage de fréquence qui est d'autant plus importante que la classe

augmente. Il en est de même lorsque la valeur de A reste constante. Les figures 19 et 20 illustrent parfaitement ces faits. La figure 19 donne l'évolution de la fréquence centrale du filtre agile en fonction du gain A de l'amplificateur de contre réaction pour les classes 1 et 2. Elle montre bien l'allure "en racine carrée" de l'évolution de la fréquence pour la classe 1 ainsi que l'allure linéaire de l'évolution de la fréquence en classe 2.

Par ailleurs, lorsque la valeur de f_0 est fixée, il est à remarquer que la puissance consommée par le filtre diminue lorsque la classe augmente, (tableaux 10 à 12 et figure 20).

Ajoutons aussi que pour le filtre de classe 0 la valeur de n maximale (f_{0max}/f_0) est égale à 1,64 ($f_{0max} = 390$ MHz). Elle devient respectivement 2,26 ($f_{0max} = 541,8$ MHz) et 5,1 ($f_{0max} = 1223$ MHz) pour les filtres de classe 1 et 2. Notons que cette dernière valeur de n n'a jamais été atteinte précédemment (cf. tableau 5, chapitre 1, $n_{max} = 2,75$ ($f_{0max} = 1100$ MHz) pour les filtres actifs et $n_{max} = 4$ ($f_{0max} = 1400$ MHz) pour les filtres passifs).

Nous nous sommes limités ici au filtres agiles de classe 2, car les limitations fréquentielles de la technologie utilisée ($f_{TP} \sim 6$ GHz) ont conduit à des CCCII dont les bandes passantes en suiveur de courant sont de l'ordre de 3 GHz (à $I_0 = 50 \mu\text{A}$, cf. paragraphe 2.2.3) c'est-à-dire $f_{TP}/2$ et celles des amplificateurs de courant un peu plus faibles (cf. paragraphe 2.3.5). Ainsi, lorsque le nombre de CCCII utilisés pour réaliser le filtre augmente (classe 3 par exemple) les valeurs de f_0 ne pourront pas à cause de cette technologie dépasser des fréquences de l'ordre du GHz.

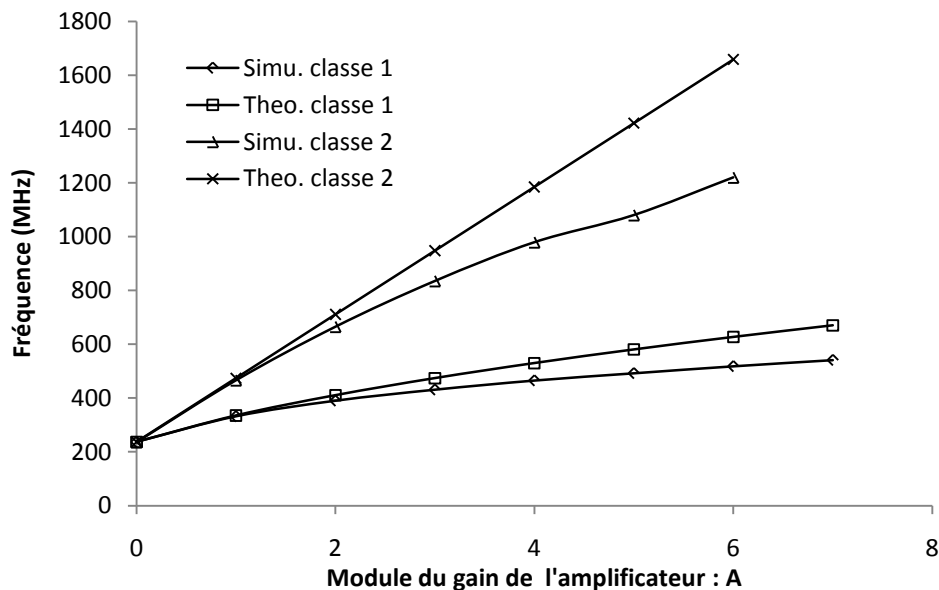


Figure 19 : Evolution de la fréquence centrale du filtre agile en fonction du gain A de l'amplificateur pour les classes 1 et 2.

La figure 20 donne une comparaison entre la puissance totale dissipée en fonction de la fréquence centrale du filtre agile pour les classes 1 et 2. Elle montre qu'à une fréquence donnée, la puissance dissipée en classe 2 reste toujours inférieure à celle dissipée par le filtre en classe 1. Cette figure indique aussi qu'en classe 2 il sera possible d'atteindre des fréquences plus élevées.

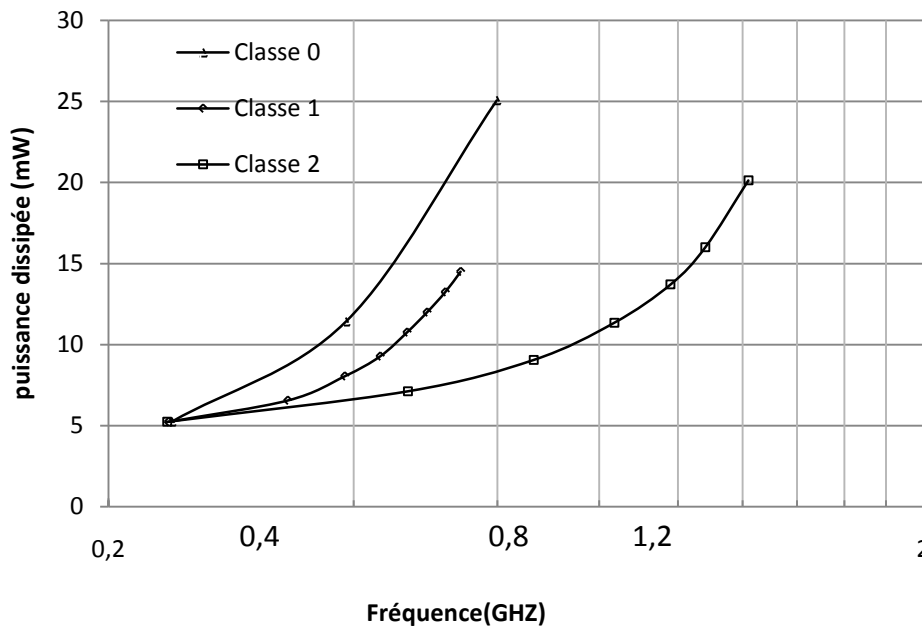


Figure 20 : Evolution de la puissance totale dissipée en fonction de la fréquence centrale du filtre agile pour les classes 1 et 2.

La figure 21 représente en fonction de la fréquence centrale f_0 , la variation de i_{bruit} en entrée pour les circuits de classe 0, 1 et 2 ; ainsi que le courant d'entrée (valeur de crête) correspondant au point de compression à 1 dB. Ces courbes montrent que le bruit augmente bien avec f_0 , mais que la valeur correspondante aux circuits de différentes classes évolue de façon quasi identique. Il en est pratiquement de même pour le courant i_{IN} du point de compression à 1 dB qui reste toujours du même ordre.

La classe du filtre n'influe donc pas en termes de bruit et de dynamique d'entrée sur les performances du filtre.

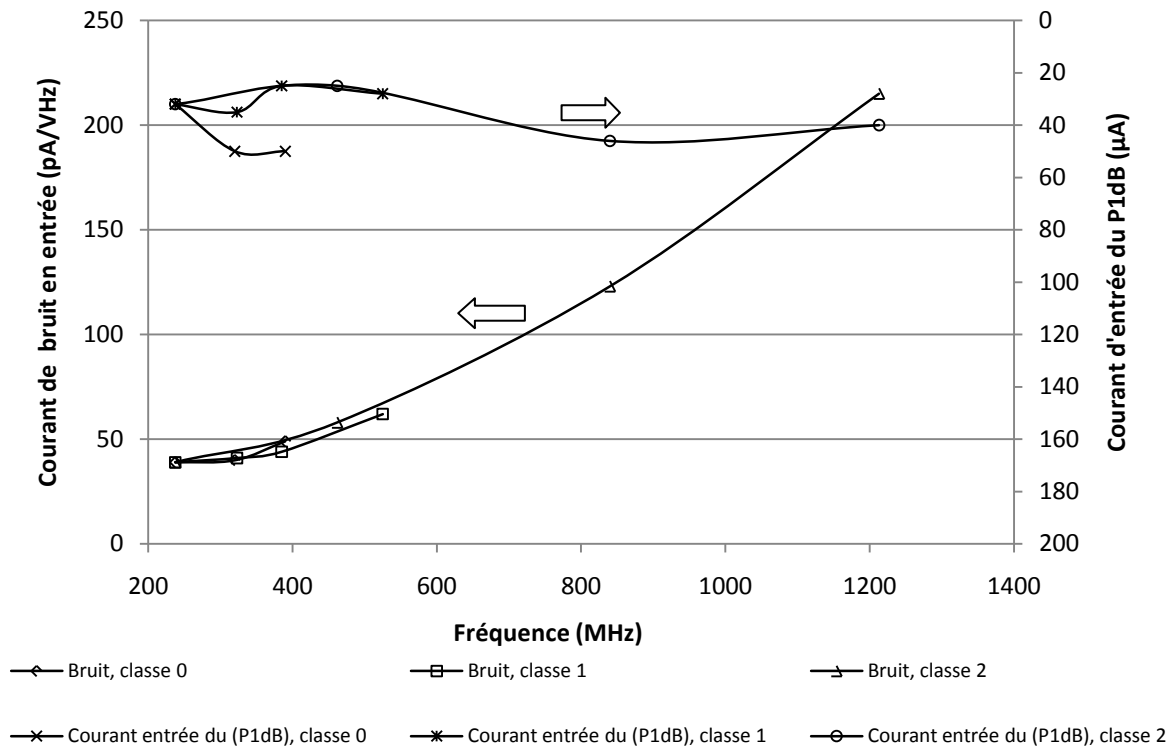


Figure 21 : Evolution du courant du bruit en entrée et du courant d'entrée du P1dB en fonction de la fréquence centrale.

4.2 Filtre agile de faible puissance

Dans cette partie nous indiquerons les résultats de simulation relatifs au filtre agile de faible puissance à fréquences centrales commandées numériquement que nous avons décrit au paragraphe 3.6.

Pour cette configuration, les valeurs de I_0 et A sont fixées. La valeur de la fréquence centrale du filtre agile sera uniquement obtenue par la modification de la classe de fonctionnement du filtre, comme indiqué au tableau 9 précédent.

Les courants de polarisation I_{01} et I_{02} sont égaux à $50 \mu\text{A}$ et la valeur de A dans notre exemple a été choisie égale à 2, ce qui conduit à $I_{0CR} = |A|I_0 = 100 \mu\text{A}$. Les courants I_{0C2} et I_{0C3} ont aussi été fixés à $50 \mu\text{A}$.

La figure 22 représente dans ces conditions les différentes réponses en fréquences obtenues pour ce filtre. Cette figure illustre tout l'intérêt de cette structure pour laquelle la valeur maximale de n est égale à 6. Cette valeur n'a encore jamais été obtenue à ces fréquences pour les filtres reconfigurables (*cf.* tableau 5, chapitre 1).

Il faut remarquer que la fréquence centrale pour la classe 0 a été choisie égale à 100 MHz pour prendre en compte, comme déjà indiqué, les limitations du f_{TP} des transistors PNP des CCCII. C'est cette valeur de f_{TP} qui est actuellement le facteur le plus limitant dans la mise en œuvre de nos filtres à fréquence agile.

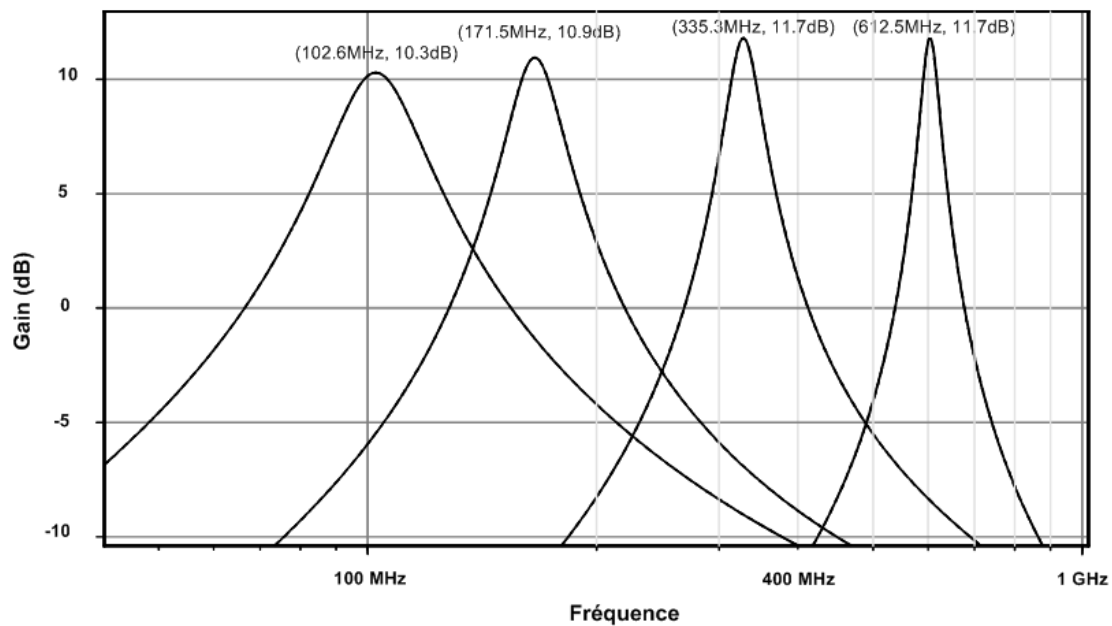


Figure 22 : Réponse en fréquence du filtre agile de faible puissance.

La figure 23 représente l'évolution de la puissance consommée par ce filtre agile en fonction de la fréquence centrale, c'est-à-dire la classe de fonctionnement du filtre. Cette puissance reste toujours relativement faible en comparaison à celle consommée par le filtre de classe 0 correspondant. C'est ce qui constitue aussi tout l'intérêt de cette configuration de ce filtre. Sa puissance dissipée varie peu lorsque la fréquence centrale augmente. Pour le filtre de départ celle-ci augmente considérablement et la fréquence maximale atteinte est en outre beaucoup plus faible.

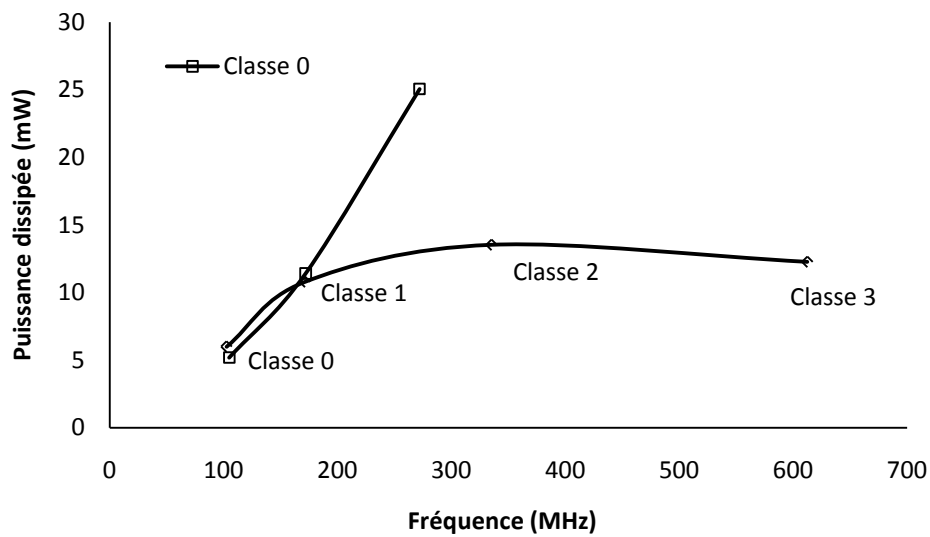


Figure 23 : Evolution de la consommation du filtre en fonction de la fréquence centrale.

La figure 24 représente pour ce circuit et pour les différentes classes, la valeur du courant de bruit ramené en entrée et le courant d'entrée (valeur de crête) correspondant au point de compression à 1 dB en fonction de la fréquence.

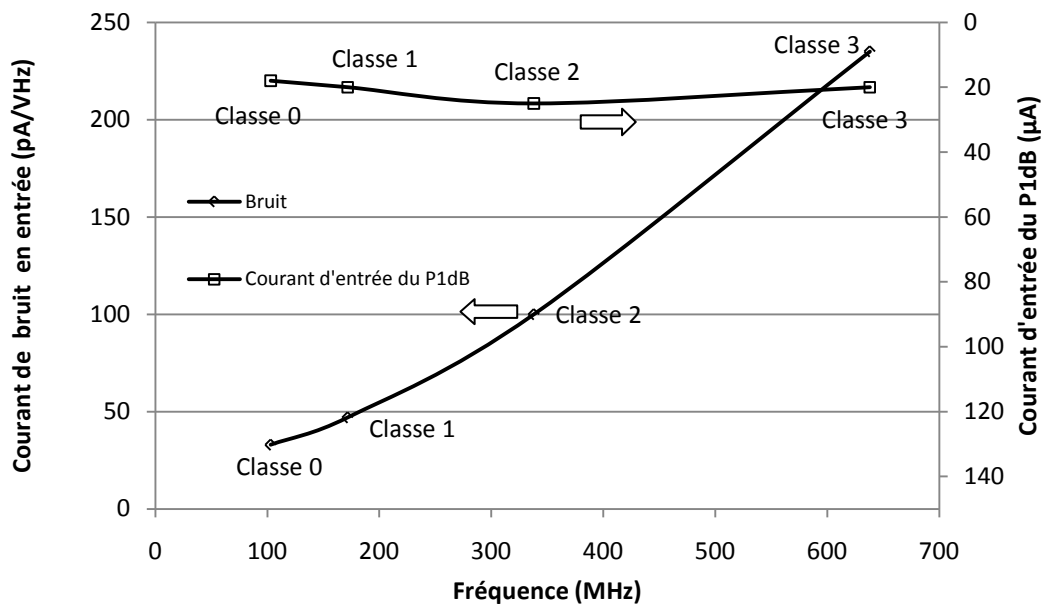


Figure 24 : Evolution du courant de bruit en entrée et du courant d'entrée du P1dB en fonction de la fréquence centrale.

Pour ce circuit, les conclusions en termes de bruit et de dynamique d'entrée sont donc aussi identiques à celles des circuits précédents : le courant de bruit en entrée augmente en fonction de f_0 , alors que le courant d'entrée correspondant au point de compression à 1 dB (i_{IN} du P1dB) reste toujours du même ordre.

La figure 25-a,b illustre les possibilités de réglage fin de la valeur de f_0 (par l'intermédiaire des courant I_0) et du réglage de la valeur de Q (par l'intermédiaire de I_Q) pour les sorties passe bande aux fréquences $f_0 = 100$ MHz (classe 0) et $f_0 = 600$ MHz (classe 3). Il en est par ailleurs exactement de même pour les sorties relatives aux classes 1 et 2.

Le tableau 13-a,b qui donne les valeurs correspondantes des f_0 et Q en fonction des courants correspondants ($\pm 10\%$ autour de la valeur nominale de $I_0 = 50 \mu\text{A}$) illustre bien les possibilités de réglage fin de f_0 puis de Q . Sur le tableau 13-b on remarque que l'incidence du réglage de Q sur la fréquence centrale est faible (de l'ordre de 2% au maximum pour 100 MHz et $2,2\%$ au maximum pour 600 MHz).

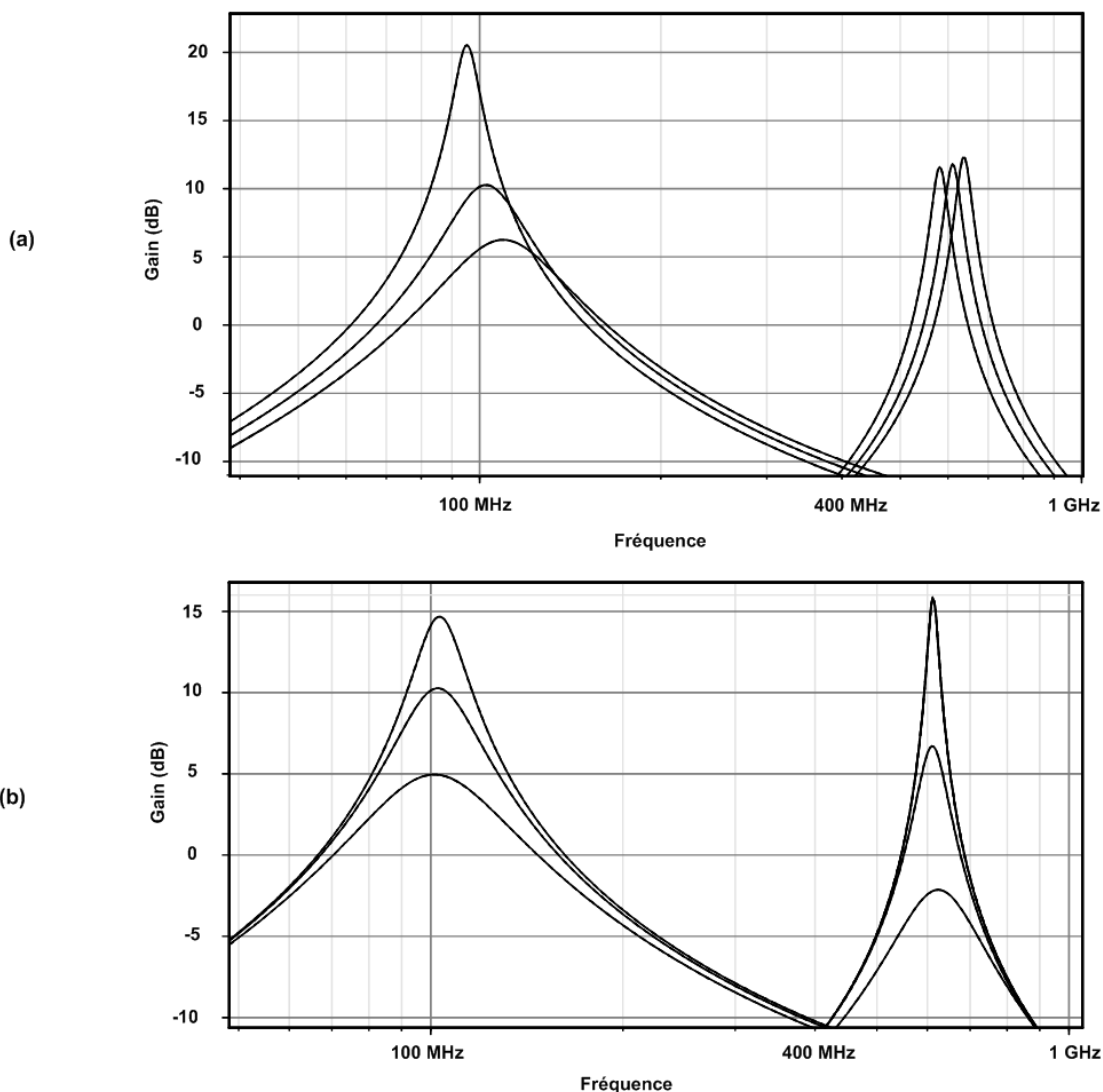


Figure 25 : Réglage des paramètres des filtres f_0 et Q en classes 0 et 3 :

(a) réglage fin de f_0 par I_0

(b) réglage de Q par I_Q

Autour de 100 MHz ($I_Q = 120 \mu\text{A}$)			Autour de 600 MHz ($I_Q = 45 \mu\text{A}$)		
$I_0, (\mu\text{A})$	f_0	Q	$I_0, (\mu\text{A})$	f_0	Q
45	95,50	11,36	45	582,00	16,74
50	102,70	3,53	50	611,88	16,77
55	109,70	2,24	55	638,30	17,55

(a)

Autour de 100 MHz ($I_0 = 50 \mu\text{A}$)			Autour de 600 MHz ($I_0 = 50 \mu\text{A}$)		
$I_Q, (\mu\text{A})$	Q	f_0	$I_Q, (\mu\text{A})$	Q	f_0
98	1,85	101,3	0	3,53	623,30
120	3,53	102,7	30	7,59	610
130	5,83	103,3	49	24,02	612,50

(b)

Tableau 13 : Réglage fin de f_0 et Q :(a) variations de f_0 et Q en fonction de I_0 à I_Q constant.(b) variations de Q et f_0 en fonction de I_Q à I_0 constant.

5 RESULTATS DE MESURES

Dans cette partie après avoir rappelé les principales caractéristiques de la technologie utilisée, nous décrivons tout d'abord le filtre agile de classe 1 que nous avons réalisé avec ses circuits d'interfaçage. Nous donnerons ensuite les résultats de mesure que nous avons obtenus et nous les comparerons aux résultats correspondants issus des simulations.

5.1 Caractéristiques de la technologie SiGe-BiCMOS 0,25 μm

Les différents filtres de validation ont été réalisés en utilisant la technologie 0,25 μm , SiGe, BiCMOS de STMicroelectronics couramment appelée "BiCMOS7RF process". Cette technologie dispose de cinq couches de métal séparées par des couches d'oxyde de silicium (SiO_2). Elle convient aux applications dans le domaine des radiofréquences.

Cette technologie offre la possibilité de concevoir des circuits qui comportent des transistors bipolaires complémentaires comme les convoyeurs de courant contrôlés. Elle contient aussi des transistors MOS de type P et N.

Les fréquences de transition des transistors NPN sont relativement élevées (55 GHz typique) cependant celles des transistors PNP sont environ 10 fois plus faibles (6 GHz typique), [CMP]. Ce sont les performances fréquentielles des transistors PNP qui, comme nous l'avons déjà indiqué, limiteront les applications de nos circuits à des fréquences inférieures à 2 GHz.

Le coût de fabrication d'un circuit dans cette technologie (1500€/mm²) reste relativement abordable compte tenu de ses bonnes performances.

5.2 Description de la puce fabriquée

La conception des circuits a été effectuée avec le logiciel "Cadence", les simulations ont été réalisées en utilisant le simulateur "Spectre" et le "layout" correspondant a été conçu à partir du logiciel "Virtuoso".

Le circuit intégré réalisé qui comprend la totalité des circuits de validation occupe une surface totale de 3 mm². Sa photo est représentée sur la figure 26. On y distingue les différents filtres agiles intégrés qui utilisent des valeurs de capacités différentes de façon à pouvoir fonctionner sur des plages de fréquences différentes. Parmi ces structures, à cause du nombre limité des sondes de polarisation disponibles, certaines permettent le réglage simultané du courant de polarisation I_0 ($I_{01} = I_{02} = I_0$) et du courant I_Q qui règle Q ; d'autres permettent de régler I_{OCR} , de façon à modifier la valeur de A , et de I_Q . Un circuit nécessaire à la réalisation de l'opération de "de-embedding" est aussi visible sur cette photo.

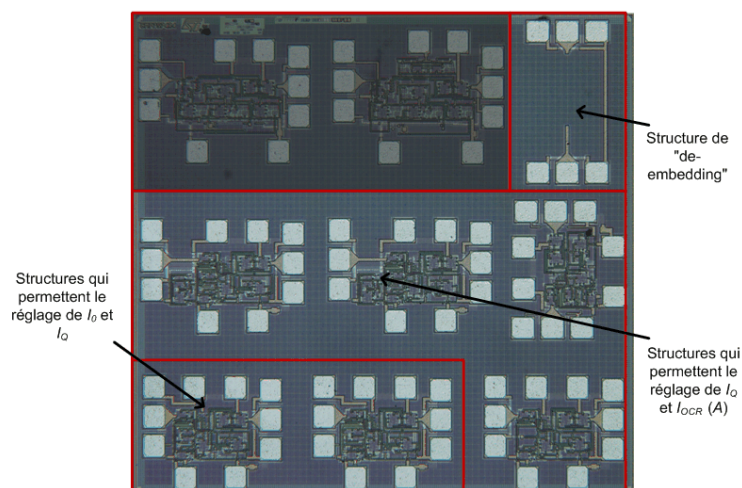


Figure 26 : Photo de la puce fabriquée.

5.3 Principe des mesures sous pointes

La technique de mesure sous pointe permet d'effectuer des mesures directement sur la "puce" nue, ce qui permet d'obtenir les performances du circuit "in-situ" et de minimiser les effets dus à l'introduction d'éléments parasites qui résultent de la mise en boîtiers et des interconnexions.

- **Les sondes RF et les sondes DC de polarisation**

Le laboratoire dispose de sondes RF coplanaires "Karl Suss", de type GSG (masse, signal, masse), figure 27. Ce type de sondes permet de compenser l'effet des champs, électrique et magnétique, créés par la circulation du courant lors de la mesure des paramètres S.

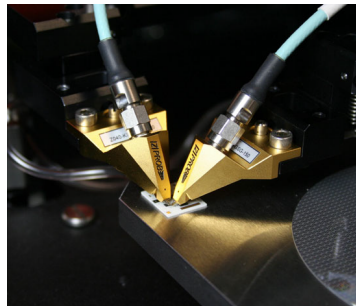


Figure 27 : Photo des sondes RF en cours de mesure.

Les mesures ont été effectuées sur le banc PA200 du laboratoire. Cet appareil est équipé d'un "Probe Shield" qui permet d'effectuer des mesures sous pointes en environnement protégé des interférences externes : électromagnétiques et radiofréquences. Ce banc de test est à déplacement semi-automatique. Il est aussi possible de faire varier la température lors des mesures entre -65 et 200 degrés Celsius.

Sur ce banc des sondes de polarisation DC peuvent aussi être rajoutées. Les générateurs DC associés au banc ne permettent d'en ajouter que quatre au maximum.

- **Sources DC et Analyseur de réseau**

Les signaux DC de polarisation sont générés par l'appareil HP4155 qui peut fournir quatre sources réglables. Deux de ces sources sont utilisées pour polariser le circuit en tension "V_{dd}" et "V_{ss}". Les deux autres seront, selon le besoin, utilisées pour fournir le courant de contre réaction I_{OCR} , de polarisation I_0 , ou le courant I_Q .

L'analyseur de réseau permet de générer le signal RF sur le port d'entrée du circuit à une puissance réglable. Il sert aussi à recueillir le signal de sortie, permettant ainsi la mesure des paramètres S.

Ces divers éléments sont reliés à une station d'accueil "SUN" équipée du logiciel "IC-CAP". Celle-ci contrôle les différents éléments et effectue le traitement et la sauvegarde des résultats de mesures.

Les performances du circuit seront évaluées à partir de la mesure des paramètres S après une série de calibrages des quatre configurations : circuit ouvert, court-circuit, liaison directe et charge de 50 ohms.

La calibration permet d'éliminer l'influence des câbles d'accès et des pointes, elle est à refaire à chaque fois que la plage de fréquences de mesure est modifiée.

5.4 Schéma du filtre à fréquence agile de classe 1 réalisé.

La figure 28 représente le schéma électrique du filtre agile de classe 1 qui a été réalisé. Comme le circuit que nous avons représenté sur la figure 13 fonctionne en mode courant et que les appareils de caractérisation sont conçus pour générer et mesurer des tensions sous 50 Ω, nous avons ajouté au circuit deux cellules d'interfaçage et d'adaptation. La première, en entrée, qui présente une impédance d'entrée égale à 50 Ω utilise un CCCII commandé en convertisseur tension courant polarisé à $I_{0IN} = 100 \mu A$ ($R_{XIN} = 162 \Omega$) : $I_{IN} = V_{IN}/2R_{XIN}$. Le second, en sortie, qui prélève à haute impédance la tension aux bornes de la résistance de charge du filtre de 1 kΩ permet de régler R_{OUT} à 50 Ω par l'intermédiaire de I_{0OUT} ($I_{0OUT} \sim 400 \mu A$), [God07-1].

La tension V_{OUT} est aussi : $V_{OUT} = \frac{1}{2} I_{OUT} \cdot 1k\Omega$. les deux relations conduisent à :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(s) = 1,54 \frac{I_{OUT}}{I_{IN}}(s).$$

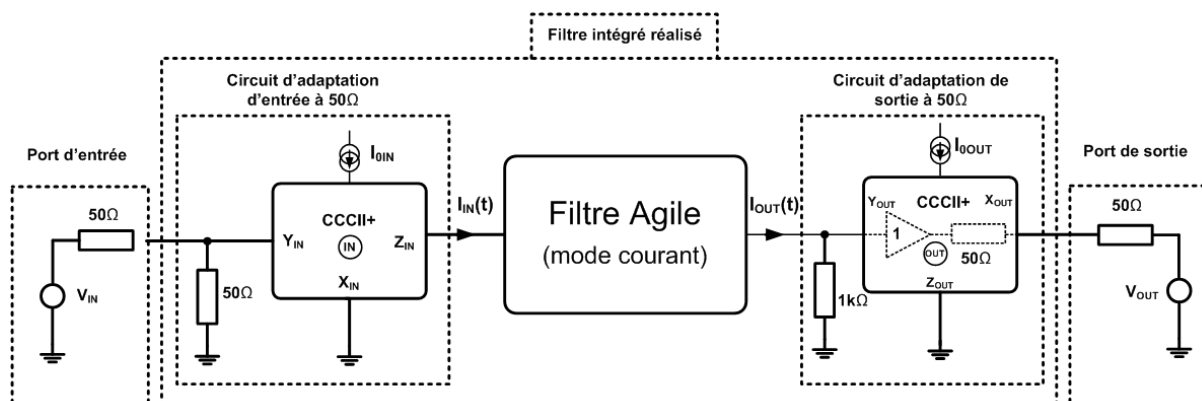


Figure 28 : Filtre réalisé : filtre agile en mode courant et circuits d'interface.

La figure 29 représente la microphotographie de la cellule complète de filtrage. On y distingue le filtre actif et les "Pads" de connexion : deux pads de mesure RF (entrée et sortie) et quatre bornes d'alimentation DC. Deux pour les tensions de polarisation V^+ (Vdd) et V^- (Vss) et deux autres uniquement pour les courants de contrôle du filtre. L'une de ces dernières bornes permet de régler I_Q . L'autre permet de régler soit I_0 , soit I_{OCR} . Lorsqu'une borne de polarisation est utilisée pour régler I_0 , le courant I_{OCR} est alors fixé en interne à une valeur constante à l'aide de miroirs de courant (et vice versa). Le circuit a été polarisé, comme précédemment sous $\pm 2,5$ volts.

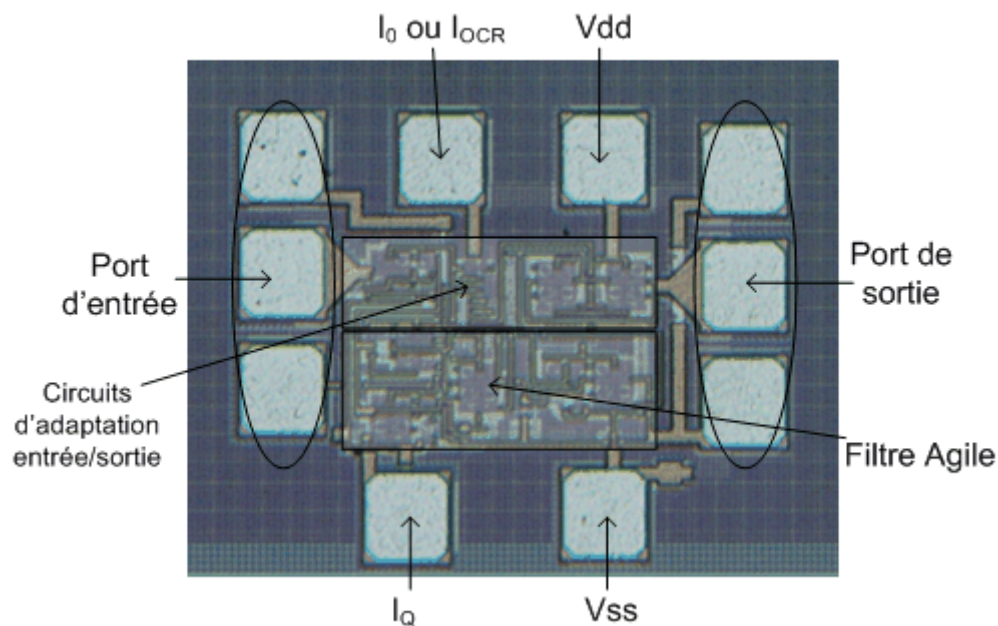


Figure 29 : Microphotographie du circuit intégré relatif à la figure 25.

5.5 Résultats de mesure

5.5.1 Premier circuit, circuit A.

Pour ce circuit, les courants de polarisation I_{01} et I_{02} du filtre initial ne peuvent pas être réglés, ils sont fixés à $12 \mu\text{A}$ par des miroirs de polarisation. Les seuls courants réglables pour ce circuit sont I_{OCR} et I_Q . Les capacités C_1 et C_2 sont égales à $0,5 \text{ pF}$.

La figure 30 représente les réponses en fréquence obtenues lorsque l'on fait varier la valeur de I_{OCR} .

La première réponse en fréquence qui correspond à $I_{OCR} = 0$ est identique à la réponse du filtre de classe 0. La variation possible pour f_{0AI} couvre la plage $120 - 291 \text{ MHz}$. Ce qui donne $n = 2,42$. Ces valeurs correspondent respectivement à $|A| = 0, 2$ et 5 .

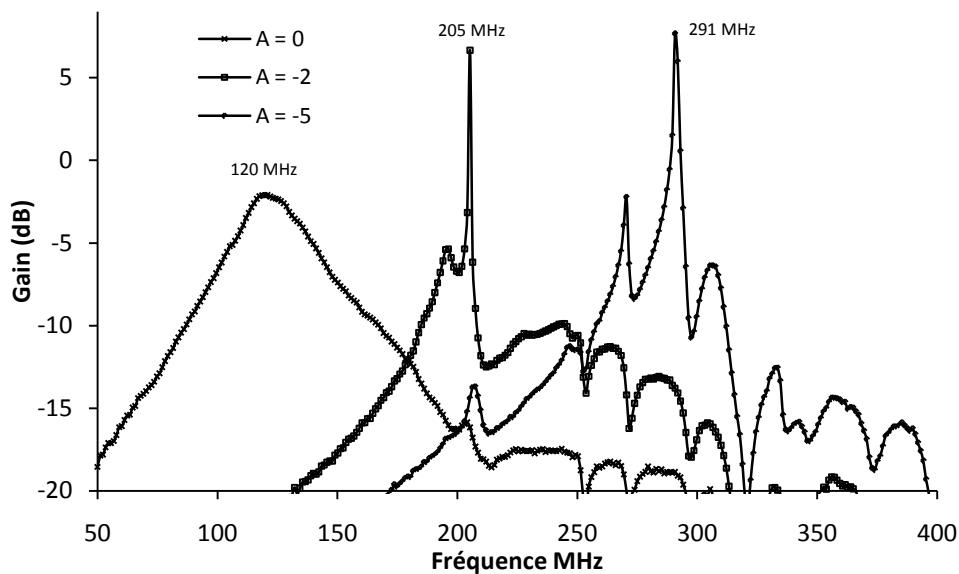


Figure 30 : Filtre de classe 1 (circuit A), réglage de f_{0AI} en fonction de I_{OCR} .

Le tableau 14 donne les valeurs de f_{0AI} simulées et mesurées. Nous remarquons une bonne correspondance entre ces valeurs.

$ A =$		0	2	5
f_{0AI} (MHz)	simulée	121	243	300
	mesurée	120	205	291

Tableau 14 : Valeurs simulées et mesurées de la fréquence f_{0AI} pour différentes valeurs de $|A|$

La figure 31 représente pour la dernière fréquence $f_{0AI} = 291$ MHz ($|A| = 5$), la possibilité de régler la valeur de Q du filtre pour les valeurs suivantes de $I_Q = 10, 11$ et $12 \mu\text{A}$. La figure 32 représente la variation des coefficients de réflexion en entrée, S_{11} , et en sortie, S_{22} , en fonction de la fréquence lorsque le module du gain A est égal à 5. S_{11} est toujours plus petite que $-32,5$ dB sur toute la plage de fréquence alors que S_{22} reste pratiquement inférieure ou égale à -10 dB. Ces valeurs montrent une bonne adaptation du filtre en entrée et en sortie. Le coefficient de transmission S_{21} est ici aussi représenté dans ces conditions sur toute la plage de mesure.

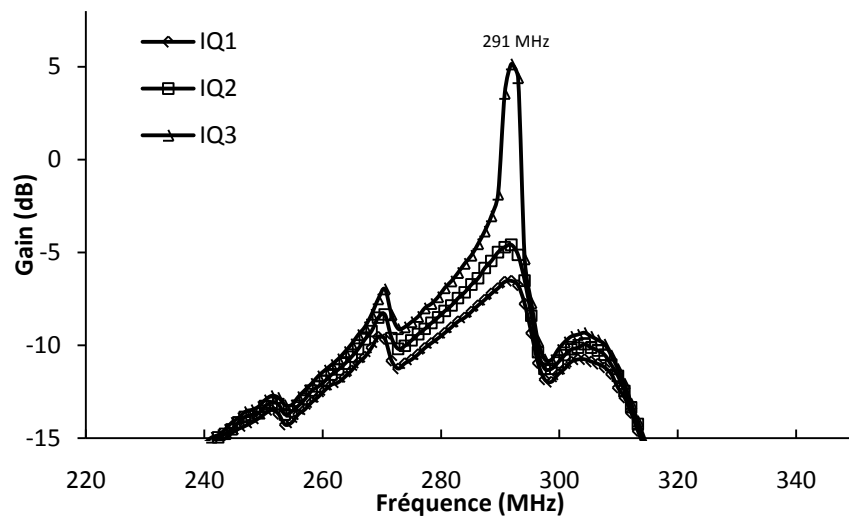
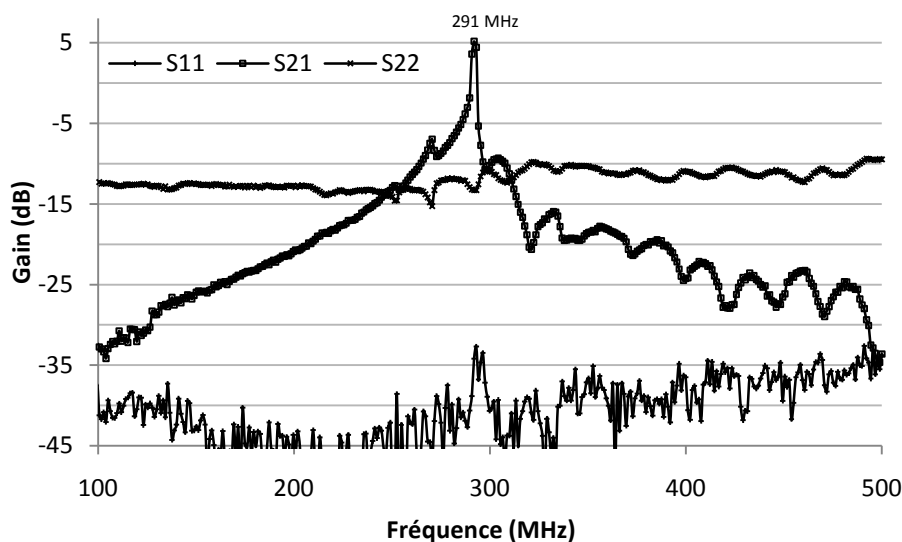
Figure 31 : Filtre de classe 1, réglage du facteur de qualité par I_Q .

Figure 32 : Coefficients de réflexion : S11 à l'entrée, S22 à la sortie.

5.5.2 Second circuit, circuit B

Ce circuit est semblable au premier, mais les valeurs des courants I_{01} et I_{02} sont plus élevées de façon à pouvoir obtenir des fréquences centrales plus grandes. Ces courants sont aussi fixés par des miroirs de polarisation. Leur valeur est $100 \mu\text{A}$. Les capacités sont ici égales à $0,6 \text{ pF}$.

La figure 33 représente les réponses en fréquence obtenues dans ces conditions. La première réponse pour laquelle $I_{OCR} = 0$ est la réponse du filtre initial (classe 0).

La plage de variation possible pour f_{0AI} est donc ici : 0,86 GHz – 1,6 GHz, ce qui correspond à une valeur maximale de n égale à 1,9. Les valeurs correspondantes de $|A|$ sont respectivement 0, 2 et 5.

Le tableau 15 compare les valeurs simulées et mesurées de f_{0AI} en fonction de la valeur du module de A . Ces valeurs sont ici encore en bon accord compte tenu des incertitudes sur les valeurs des capacités intégrées ($\pm 20\%$) et des limitations dues aux fréquences de transition des transistors PNP déjà signalées. Il donne aussi la valeur du bruit en tension ramené en entrée et de la tension d'entrée (valeur de crête) correspondant au point de compression à 1 dB.

Ces résultats sont semblables à ceux des circuits précédents : le bruit augmente avec f_0 et la tension d'entrée correspondant au point de compression à 1 dB reste pratiquement identique.

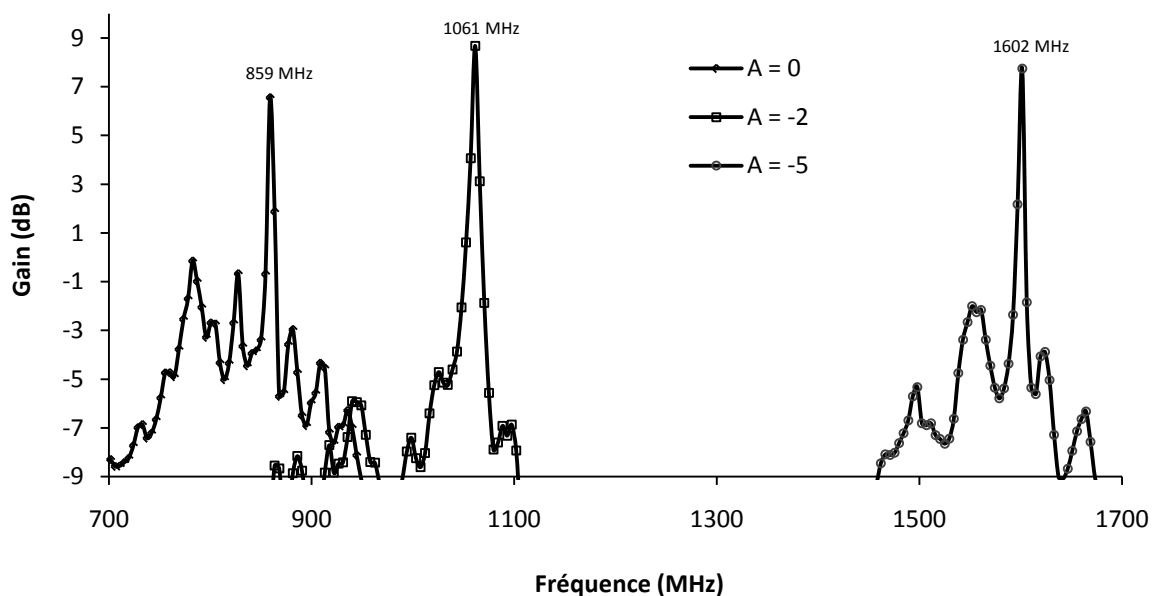


Figure 33 : Filtre de classe 1 (circuit B), réglage de f_{0AI} en fonction de I_{0CR} .

$ A =$		0	2	5
f_{0AI} (MHz)	simulée	984	1243	1885
	mesurée	859	1061	1602
v_{bruit} (nV/\sqrt{Hz})		9,4	9,3	13,1
v_{IN} du P1dB (mV)		1,9	1,2	1,2

Tableau 15 : Valeurs simulées et mesurées pour différentes valeurs de $|A|$.

5.6 Comparaison des performances mesurées avec l'état de l'art

De façon à bien situer les performances mesurées pour le filtre qui a été intégré (classe 1), nous avons comparé ses performances à l'état de l'art des filtres reconfigurables réalisés dans différentes technologies. Ces résultats sont indiqués sur le tableau 16. Nos filtres qui sont entièrement actifs comportent le nombre minimal de composants passifs nécessaires, c'est-à-dire deux capacités. La majorité des autres en comporte un nombre bien plus élevé.

Les tensions de polarisation qui sont du même ordre que les autres filtres actifs sont nettement plus faibles que les filtres céramique et à MEMS. La puissance consommée est la plus faible rapportée.

La surface de silicium de notre filtre est l'une des plus faibles. Elle est environ 6 fois plus petite que le circuit de la référence [Pip96] qui comporte des selfs passives. Elle est plus de 10^3 fois plus faible que le circuit céramique, [Al-Ah07], et 10^5 fois plus faible que le circuit à MEMS, [Ent07].

	Pipilos [Pip96] 1996	Wu [Wu03] 2003	Oualkadi [Oul07] 2007	Entesari [Ent07] 2007	Nakaska [Nak07] 2007	Al-Ahmad [Al-Ah07] 2007	Notre Filtre
Technologie	0,8 μm BiCMOS	0,35 μm CMOS	0,35 μm CMOS	RF MEMS	0,18 μm CMOS	Céramique	0,25 μm BiCMOS
surface	0,38 mm ²	0,028 mm ²	1,92 mm ²	6000 mm ²	2,8 mm ²	84 mm ²	0,057 mm ^{2*}
Type de filtre	Passif + Actif	Actif	Passif + Actif	Passif	Passif + Actif	Passif	Actif
réglage	Continu	Continu	Discret	Discret	Continu	Continu	Continu
Nombre d'éléments passifs	4	1	8	20	6	-	2
f_{0max}	2 GHz	1,1 GHz	530 MHz	75 MHz	2,5 GHz	2,4 GHz	1,6 GHz
f_{0max}/f_{0min}	1,25	2,75	2,2	3	1,38	3	1,9
Facteur de qualité	350	80	300	60	5	850	400
Tension de polarisation	3 V	2,7 V	3 V	0 – 90 V	1,8 V	200 V	± 2,5 V
Puissance dissipée	24,4 mW	45,9 mW	57 mW	-	37,8 mW	-	20 mW**

Tableau 16 : Comparaison des performances mesurées pour le filtre agile de classe 1 avec quelque filtres reconfigurables récents.

* sans "Pads" ; ** à 1,2 GHz.

La valeur mesurée pour n est comparable avec celle des circuits actifs mais plus faible que celle des filtres passifs dont nous avons indiqué les inconvénients.

Ajoutons aussi que les résultats de simulation précédents pour les filtres agiles de classes 2 et 3, que nous n'avons cependant pas réalisés, ont montré que des valeurs de n de l'ordre de 6 peuvent facilement être atteintes avec cette nouvelle approche de filtres actifs à fréquence agile

6 CONCLUSION

Nous nous sommes tout d'abord intéressés dans ce chapitre aux différentes réalisations possibles du filtre agile dont nous avons introduit la théorie au chapitre 2.

Nous avons tout d'abord indiqué les différents avantages des circuits opérant en mode courant, qui est le mode de fonctionnement que nous avons ensuite privilégié pour nos filtres. Nous avons ensuite rappelé les caractéristiques des circuits convoyeurs de courant contrôlés (CCCII), car ce sont les cellules de base que nous avons utilisées pour nos filtres agiles. Les circuits de conversion et les différents circuits amplificateurs de courant réalisables à partir des CCCII ont été analysés car ils nous permettent de réaliser les circuits amplificateurs de courant nécessaires à la contre réaction.

Dans la seconde partie, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre pratique des filtres à fréquence agile. Les schémas généraux des différents circuits correspondants aux classes 0 (filtre initial) puis classes 1, 2 et 3 ont été donnés. Nous avons alors abouti à des circuits relativement simples, ce qui souligne encore l'intérêt du mode courant. Notons aussi que tous ces circuits se déduisent aisément les uns des autres.

De façon à souligner toutes les avantages de ces nouveaux filtres, nous avons élaboré un exemple de filtre agile passe bande de faible puissance dont la fréquence centrale peut être commandée numériquement sur une large plage.

Ces différents circuits s'avèrent ainsi adaptés aux récepteurs multistandards et à la radio cognitive.

La troisième partie de ce chapitre a été consacrée aux résultats de simulation et de mesures. Ces résultats qui valident entièrement la théorie que nous avons introduite montrent toute la souplesse de réglage de ces filtres. Pour ceux-ci les valeurs obtenues pour $= \frac{f_{0max}}{f_{0min}}$, qui peuvent atteindre 6, outrepassent de façon très importante tout ce qui est connu à ce jour pour les filtres reconfigurables (passifs ou actifs).

Ces circuits utilisent une faible surface de silicium (l'une des plus petites actuellement) et leur puissance consommée diminue lorsque la classe augmente sans dégradation des autres paramètres. Cette dernière propriété constitue un avantage indéniable.

Les circuits que nous avons réalisés : filtres de classe 0 et de classe 1, en technologie SiGe BiCMOS 0,25 μm de STMicroelectronics ont tout d'abord été décrits. Nous avons ensuite donné et commenté les résultats de mesure. Un tableau qui compare les performances obtenues à celles d'autres filtres passe bande a permis de les situer dans l'état de l'art actuel. Cependant, pour différentes raisons, des filtres de classe plus élevées dont les simulations ont montré des résultats très prometteurs n'ont pu être réalisés.

Un des paramètres qui est apparu être très contraignant dans la technologie SiGe utilisée est la faible valeur de f_{TP} , fréquence de transition des transistors PNP.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nos travaux s'inscrivent dans le domaine des filtres reconfigurables à fréquence agile pour les récepteurs multistandards de télécommunication.

Nous avons tout d'abord insisté sur les importantes limitations des filtres reconfigurables existants, qu'ils soient passifs ou actifs : limitations de la plage de fréquence de réglage, manque de souplesse de la reconfiguration, consommations élevées, difficulté d'intégration et grandes surfaces de silicium, ... etc.

De façon à palier à toutes ces limitations, nous avons introduit une nouvelle théorie relative aux filtres actifs du second ordre.

Un amplificateur de contre réaction qui a été judicieusement rajouté à une structure classique du second ordre permet d'obtenir un filtre facilement reconfigurable dont la fréquence centrale dépend de la valeur du gain de cet amplificateur.

Cette théorie a ensuite été généralisée à une structure que nous avons appelée de classe n . Il en résulte alors une amélioration globale des performances du filtre ainsi que de la souplesse de réglage de sa fréquence centrale.

Cette théorie conduit ainsi à des filtres à fréquence agile pour lesquels la fréquence centrale devient modifiable sur une plage importante.

Plusieurs réalisations de filtres agiles de différentes classes ont alors pu être proposées en utilisant des circuits convoyeurs de courants contrôlés (CCCII). Ces filtres ont tous été mis en œuvre en mode courant de façon à obtenir des structures à la fois simples et aux performances élevées qui de plus peuvent facilement être cascades. Un exemple a aussi été donné pour un filtre agile à faible puissance et à fréquence commandée de façon digitale.

Des résultats de simulation et de mesure sur un filtre intégré en technologie SiGe BiCMOS 0,25 μm de STMicroelectronics nous ont permis de valider l'approche théorique précédente.

Ils ont aussi souligné les performances intéressantes de ces filtres agiles : fréquence centrale modifiable sur une plage importante et dans un laps de temps qui ne perturbera pas le traitement du signal.

Les limitations fréquentielles que nous avons mis en évidence sont dues aux faibles valeurs des fréquences de transition f_{TP} des transistors PNP de cette technologie.

Nous ajouterons aussi pour souligner la portée de la nouvelle théorie que nous avons introduite que les applications de celle-ci ne se limiteront pas seulement aux filtres à fréquence agile pour les télécommunications mais qu'elles pourront aussi intéresser tous les domaines d'application des filtres actifs réglables.

Références Bibliographiques du Chapitre 1

- [**Pui07**] Pui-in Mak, Seng-Side U, Rui P. Martins, “Transceiver structure selection: Review, State-of-the-art survey and case study”, IEEE Circuits and Systems Magazine, Vol. 7, Issue 2, 2007, pp. 6-25.
- [**Raz97**] Behzad Razavi, “RF Microelectronics”, Prentice Hall (1997), ISBN : 978-0138875718.
- [**Yi06**] Yi-Ran Sun, “Generalized Bandpass Sampling Receivers for Software Defined Radio”, Doctoral Thesis, Royal Institute of Technology, ICT, Stockholm, Sweden, 2006.
- [**Abi07**] Abidi, A.A., “The Path to the Software-Defined Radio Receiver”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, Issue 5, May 2007, pp. 954-966.
- [**Mit05**] Mitola, J., “The software radio architecture”, IEEE Comm. Magazine, Vol.33, No.5, May 1995, pp. 26-38.
- [**Jon05**] Jondral, F., “Software-Defined Radio – Basics and evolution to cognitive radio ”, EURASIP, Vol. 3, 2005, pp. 275-283.
- [**Yos03**] Yoshida, H., Kato, T., Tomizawa, T., Otaka, S., Tsurumi, H., “Multi-mode Software Defined Radio Receiver using Direct Conversion and Low-IF Principle: Implementation and Evaluation”, Electro. Commun. in Japan, Vol. 86, 2003, pp. 55-65.
- [**Mac02**] Mac Leod, J.R., Nesimoglu, T.; Beach, M.A., Warr, P.A., “Enabling technologies for software defined radio transceivers”, MILCOM 2002 Proceedings, Volume 1, 7-10 Oct. 2002, pp. 354-358.
- [**Mau06**] Maurer, L., Hueber, G., Dellsperger, T., Burger, T., Huemer, M, Weigel, R., “A frequency agile terminal receiver for wireless multi-standard applications”, IEEE Radio and Wireless Symposium, 17-19 Oct. 2006, pp. 291-294.
- [**God06-p**] Balwant Godara, “Conception of novel wideband performance-controllable RF circuits in SiGe : Impedance matching circuit, single-ended to differential baluns, and single-ended and differential low-noise amplifiers”, Doctoral thesis, IMS Lab., Bordeaux, France, November 2006.
- [**Maj06**] Cedric Majek, “Contribution a l’étude d’un Synthétiseur de Fréquence pour Objets Communicants Multistandards en Technologie CMOS SOI”, Doctoral Thesis, IMS Lab. Bordeaux, France, October 2006.
- [**Mit99**] Mitola, J., Maguire, G. Q., Jr., “Cognitive radio: making software radios more personal” IEEE Personal Communications, vol.6, no.4, August 1999, pp.13-18.

- [**Hel07**] Hella, M. M., “Overview: Trends and Implementation Challenges for Multi-Band/Wideband Communication”, Rensselaer Polytechnic Institute, April 2007, <http://www.ecse.rpi.edu/Homepages/shivkuma/teaching/sp2007/wbn2007/wbn2007-hella-talk.ppt>.
- [**Koo08**] Koochakzadeh, M., Tamijani, A., “Multi-scale tunable filter covering a frequency range of 6.5:1”, Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, 15-20 June 2008, pp. 1023-1026.
- [**Hai06**] Haixia, Z., Ming, L., Dacheng, Z., Tien, N.C., “A Process Research for Integrated RF Tunable filter ”, Int.l Conf. on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, 2006, pp. 1449 – 1452.
- [**Bra01**] Brank, J., Yao, J., Eberly, M., Malczewski, A., Varian, K., Goldsmith, C. L., “RF MEMS-Based Tunable Filters”, Int. J. of RF and Microwave CAE, vol. 11, no. 5, Sept. 2001, pp. 276-284.
- [**Pot03**] Arnaud Pothier, “Conception, Réalisation et Test de Microcommutateurs Micro-Electromécaniques et Application aux Circuits Hyperfréquences Reconfigurables”, Doctoral Thesis, Xlim Lab., Limoges, France, December 2003.
- [**Ram04**] Ramachandran, D. Oz, A. Saraf, V.K. Fedder, G.K. Mukherjee, T., “MEMS-enabled reconfigurable VCO and RF filter”, IEEE RFIC Symposium, 6-8 June 2004, pp. 251-254.
- [**El-Has07**] El Hassan, M., Kerherve, E., Deval, Y., Belot, D., “A New Method to Reconfigure BAW-SMR Filters Using CMOS Transistors”, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 3-8 June 2007, pp. 1603–1606.
- [**Shi06**] Alexandre Augusto Shirakawa, “Étude, Synthèse et Réalisations de Filtres Baw pour Applications Mobiles”, Doctoral Thesis, IMS Lab., Bordeaux, France, November 2006.
- [**Razf06**] Razafimandimby, S., Tilhac, C., Cathelin, A., Kaiser, A., Belot, D., “A novel architecture of a tunable bandpass BAW-filter for a WCDMA transceiver”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 49, Issue 3 , December 2006, pp. 237–247.
- [**Al-Ah07**] Al-Ahmad, M., Matz, R., Russer, P., “0.8 GHz to 2.4 GHz Tunable Ceramic Microwave Bandpass Filters”, IEEE MTT-S, 2007, pp. 1615-1618.
- [**Kim06**] Kim, H-S., Hyun, T-S., Kim, H-G., Kim, I-D., Yun, T-S., Lee, J-C., “Orientation Effect on Microwave Dielectric Properties of Si-integrated Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ Thin Films for Frequency Agile Devices”, Applied Physics Letters, No. 89, 2006, pp. 1–3.

- [**Nos06**] Nosrati, M., Atlasbaf, Z., “A New Miniaturized Electronically Tunable Bandpass Filter, Antennas”, 7th International Symposium on Propagation & EM Theory, ISAPE APOS’06, 26-29 October 2006, pp. 1-5.
- [**Kar07**] Karim, MF., Ai-Qun Liu, Alphones, A., Aibin Yu, “A Reconfigurable Micromachined Switching Filter Using Periodic Structures”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, Issue 6, June 2007, pp. 1154–1162.
- [**Nat05**] Nath, J., Fathelbab, W., Franzon, P.D., Kingon, A.I., Ghosh, D., Maria, J.-P., Steer, M.B., “A tunable combline bandpass filter using barium strontium titanate interdigital varactors on an alumina substrate”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2005, 12-17 June 2005, pp. 595-598.
- [**Car05**] Carey-Smith, BE., Warr, PA., Beach, MA., “MEMS-driven flexible filters for cognitive radio”, IST Mobile and Wireless Communications Summit, Dresden, Germany, June 2005, <http://rose.bris.ac.uk/dspace/handle/1983/874>.
- [**Dul03**] Dülger, F., Sánchez-Sinencio, E., Silva-Martinez, J., “A 1.3-V 5-mW fully integrated tunable bandpass filter at 2.1 GHz in 0.35- μ m CMOS”, IEEE journal of Solid-State Circuits, vol. 38, No 6, 2003, pp. 918-928.
- [**Pip96**] Pipilos, S., Tsvividis, Y.P., Fenk, J., Papananos, Y., “A Si 1.8 GHz RLC filter with tunable center frequency and quality Factor”, IEEE journal of Solid-State Circuits, vol. 31, No 10, 1996, pp. 1517-1525
- [**Bio107**] Biolek, D., Biolkova, V., Kolka, Z., “Universal Current-Mode OTA-C KHN Biquad”, International journal of Electronics, Circuits and Systems Vol. 1, No 4, pp. 214-217.
- [**Bio108**] Biolek, D., Biolkova, V., Kolka, Z. “Universal current-mode Gm-C biquad”, 18th International Conference Radioelektronika, Prague, Czech Republic, 24-25 April 2008, pp. 1-3.
- [**Lin95**] Lin, P.M., “Signal Flow Graph In Filter Analysis And Synthesis”, Circuits and Filters Handbook, Chap. 18, IEEE Press 1995, pp. 619-638.
- [**Nga06**] Ngamkham, W., Pawarangkoon, P., Kiranon, W., “A Novel Noninteracting Electronically Tunable Universal Filter”, International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT '06. Oct. 2006, pp. 843-846.
- [**Chu08**] Chunhua, W., Haiguang, L., Yan Z., “A New Current-Mode Current-Controlled Universal Filter Based on CCCII(\pm)”, Circuits, Systems, and Signal Processing, Birkhäuser Boston, Vol. 27, No. 5, Octobre 2008, pp. 673-682.

- [**Oul07**] El Oualkadi, A.E., El Kaamouchi, M., Paillot, J.-M., Vanhoenacker-Janvier, D., Flandre, D., “Fully Integrated High-Q Switched Capacitor Bandpass Filter with Center Frequency and Bandwidth Tuning”, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 3-5 June 2007, pp. 681–684.
- [**Che07**] Cheung, Vincent S.L., Luong, Howard Cam H., “Design of Low-Voltage CMOS Switched-Opamp Switched-Capacitor Systems”, The Springer International Series in Engineering and Computer Science, Vol. 737, 2003, ISBN: 978-1-4020-7466-0.
- [**Sen06**] Seng-Pan U, Rui Paulo Martins, José Epifânio da Franca. “Design of Very High-frequency Multirate Switched-capacitor Circuits: Extending the Boundaries of CMOS Analog Front-end Filtering” Springer, 2006 ISBN 0387261214, 9780387261218.
- [**Mar08**] Mariano A., Gouballa B., Dallet D., Deval Y., Begueret, J-B., “Design of a high-speed CMOS multi-bit quantizer for continuous-time Delta-Sigma Modulator applications”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 57, No. 1-2, November 2008, pp. 79-87.
- [**Wu02**] Wu, Y., Shi, C., Ding, X., Ismail, M., Olsson, H., “Design of CMOS VHF/RF Biquadratic Filters”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 33, Issue 3, December 2002, pp. 239–248.
- [**Gao06**] Gao, Z., Yu, M., Ye, Y., Jianguo, M., “A CMOS bandpass filter with wide-tuning range for wireless applications”, Proceedings ISCAS 2006, pp. 867-870.
- [**Sto06**] Stornelli, V., Ferri, G., Leuzzi, G., De Marcellis, A., “A Tunable 0.5-1.3 GHz CMOS 2nd order Bandpass Filter with 50 Ω Input-output Matching Impedance”, Proceedings ISCAS 2006, pp. 863-866.
- [**CMP**] Multi-Projets website : <http://cmp.imag.fr>.
- [**Fab96**] Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., Boucheron, C., “High frequency applications based on a new current controlled conveyer”, IEEE Transaction on Circuits and Systems, vol. 43, February 1996, pp. 82-91.
- [**Fab97**] Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., Boucheron, C., “Low Power Current-Mode Second-Order Bandpass IF Filter”, IEEE Transactions On Circuits And Systems—II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 44, No. 6, June 1997, pp. 436–446.
- [**Sal06**] Salem, S., Fakhfakh, M., Masmoudi, D, Loulou, M., Loumeau, P., Masmoudi, N., “A high performances CMOS CCII and high frequency applications”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 49, Number 1, October 2006, pp. 71-78.

- [**Fab98**] Fabre, A, Saaid, O., Wiest, F., Boucheron, C., “High Frequency High-Q BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application”, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 4, April 1998, pp. 614–625.
- [**Nak07**] Nakaska, J.K.; Haslett, J.W., “2 GHz Automatically Tuned Q-Enhanced CMOS Bandpass Filter”, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 3-8 June 2007, pp. 1599–1602.
- [**Ent05**] Entesari, K., Rebeiz, G.M., “A 12-18-GHz three-pole RF MEMS tunable filter”, IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2005, Vol. 53, No.8, pp. 2566-2571.
- [**Ent07**] Entesari, K., Obeidat, K., Brown, A.R., Rebeiz, G.M., “A 25-75 MHz RF MEMS Tunable Filter”, IEEE Transactions on. Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, No. 11, 2007, pp. 2399–2405.
- [**Aig08**] Robert Aigner “Expert Advice: Tunable RF Filters: Pursuing the ‘Holy Grail’ of Acoustic Filter R&D”, Microwave journal, June 16, 2008,
http://www.mwjjournal.com/Resources/ExpertAdvice.asp?page=1&HH_ID=RES_125.
- [**Wu03**] Yue Wu, Ismail, M., Olsson, H., “RF Bandpass filter design based on CMOS Active inductors”, IEEE Transactions On Circuits And Systems—II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 50, No. 12, December 2003, pp. 942–949.

Références bibliographiques du Chapitre 2

- [**Rob09**] Roberts, G.W., Sedra A. S., “All current-mode frequency selecting circuits”, Electronic letters, Vol. 27, No. 12, 1999, pp. 759-761.
- [**Zol01**] Zolfaghari, A., Chan, A., Razavi, B., “Stacked inductors and transformers in CMOS technology”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 36, 4, April 2001, pp. 620-628.
- [**Dic05**] Dickson, T.O., LaCroix, M.-A., Boret, S., Gloria, D., Beerkens, R., Voinigescu, S.P., “30-100-GHz inductors and transformers for millimeter-wave (Bi)CMOS integrated circuits”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, Issue 1, January 2005, pp. 123–133.
- [**Yue00**] Yue, C.P., Wong, S.S., “Physical modeling of spiral inductors on silicon”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 47, Issue 3, Mars 2000, pp. 560–568.
- [**Chu03**] Chua, C.L., Fork, D.K., Van Schuylenbergh, K., Lu J-P., “High-Q RF coils on silicon integrated circuits”, MEMS components and applications for industry, automobiles,

aerospace and communication II, San Jose CA, 28-29 January 2003, SPIE proceedings series, pp. 150-155.

[**Fab96-A**] Fabre, A., Amrani, H., Saaid, O., “Current-mode band-pass filters with Q-magnification”, IEEE transactions on circuits and systems II, Vol. 43, Issue 12, December 1996, pp. 839-842.

[**Fab09-b**] Fabre, A., “Electronique analogique rapide”, Ellipses, Technosup, 204 pages, 1ère édition, ISBN13 : 978-2-7298-4386-1, juin 2009.

[**Abi07**] Abidi, A.A., “The Path to the Software-Defined Radio Receiver”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, Issue 5, May 2007, pp. 954-966.

[**Mil88**] Millman J., Grabel A. “Microelectronics”, McGraw Hill Edit., 1988.

Références bibliographiques Chapitre 3

[**Rob99**] Roberts, G. W., Sedra A. S., “all current-mode frequency selecting circuits”, Electronic Letters, vol. 27, no. 12, 1999, pp. 759-761.

[**Fab09-b**] Fabre, A., “Electronique analogique rapide”, Ellipses, Technosup, 204 pages, 1ère édition, ISBN13 : 978-2-7298-4386-1, juin 2009.

[**Fab96**] Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., Boucheron, C., “High frequency applications based on a new current controlled conveyer”, IEEE Transaction on Circuits and Systems, vol. 43, February 1996, pp. 82-91.

[**Fab98**] Fabre, A, Saaid, O., Wiest, F., Boucheron, C., “High Frequency High-Q BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 4, April 1998, pp. 614–625.

[**Al-Ah07**] Al-Ahmad, M., Matz, R., Russer, P., “0.8 GHz to 2.4 GHz Tunable Ceramic Microwave Bandpass Filters”, IEEE MTT-S, 2007, pp. 1615-1618.

[**Pip96**] Pipilos, S., Tsvividis, Y.P., Fenk, J., Papananos, Y., “A Si 1.8 GHz RLC filter with tunable center frequency and quality Factor”, IEEE journal of Solid-State Circuits, vol. 31, No 10, 1996, pp. 1517-1525.

[**Oul07**] El Oualkadi, A.E., El Kaamouchi, M., Paillot, J.-M., Vanhoenacker-Janvier, D., Flandre, D., “Fully Integrated High-Q Switched Capacitor Bandpass Filter with Center Frequency and Bandwidth Tuning”, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 3-5 June 2007, pp. 681–684.

[**Nak07**] Nakaska, J.K.; Haslett, J.W., “2 GHz Automatically Tuned Q-Enhanced CMOS Bandpass Filter”, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 3-8 June 2007, pp. 1599–1602.

[**Ent07**] Entesari, K., Obeidat, K., Brown, A.R., Rebeiz, G.M., “A 25-75 MHz RF MEMS Tunable Filter”, IEEE Transactions on. Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, No. 11, 2007, pp. 2399–2405.

[**Wu03**] Yue Wu, Ismail, M., Olsson, H., “RF Bandpass filter design based on CMOS Active inductors”, IEEE Transactions On Circuits And Systems—II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 50, No. 12, December 2003, pp. 942–949.