

Etude bibliographique sur le filtrage actif intégré



I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous effectuons une étude bibliographique de différentes topologies de filtres actifs RF réalisables en technologie silicium en analysant à chaque fois leurs principes de fonctionnements et en donnant leurs avantages et leurs inconvénients. Cette étude nous a permis de définir à chaque fois la topologie la plus efficiente entièrement intégrable pour s'adapter aux principaux standards (existants et futurs) visés dans ce travail de thèse. Nous montrons d'abord l'intérêt d'utiliser des dispositifs actifs filtrants accordables en fréquence à la place des dispositifs passifs actuellement utilisés dans la chaîne de réception des terminaux mobiles multistandards. Par la suite, le principe de fonctionnement de différents types de filtres actifs est donné afin d'avoir une vue globale sur leurs performances. De plus, dans ce premier chapitre, nous dressons un bilan sur les différents filtres actifs retenus dans ce travail de thèse. Cet état de l'art nous a permis de faire des choix pertinents pour la réalisation de trois circuits de LNA filtrant qui seront présentés dans les chapitres suivants.

I.2 Intérêt d'utiliser des filtres RF actifs à la place des filtres passifs

Le progrès des technologies de communication sans fil et la forte demande pour les systèmes multibandes ont abouti à un important challenge, à savoir la conception de front-end RF agile en fréquence. Beaucoup d'efforts ont été consacrés dans la technologie silicium pour la mise en œuvre des composants RF et de dispositifs reconfigurables en utilisant de petite surface de silicium afin de minimiser les coûts.

Actuellement, les filtres basés sur la technologie des ondes acoustiques (SAW et BAW) sont largement utilisés en raison de leur facteur de qualité élevé et leurs faibles pertes d'insertion. Par ailleurs, leurs principaux inconvénients sont leur sensibilité à la température et leur caractère passif. En effet, plusieurs filtres SAW et BAW doivent être utilisés pour couvrir les différentes bandes de fréquences puisqu'ils ne peuvent pas être agiles et n'offrent pas d'accordabilité fréquentielle. Par exemple, prenons le cas d'un terminal mobile



multistandard; sa chaîne de réception doit être capable de traiter des signaux de plusieurs systèmes (comme le GSM, l'UMTS, le LTE, le Wifi, ... etc). Chacun de ces systèmes possède au minimum une bande de fréquence qui diffère des autres bandes attribuées aux autres systèmes. Ceci exige l'utilisation de plusieurs filtres passifs. De plus, ces filtres passifs - actuellement utilisés dans les chaînes de réception des terminaux mobiles multistandards- ne sont pas intégrables et possèdent des dimensions encombrantes. Tout ceci augmente le coût et la complexité de la chaîne de réception. Au cours des dernières années, de nombreux efforts ont été faits pour remplacer ces filtres passifs par des filtres actifs intégrés reconfigurables qui peuvent offrir une accordabilité sur une large gamme de fréquences.

I.3 Etat de l'art des filtres actifs

Dans la littérature, plusieurs travaux de recherches sur les filtres actifs intégrés sont réalisés. Dans ce manuscrit, ces travaux seront classifiés en six catégories principales, à savoir les filtres OTA-C, les filtres Gm-C, les filtres à inductance active, les filtres LC compensés, les filtres à interférences (incluant les filtres récurrents et transversaux et les filtres channelisés) et les filtres N-path. Dans les paragraphes suivants, nous décrivons le principe de fonctionnement de chacun de ces filtres. De plus, une étude bibliographique présentant un bilan des publications des travaux réalisés et décrits dans la littérature est également présentée.

I.3.1 Les filtres actifs OTA-C

Les filtres OTA-C sont des filtres analogiques actifs qui permettent de concevoir une fonction de filtrage sans avoir recours aux inductances passives. À la place des transconductances (constituant les filtres Gm-C), les filtres OTA-C sont constitués d'amplificateurs opérationnels à transconductance (Operational Transconductance Amplifier) associée à des condensateurs. Un bilan des publications concernant ce type de filtres actifs est présenté dans le Tableau I-1.

Tableau I-1 : Bilan des publications sur les filtres OTA-C

Article	Date	Fréquence de fonctionnement	L'ordre du filtre	IIP1/IIP3 dBm	Techno	Consommation	Nature du filtre	Type de filtre
[1]	2014	0,25 à 3,1 MHz	3 ^{ème} ordre	IIP3= 13 à 16	CMOS 0,35 μ m	0,24 à 3,8 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C



[2]	2014	1,49 Hz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	6,31 µW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[3]	2014	3 KHz à 2 MHz	3 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	1 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[4]	2014	0,1 à 10 MHz	-	-	CMOS 0,18 µm	7,74 mW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[5]	2013	10 MHz	3 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,5 µm	7,2 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[6]	2012	120 à 280 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 µm	32 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[7]	2012	243 Hz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 µm	26 µW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[8]	2011	0,1 à 0,2 KHz et 5 à 10 KHz	2 filtres de 1 ^{er} ordre en cascade	-	CMOS 0,35 µm	11,25 nW et 546 nW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[9]	2011	3 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	382 µW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[10]	2011	4,57 à 12,59 MHz	3 ^{ème} ordre	IIP3= 51 à 64	CMOS 90 nm	1,16 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[11]	2011	95 Hz et 20 kHz	-	-	CMOS 0,35 µm	33 nW et 1,695 µW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[12]	2010	1,3 MHz avec BW = 300 KHz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 65 nm	0,3 mW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[13]	2009	250 Hz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	453 nW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[14]	2009	400 MHz	9 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,13 µm	13 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[15]	2008	250 Hz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	453 nW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[16]	2007	1,05 MHz	3 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	4,07 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C



[17]	2006	13 à 26 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	6,6 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[18]	2005	50 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 µm	5,3 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[19]	2005	1,5 à 50 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 µm	-	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[20]	2005	300 KHz à 32 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,8 µm	-	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C
[21]	2004	500 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	140 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[22]	2003	18 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 µm	0,4 mW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[23]	2002	100 KHz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 1,5 µm	600 µW	Filtre passe-bas	Filtre OTA-C
[24]	2001	500 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	1,2 mW	Filtre passe-bande	Filtre OTA-C

I.3.2 Les filtres actifs G_m-C

Les filtres G_m-C (Transconductance-Capacitor) sont généralement constitués d'une transconductance associée à une capacité comme le montre la Figure I-1. Ces types de filtres réalisent une transformation d'impédance afin d'obtenir un élément inductif. Leur fonction de transfert dépend du rapport G_m/ωC qui détermine les caractéristiques en fréquence de ces filtres.

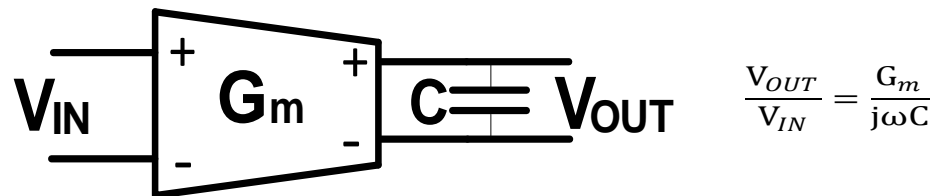


Figure I-1 : Principe des filtres actifs G_m-C.

Un bilan des publications concernant ce type de filtres actifs est présenté dans le Tableau I-2.



Tableau I-2 : Bilan des publications sur les filtres Gm-C

Article	Date	Fréquence de fonctionnement	l'ordre du filtre	IIP1/IIP3 (dBm)	Techno	Consommation	Nature du filtre	Type de filtre
[25]	2015	7,4 à 27,4 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	3,8 à 13,6 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[26]	2015	160 MHz	5 ^{ème} ordre	-	-	-	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[27]	2014	2,5 à 10 kHz	2 ^{ème} ordre	-	BiCMOS 0,6 µm	75.9 µW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[28]	2013	-	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	1,2 µW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[29]	2012	40 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	14,1 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[30]	2011	10 à 300 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	-	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[31]	2011	0,15 à 23 MHz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	10,8 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[32]	2011	0,75 à 9,4 Hz	1 ^{er} ordre	-	CMOS 0,5 µm	50 à 740 nW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[33]	2011	46 MHz	6 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 µm	29,271 mW	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[34]	2010	24 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	0,384 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[35]	2010	70 à 280 MHz	5 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,13 µm	21 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[36]	2009	0,15 à 23 MHz	3 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	18 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[37]	2009	15 à 95 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,5 µm	14,2 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[38]	2008	10 à 120 MHz	2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 µm	7 mW	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C



[39]	2007	20 MHz	3 ^{ème} ordre	-	0,35 μm	-	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[40]	2006	0,8 à 1.4 GHz	6 ^{ème} ordre	IIP3= -4	CMOS 0,18 μm	24.2 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[41]	2005	42 à 215 MHz	3 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 μm	7,6 mW	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[42]	2005	10 à 126 MHz	-	-	CMOS 0,18 μm	5,2 mW	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[43]	2005	70 MHz	6 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 μm	21,78 mW	Filtre passe-bande	Filtre Gm-C
[44]	2005	1 à 5 KHz	1 ^{er} ordre	-	CMOS 0,5 μm	-	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[45]	2005	10 MHz	-	-	CMOS 0,13 μm	22 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[46]	2005	50 KHz à 2,2 MHz	3 ^{ème} ordre	-	BiCMOS SiGe 0,25 μm	7,3 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[47]	2005	2 MHz	-	-	CMOS 0,18 μm	5,76 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[48]	2004	9,2 MHz	5 ^{ème} ordre	-	BiCMOS 0,25 μm	15 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[49]	2003	1,5 à 12 MHz	6 ^{ème} ordre	IIP1= -0,9 à -2 IIP3= 9,3 à 7,2	CMOS 0,18 μm	10 à 15 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C
[50]	2002	5 MHz	4 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,25 μm	25 mW	Filtre passe-bas	Filtre Gm-C

Le principal avantage des deux précédents types de filtres, à savoir les filtres OTA-C et les filtres Gm-C réside sur la possibilité d'accord de leurs fréquences centrales. En revanche, leur limitation principale réside sur le fait qu'ils ne peuvent pas être utilisés à très hautes fréquences. Les filtres OTA-C étant basés sur des amplificateurs opérationnels, leur fréquence limite haute est beaucoup plus basse que celle des Gm-C.



I.3.3 Les filtres actifs réalisés à base d'inductances actives

Pour augmenter la fréquence de fonctionnement des filtres OTA-C, les chercheurs ont opté pour une réduction du nombre de transistors utilisés. Dans ce cas, nous obtenons des inductances actives (équivalent à un circuit résonant de type RLC) à base de deux ou trois transistors. L'avantage majeur de ce type de filtres actifs (filtres à base d'inductance active) est la surface réduite du circuit qui ne comporte pas d'inductances passives ainsi que la grande plage d'accordabilité de la fréquence centrale. Malheureusement, les filtres à base d'inductances actives souffrent de problèmes majeurs comme leur mauvaise linéarité, leur bruit et leur consommation élevée. Les inductances actives peuvent être réalisées à partir d'un montage de type gyrateur. Ce dernier se compose au minimum de deux transconducteurs connectés en contre-réaction. Le rôle d'un circuit du type gyrateur est de présenter à son entrée, une impédance proportionnelle à l'inverse de son impédance de charge. De ce fait, l'ajout d'une ou plusieurs capacités en charge avec le circuit gyrateur apporte un effet inductif. Le circuit gyrateur sera dans ce cas-là appelé gyrateur-C. Le principe de ce dernier est représenté sur la Figure I-2.

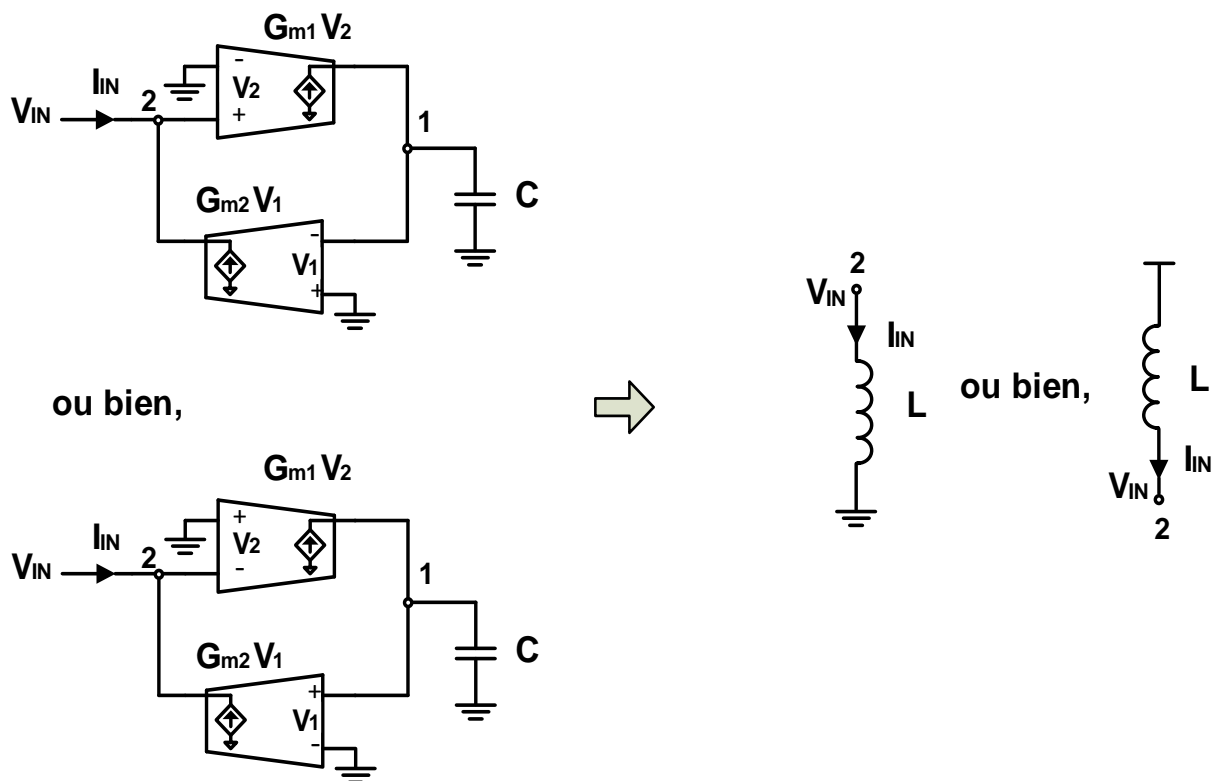


Figure I-2 : Inductance active basée sur le principe du gyrateur-C [51].



Il convient également de noter que le transconducteur de la voie directe peut être configuré avec une transconductance positive ou négative quand le transconducteur de la voie de contre réaction est configuré avec une transconductance négative ou positive.

À partir de l'expression de l'admittance d'entrée du gyrateur-C décrite par l'équation (I.1), l'expression de l'inductance est obtenue (I.2) :

$$Y_{in} = \frac{I_{in}}{V_2} = \frac{1}{j\omega \left(\frac{C}{G_{m1}G_{m2}} \right)} \quad (I.1)$$

$$L = \left(\frac{C}{G_{m1}G_{m2}} \right) \quad (I.2)$$

La valeur de l'inductance obtenue est directement proportionnelle à la capacité de charge C et inversement proportionnelle au produit des transconductances des transconducteurs formant le gyrateur-C comme le montre l'équation (I.2).

La fréquence de résonance de l'inductance active réalisée à base de ce type de montage (gyrateur-C) est donnée par l'expression (I.3) :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C}{G_{m1}G_{m2}}}} \quad (I.3)$$

On peut mentionner que, dans un cas idéal, sans perte, le comportement inductif peut être obtenu seulement avec deux transconductances et une capacité. En revanche, dans un cas réel, avec pertes, les transconducteurs utilisés pour la réalisation d'un circuit de type gyrateur correspondent à des montages à base de transistors.

Cependant, il n'existe pas de modèles de transistors se comportant comme des transconducteurs idéaux et présentant aux nœuds 1 et 2 des impédances infinies (cf. Figure I-2). Ceci fait que, les nœuds 1 et 2 présentent des impédances finies du fait des conductances (G_{DS1} et G_{DS2}) dépendant directement des caractéristiques intrinsèques des deux transistors formant le gyrateur-C. La Figure I-3 illustre le principe de base d'un montage de type gyrateur-C avec pertes où G_{01} et G_{02} représentent les conductances G_{DS1} et G_{DS2} des transistors formant le gyrateur-C.



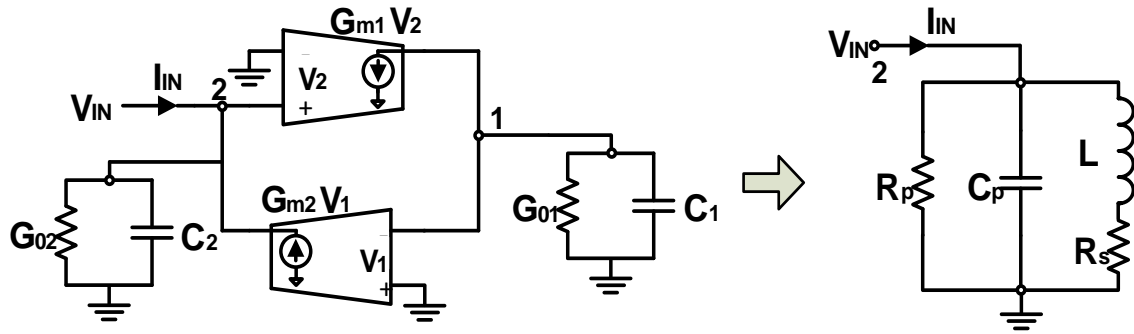


Figure I-3 : Principe de base du montage gyrateur.

On pourrait évoquer à ce sujet dans (I.4), la nouvelle expression de l'admittance d'entrée du gyrateur-C :

$$Y_{in} = \frac{I_{in}}{V_2} = SC_2 + G_{02} \frac{1}{S \left(\frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}} \right) + \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}}} \quad (I.4)$$

De même que dans le cas d'un gyrateur-C sans perte, les expressions des éléments parasites du résonateur RLC équivalent correspondant au gyrateur avec pertes sont déduites de l'expression de l'admittance d'entrée donnée dans (I.4) :

$$C_p = C_2 \quad (I.5)$$

$$R_p = \frac{1}{G_{02}} \quad (I.6)$$

$$R_s = \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}} \quad (I.7)$$

$$L = \frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}} \quad (I.8)$$

Du fait que le gyrateur-C avec pertes introduit des termes résistifs, il ne présentera dans ce cas, une caractéristique inductive que sur une plage de fréquence bien spécifique. Cette gamme de fréquence peut être obtenue à partir du calcul des deux pulsations de transitions $\omega_{p\acute{o}le}$ et $\omega_{z\acute{e}ro}$ déduites à partir de l'expression de l'impédance d'entrée du circuit RLC équivalent (I.9) représenté sur la Figure I-3 :



$$Z_{in} = \frac{sLR_p + R_sR_p}{s^2(LR_pC_p) + s(R_sR_pC_p + L) + (R_p + R_s)} \quad (I.9)$$

Ainsi,

$$\omega_{p\hat{o}le} = \sqrt{\frac{R_p + R_s}{R_pLC_p}} \quad (I.10)$$

$$\omega_{z\hat{e}ro} = \frac{R_s}{L} \quad (I.11)$$

En remplaçant les expressions de chacune de C_p , R_p , R_s et L qui sont données au paragraphe précédent, les expressions des deux pulsations de transitions $\omega_{p\hat{o}le}$ et $\omega_{z\hat{e}ro}$ deviennent :

$$\omega_{p\hat{o}le} = \sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2} + G_{01}G_{02}}{C_1C_2}} \approx \sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}} \text{ puisque } G_{m1}G_{m2} \gg G_{01}G_{02} \quad (I.12)$$

$$\omega_{z\hat{e}ro} = \frac{G_{01}}{C_1} \quad (I.13)$$

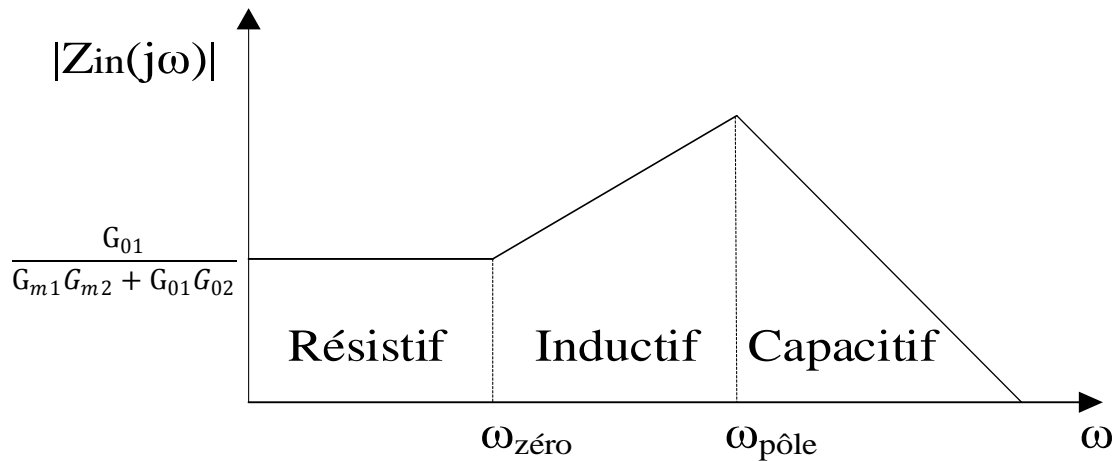


Figure I-4 : Comportement fréquentiel du gyrateur-C avec pertes.

Le gyrateur est résistif lorsque $\omega < \omega_{z\hat{e}ro}$, capacitif lorsque $\omega > \omega_{p\hat{o}le}$ et inductif lorsque $\omega_{z\hat{e}ro} < \omega < \omega_{p\hat{o}le}$. Afin d'augmenter donc la gamme de fréquence inductive, $\omega_{z\hat{e}ro}$ doit être minimisée et $\omega_{p\hat{o}le}$ doit être maximisée. Or, d'après les expressions (I.12) et (I.13), cela revient



d'une part à réduire chacune des valeurs de G_{01} et C_2 (G_{ds1} et C_{ds2}) et d'autre part à augmenter les transconductances G_{m1} et G_{m2} des transistors utilisés.

Passons à présent au calcul du facteur de qualité qui représente un autre paramètre crucial dont il faut en tenir compte lors de la phase de conception d'une inductance active. En effet, plus le facteur de qualité sera important, plus faibles seront les pertes d'insertion. Le facteur de qualité de l'inductance active est calculé à partir de l'expression de l'impédance d'entrée du circuit RLC équivalent (I.9) représenté sur la Figure I-3 :

$$Q = \frac{\text{Im}[Z]}{\text{Re}[Z]} \tag{I.14}$$

$$Q = \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2 \frac{R_p}{\omega L} \frac{\left(1 - \frac{R_s^2 C_p}{L} - \omega^2 L C_p\right)}{1 + \frac{R_p}{R_s} + \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2} \tag{I.15}$$

D'après les équations ci-dessus nous observons la forte dépendance du facteur de qualité par rapport à la valeur de la résistance série R_s . En effet, la valeur du facteur de qualité est améliorée en diminuant la valeur de R_s . La fréquence de travail de l'inductance a aussi un impact sur la valeur du facteur de qualité. Ce qui revient à dire que, l'inductance présentera un coefficient de qualité différent à chaque fréquence de travail. De ce fait, lors de la conception de l'inductance active, il faudra veiller à placer le facteur de qualité à son maximum au niveau de la fréquence de travail désirée ; tout cela en optimisant les valeurs des éléments équivalents de l'inductance active. Un bilan des publications concernant ce type de filtres actifs est présenté dans le Tableau I-3.

Tableau I-3: Bilan des publications sur les filtres à inductance active

Article	Date	Fréquence	NF/Gain/ L'ordre	IIP1/IIP3 dBm	Techno	Consommation mW	Nature du filtre	Type de filtre
[52]	2014	100 MHz	G = 6,12 dB, 2 ^{ème} ordre	IIP3 = - 19	CMOS 0,18 μm	38	Filtre passe- bande	Filtre à inductance active
[53]	2013	0,8 à 2,5 GHz	NF = 3,1 à 3,6 dB G = 17 à 20 dB	-	CMOS 0,18 μm	19,6	Filtre passe- bande	Filtre à inductance active



[54]	2012	1,8 à 12,4 GHz	NF = 1,9 à 3,8 dB G = 11,8 dB	-	CMOS 0,13 μm	13,3	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[55]	2012	0,32 à 1 GHz	NF = 2,2 à 2,7 dB G = 18 à 23,5 dB	IIP3 = 0	CMOS 0,18 μm	15,3	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[56]	2011	2,35 à 3,66 GHz	-	IIP3 = -10,4 0-IIP3 = -2,6	CMOS 0,18 μm	4,3	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[57]	2010	2,19 à 4,14 GHz	-	IIP3 = -6,1 @ 2,48 GHz	CMOS 0,18 μm	3,9	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[58]	2009	0,725 à 2,05 GHz	2 ^{ème} ordre	-	BiCMOS 0,35 μm	56	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[59]	2009	5,7	NF = 3,4 dB G = 17 dB	IIP3 = -16	CMOS 0,18 μm	19	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[60]	2008	1,92 à 3,82 GHz	NF = 18 dB, 2 ^{ème} ordre	IIP1 = -15 @ 2,44 GHz	CMOS 0,18 μm	10,8 @ 2,44 GHz	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[61]	2007	2 à 2,9 GHz	NF = 4,3 dB, 2 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,18 μm	4 @ 2,4 GHz	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[62]	2006	0,88 à 3,72 GHz	2 ^{ème} ordre	IIP3 = -12,4 à -21	CMOS 0,18 μm	12 à 26	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[63]	2005	2,05 à 2,45 GHz	6 ^{ème} ordre	IIP3 = -4 @ 2,45 GHz	CMOS 0,25 μm	4,7	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[64]	2005	1,81 à 2,45 GHz	4 ^{ème} ordre	IIP3 = -4 @ 2,45 GHz	CMOS TSMC 0,25 μm	4,1	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[65]	2004	0,4 à 1,05 GHz	2 ^{ème} ordre	IIP3 = -15 @ 0,9 GHz	CMOS 0,35 μm	17 mA pour 3V @ 0,9 GHz	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[66]	2003	2 GHz	4 ^{ème} ordre	IIP3 = -14	CMOS 0,35 μm	2 mA @ 1,5 V	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active
[67]	2002	2,4 à 2,6 GHz	2 ^{ème} , 4 ^{ème} et 6 ^{ème} ordre	-	CMOS 0,35 μm	1 @ 2 V	Filtre passe-bande	Filtre à inductance active



[68]	2001	0,87 à 1,05 GHz et 1 à 1,2 GHz	4,2 dB	IIP3 = - 16	CMOS 0,35 μ m	46	Filtre passe- bande	Filtre à inductance active
------	------	--	--------	----------------	----------------------	----	---------------------------	----------------------------------

Nous avons parlé précédemment des principaux avantages des inductances actives par rapport à leurs équivalentes passives, à savoir : les possibilités d'accordabilité des circuits et le gain de place (surface de silicium réduite). L'absence de couplage magnétique est un autre avantage qui facilite leurs intégrations en silicium. En revanche, la mauvaise linéarité, le bruit et la consommation élevés sont les principaux inconvénients des structures filtrantes à base d'inductances actives.

Dans un premier temps, un circuit d'inductance active a été utilisé pour la réalisation d'un amplificateur faible bruit (LNA). L'intérêt de cette topologie de LNA qui a été fabriqué, repose sur l'accordabilité en fréquence et sur le fait qu'aucune inductance passive ne soit utilisée. Les détails de l'inductance active conçue ainsi que ceux du LNA seront présentés dans le Chapitre II.

I.3.4 Les filtres actifs LC compensés (Q-enhanced LC)

Comme leur nom l'indique, ces filtres associent, d'une part, des composants passifs tels que les inductances spirales et, d'autre part, des composants actifs de compensation des pertes. En effet, la principale limitation des filtres LC est le faible facteur de qualité qui est principalement dû aux pertes résistives des inductances passives utilisées. Dans le but de minimiser la valeur de la résistance série des inductances passives, les chercheurs ont été amenés à ajouter à ces structures passives des éléments actifs qui génèrent des résistances négatives dans le but de minimiser les pertes résistives des inductances passives utilisées. Cette compensation de pertes des inductances spirales engendra une amélioration du facteur de qualité (ce dernier est inversement proportionnel aux pertes résistives). L'avantage principal d'un filtre LC compensé est que son facteur de qualité peut être réglable puisqu'il est associé à une résistance négative.

I.3.4.1 Principe des filtres actifs LC compensés

Les filtres actifs LC compensés utilisent généralement un circuit actif permettant de générer une résistance négative pour compenser les pertes des inductances spirales utilisées.



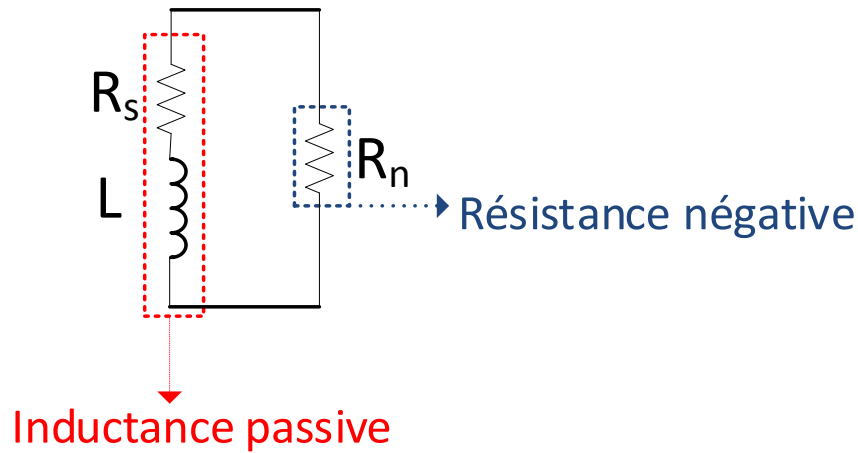


Figure I-5 : Principe d'une inductance compensée.

Pour mettre en évidence l'importance de concevoir une inductance passive avec un facteur de qualité élevé, nous allons décrire le principe de fonctionnement d'un résonateur RLC sans circuit de compensation comme illustre la Figure I-6. On suppose que la capacité parallèle est idéale, l'inductance passive quant à elle, est considérée comme n'étant pas parfaite et est modélisée par un circuit équivalent formé par une inductance idéale en série avec une résistance R_s .

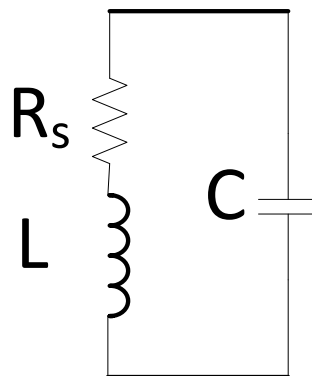


Figure I-6 : Résonateur RLC sans circuit de compensation.

Le facteur de qualité de l'inductance spirale seul à la fréquence de résonance peut s'écrire sous la forme :

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R_s} \quad (\text{I.16})$$

Pour mieux comprendre l'intérêt d'utiliser un circuit de compensation en parallèle avec l'inductance spirale comme été montré sur la Figure I-5, le résonateur RLC de la Figure I-6 est transformé en un résonateur RLC parallèle. En outre, il est formé cette fois par une



inductance idéale en parallèle avec une résistance R_p et une capacité C_p comme montre la Figure I-7.

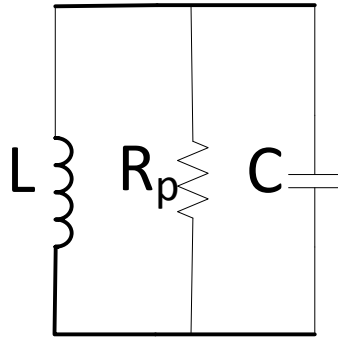


Figure I-7 : Résonateur RLC parallèle équivalent.

L'expression du facteur de qualité du résonateur RLC parallèle équivalent est donnée par :

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} \quad (\text{I.17})$$

Avec R_p ,

$$R_p = (Q_0^2 + 1)R_s \quad (\text{I.18})$$

Nous supposant que Q_0 est très supérieur à 1, l'équation de R_p devient :

$$R_p \approx Q_0^2 R_s = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_s} \quad (\text{I.19})$$

Maintenant, en remplaçant R_p par sa valeur, le facteur de qualité du résonateur RLC parallèle devient :

$$Q \approx \frac{Q_0^2 R_s}{\omega_0 L} = Q_0 \quad (\text{I.20})$$

Le facteur de qualité du résonateur RLC parallèle et celui de l'inductance L seule sont pratiquement identique. Ceci montre l'intérêt d'utiliser une inductance avec un facteur de qualité élevé. Les inductances à fort facteur de qualité ne sont généralement pas disponibles dans les technologies intégrées. Pour pallier cette absence, un circuit simulant une résistance



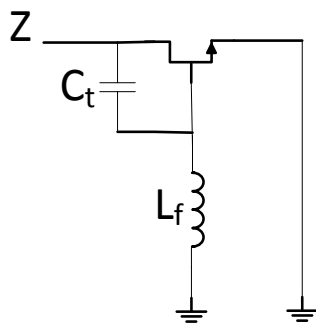
négative avec une valeur absolue proche de la valeur de R_p associé au résonateur permet de maximiser la valeur du facteur de qualité de la structure globale.

I.3.4.2 Circuits de résistances négatives

Dans la littérature, plusieurs travaux de recherches ont déployé des circuits de résistances négatives afin de compenser les pertes ramenées par les inductances spirales et d'augmenter ainsi leur facteur de qualité.

Une résistance négative peut être réalisée à partir de plusieurs types d'architectures, les plus connues sont :

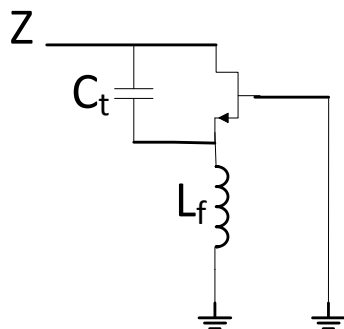
- Résistance négative conçue à partir d'un montage de type grille commune associé avec une rétroaction inductive série [69], [70].



$$Z = \frac{1 - \omega^2 L_f (C_t + C_{gs})}{g_m + j\omega(C_t + C_{gs})}$$

Figure I-8 : Résistance négative conçue à partir d'un montage de type grille commune.

- Résistance négative conçue à partir d'un montage de type drain commun associé avec une rétroaction inductive série [70].



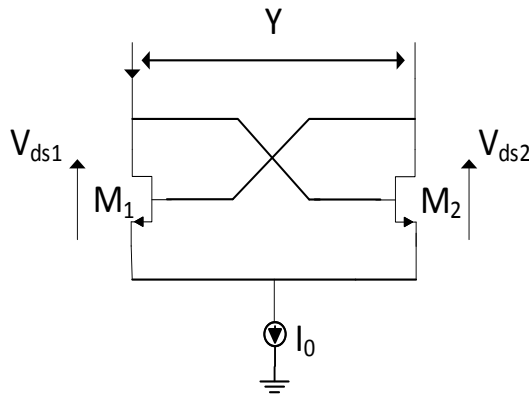
$$Z = \frac{1 - \omega^2 L_f C_t}{g_m + j\omega(C_t + C_{gs} - \omega^2 L_f C_{gs} C_t)}$$

Figure I-9 : Résistance négative conçue à partir d'un montage de type drain commun.



Dans ces deux montages, l'accord en fréquence de la résistance négative peut être fait par l'utilisation d'une diode à capacité variable appelée 'varicap' en lieu et place de la capacité C_t .

- Résistance négative réalisée à partir d'une paire de transistors couplés.



M_1 et M_2 sont identiques

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{2V_{ds}}{-g_m V_{ds}}$$

Figure I-10 : Résistance négative réalisée à partir d'une paire de transistors couplés.

Cette résistance négative a été utilisée dans plusieurs travaux ([71], [72]). La valeur de la résistance négative réalisée est obtenue grâce à la source de courant I_0 connectée aux sources des 2 transistors. Cette structure différentielle est généralement utilisée dans les circuits de type oscillateurs LC.

Ces trois architectures de résistances négatives présentées ont un inconvénient majeur dû au fait que la consommation, la linéarité et le facteur de bruit se dégradent si l'on cherche à obtenir une petite valeur de résistance négative.

- Résistance négative réalisée à partir d'une implémentation d'un transformateur à deux inductances couplées.



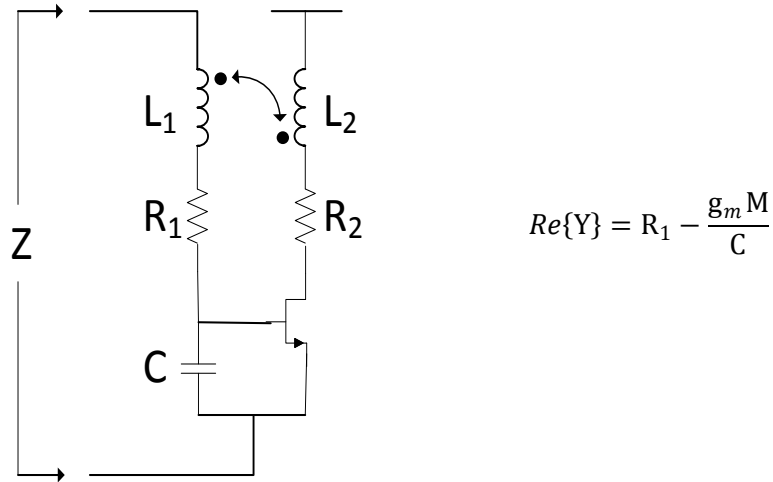


Figure I-11 : Résistance négative à base d'un transformateur à deux inductances couplées [73].

Le couplage magnétique entre les deux inductances \$L_1\$ et \$L_2\$ produit une mutuelle inductance \$M\$ formant ainsi une résistance négative.

- Une autre topologie du même type est illustrée sur la Figure I-12 :

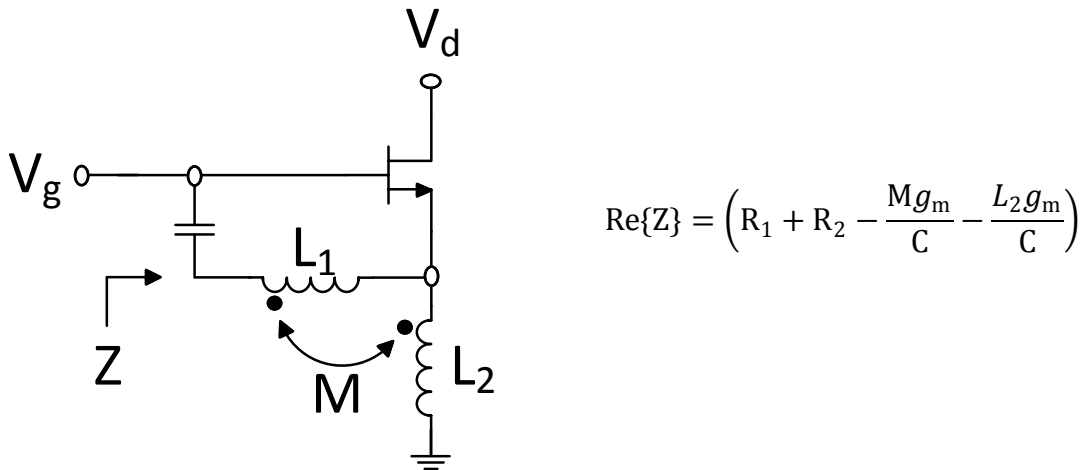


Figure I-12 : Topologie à base d'un transformateur et d'une rétroaction active [74].

Dans ces deux derniers exemples de résistances négatives, la valeur de la résistance négative est augmentée d'une part par un dispositif actif (\$g_m\$) et d'autre part par un dispositif passif (transformateur) générant une mutuelle inductance. De plus, ces topologies ont une faible consommation puisqu'elles utilisent un seul transistor de compensation.



Un bilan des publications concernant les filtres LC compensés est présenté dans le Tableau I-4.

Tableau I-4 : Bilan des publications sur les filtres LC compensés

Article	Date	Fréquence (GHz)	BW-3dB (MHz)	NF (dB)	L'ordre du filtre	IIP1/IIP3 dBm	Techno	Consommation (mW)	Nature du filtre
[72]	2011	1,69 à 2,33	-	16,65	2 ^{ème} ordre	IIP1 = -33,5	CMOS 0,35 μ m	2,96 @ 2,1 GHz	Filtre passe-bande
[74]	2011	2,5 et 2,8	700 et 950	7,9 et 6,3	2 ^{ème} ordre	IIP1 = -4 et -2,5	CMOS 0,18 μ m	5,6 et 2,4	Filtre passe-bande
[71]	2009	2,4	-	-	-	-	CMOS 0,35 μ m	-	Filtre passe-bande
[75]	2008	5,2	93	16,8	2 ^{ème} ordre	IIP1 = -6	CMOS 0,18 μ m	12.2	Filtre passe-bande
[76]	2007	3,54 à 3,88	35 à 95	15,5	6 ^{ème} ordre	IIP1 = -33,5 IIP3 = -29	CMOS 0,18 μ m	130	Filtre passe-bande
[77]	2006	2,03	130	15	4 ^{ème} ordre	IIP1 = -6,6	-	17	Filtre passe-bande
[78]	2005	2	144	-	2 ^{ème} ordre	IIP1 = -23,54	CMOS 0,35 μ m	1 @ Q = 81	Filtre passe-bande
[79]	2005	2,4 à 3,5	148 MHz	15,38 @ 2,575		IIP1 = -2,73, IIP3 = -6,65 @ 2,575	CMOS 0,18 μ m	38,06	Filtre passe-bande
[80]	2004	0,98 à 1,09	-		2 ^{ème} ordre	IIP1 = -13	CMOS 0,35 μ m	11,4 à 15,5	Filtre passe-bande
[81]	2003	1,8	80 MHz	-	4 ^{ème} ordre	IIP1 = -16	CMOS 0,5 μ m	43,2	Filtre passe-bande
[82]	2002	1,882	150 MHz	-	4 ^{ème} ordre	IIP1 = -9,5	BiCMOS 0,25 μ m	18 mA @ 2,7 V	Filtre passe-bande

Toutes les topologies de résistance négative présentées (dans I.3.4.2) offrent la possibilité d'un réglage du facteur de qualité. Cette variation est obtenue par le réglage des transconductances g_m des transistors de compensation.



I.3.5 Les filtres actifs à interférences

I.3.5.1 Les filtres transversaux et récurrents

La Figure I-13 décrit la représentation graphique d'un modèle récurrent où $x(t)$ et $y(t)$ décrivent respectivement les signaux d'entrée et de sortie du filtre. Un filtre récurrent comporte une partie transversale et une partie récurrente qui sont respectivement caractérisées par la partie gauche et la partie droite du graphe de la Figure I-13.

Un filtre récurrent peut être qualifié d'ordre $(N ; P)$ où N et P représentent respectivement le degré de la partie transversale et le degré de la partie récurrente. Les coefficients $\{a_k\}$ et $\{b_p\}$ sont appelés les paramètres du filtre. τ représente le retard unitaire introduit par chaque branche. Les filtres actifs récurrents et transversaux sont constitués de plusieurs branches mises en parallèle. La réponse de filtrage de ce type de filtre est obtenue grâce à la combinaison des signaux retardés (par une quantité τ) et pondérés par les coefficients $\{a_k\}$ et $\{b_p\}$. Ils sont en majorité des filtres dédiés à des applications numériques opérant à basse fréquence.

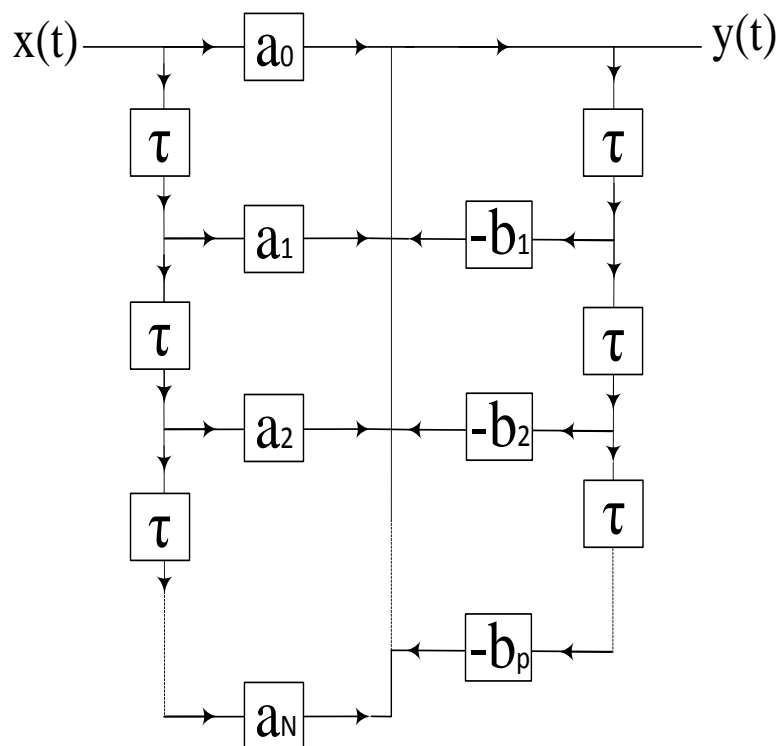


Figure I-13 : Schéma de principe d'un filtre récurrent et transversal d'ordre $(N ; P)$.



L'équation ci-dessous (I.21) présente la fonction de transfert d'un filtre récursif d'ordre (N ; P).

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-2j\pi f k \tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-2j\pi f p \tau}} \quad (\text{I.21})$$

Respectivement, le numérateur et le dénominateur décrivent la partie transversale et la partie réursive qui introduisent respectivement les zéros et les pôles de la réponse de filtrage. L'avantage de ces filtres actifs récursifs est leur faible coût. Cependant, leurs non-linéarités et leurs 'instabilités numériques' restent des inconvénients majeurs. Pour cette raison, nous n'avons pas fait d'étude bibliographique sur ce type de filtres.

I.3.5.2 Les filtres actifs channelisés

Les filtres channelisés s'inscrivent dans la famille des filtres basés sur la division-recombinaison des signaux. La structure channelisée déploie le principe d'addition ou de soustraction de différentes fonctions de transfert de filtres. À titre d'exemple, un filtre stop bande peut être synthétisé en soustrayant, à une réponse passe tout une réponse passe bande comme est montré sur la Figure I-14.

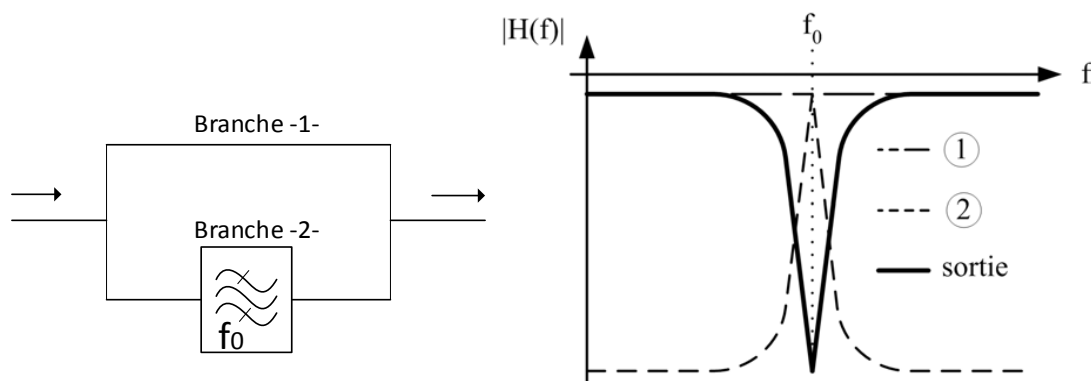


Figure I-14 : Filtre stop bande obtenu à partir d'une structure channelisée.

La réponse résultante de cette structure est celle d'un filtre de type stop bande qui est directement liée à celle du filtre passe bande. En effet, elle est obtenue par la soustraction de la fonction de transfert passe bande de la branche '2' avec la fonction de transfert passe tout de la branche '1'.

La fonction de transfert du filtre channelisé présenté sur la Figure I-14 est ainsi :

$$H(f) = -e^{+j\phi} + H_{pb}(f) \quad (I.22)$$

Avec $H(f)$: fonction de transfert du filtre channelisé

$H_{pb}(f)$: fonction de transfert du filtre passe bande de la branche '2'

Et Φ : désigne le terme de phase

Les filtres transversaux décrits précédemment s'inscrivent dans la même famille des filtres basés sur la division-recombinaison de signaux et se distinguent des filtres channelisés par le fait que leur fonction de transfert globale est générée par des recombinaisons constructives ou destructives des signaux. En outre, les signaux ne sont pas nécessairement filtrés mais en général pondérés par une fonction qui, aux fréquences RF, s'identifie à un amplificateur. La Figure I-15 représente le graphe de fluence d'un filtre transversal d'ordre 1 :

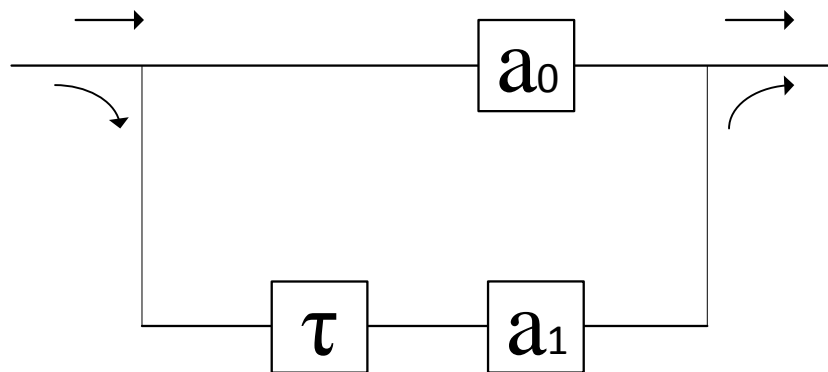


Figure I-15 : Filtre transversal du premier ordre.

La fonction de transfert de ce filtre transversal d'ordre 1 est :

$$H(f) = a_0 + a_1 e^{-2j\pi f\tau} \quad (I.23)$$

Avec a_0 et a_1 représentent les coefficients de pondération

τ : temps de retard unitaire



Cependant, dans la littérature, nous trouvons aussi des structures de filtres basées sur une combinaison des principes channelisé et transversal comme il est présenté dans le Tableau I-5 qui regroupe un état de l'art correspondant à cette catégorie de filtres.

Tableau I-5 : Publications sur les filtres channelisés

Article	Date	Fréquence	BW à -3 dB	NF (dB)	Réjection hors bande (dB)	Techno	Consommation (mW)	Nature du filtre	Type de filtre
[83]	2016	1,3 GHz	-	-	-	-	-	Filtre passe-bande	channelisé
[84]	2015	2,98 GHz	13%	-	-	-	-	Filtre passe-bande	channelisé
[85]	2006	1,95 à 2,2 GHz	≈ 85 MHz	-	28 @ 100 MHz de f ₀	Si BiCMOS	28 mA @ 2,7 V	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[86]	2006	1,9 à 2,4 GHz	60 MHz	-	28 @ 100 MHz de f ₀	BiCMOS 0,25μm	45 à 63 mA @ 2,7 V	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[87]	2005	28,1 GHz	400 MHz	-	80	-	-	Filtre passe-bande	channelisé
[88]	2003	2,5 GHz	-	-	-	Alumine	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[89]	2003	2,5 GHz	200 MHz	-	-	Alumine	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[90]	2003	11,5 GHz	200 MHz	-	-	-	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[91]	2000	10 GHz	2 GHz	≤4	-	-	-	Filtre passe-bande	channelisé
[92]	1998	7,5 GHz accordable sur 2 GHz	-	-	30 @ 1 GHz de f ₀	AsGa	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[93]	1996	10 GHz	400 MHz	-	-	Alumine	-	Filtre passe-bande	channelisé
[94]	1994	11,7 GHz	2 GHz	< 20	-	AsGa	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal



[95]	1994	10 GHz	200 MHz	-	35	Alumine	-	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal
[96]	1989	10,5 GHz	2 GHz	-	> 30 @ 1,1 GHz de f_0	-	126	Filtre passe-bande	combinaison channelisé-transversal

Parmi les travaux cités dans le tableau ci-dessus, ceux mentionnés dans [85] et [86] ont été réalisés au sein de notre équipe à XLIM. Le principe de ces derniers sera présenté dans le Chapitre III.

I.3.6 Les filtres actifs de type N-path

Après le développement de la théorie de James Clerk Maxwell sur les signaux analogiques échantillonnés dans les années 1950, plusieurs topologies de filtres utilisant des commutateurs et des capacités ont été proposées à partir des années 1960. Les plus connus sont les travaux de Franks et Witt [97] et les travaux de David Fried [98]. À cette époque, l'absence de transistors à grande vitesse n'a pas permis aux chercheurs de concevoir des dispositifs filtrants fonctionnant à des fréquences de l'ordre du gigahertz. Aujourd'hui les transistors des filières CMOS permettent d'atteindre des fréquences de commutation suffisamment élevées pour permettre l'utilisation de ces topologies aux fréquences RF. Dans les années à venir, les filtres à capacités commutées ou N-path filter (où N est le nombre de commutateurs mis en parallèle) semblent de bons candidats pour répondre aux besoins des systèmes de télécommunications futurs. Ces filtres possèdent de nombreux avantages : une bonne linéarité, un faible facteur de bruit. Ils peuvent être reconfigurables en fréquence et ils présentent une facilité d'intégration sur des substrats en silicium. Compte tenu du fait que ces filtres N-path peuvent être très sélectifs, ils seront donc très avantageux s'ils sont, par exemple, exploitables par des systèmes exigeant de fortes contraintes en terme de sélectivité et ceci dans le but d'éviter les interférences entre les signaux radiofréquences.

Le principe des filtres N-path se fonde sur l'échantillonnage du signal par une fréquence d'horloge ; le signal d'entrée est converti en fréquence vers une bande basse, filtré puis reconverti vers la bande RF. Ces filtres associés à des impédances capacitives en bande de base ont un comportement analogue à un résonateur RLC dont sa fréquence centrale peut être réglée en changeant la fréquence d'horloge f_{CLK} [99] - [101].



Le principe de fonctionnement de ce type de filtre est montré sur la Figure I-16 par l'utilisation d'un exemple de filtre à quatre commutateurs (noté 4-path) comme illustre la Figure I-16(a).

Autour de la fréquence d'horloge f_{CLK} , ce filtre à 4-path se comporte comme un résonateur RLC équivalent comme montre la Figure I-16(b).

Cependant, pour des fréquences éloignées de f_{CLK} , les capacités en bande de base seront court-circuitées à la masse et donc le filtre sera simplifié à une division résistive entre la résistance de source R_S et la résistance du commutateur R_{SW} (voir Figure I-16(c)).

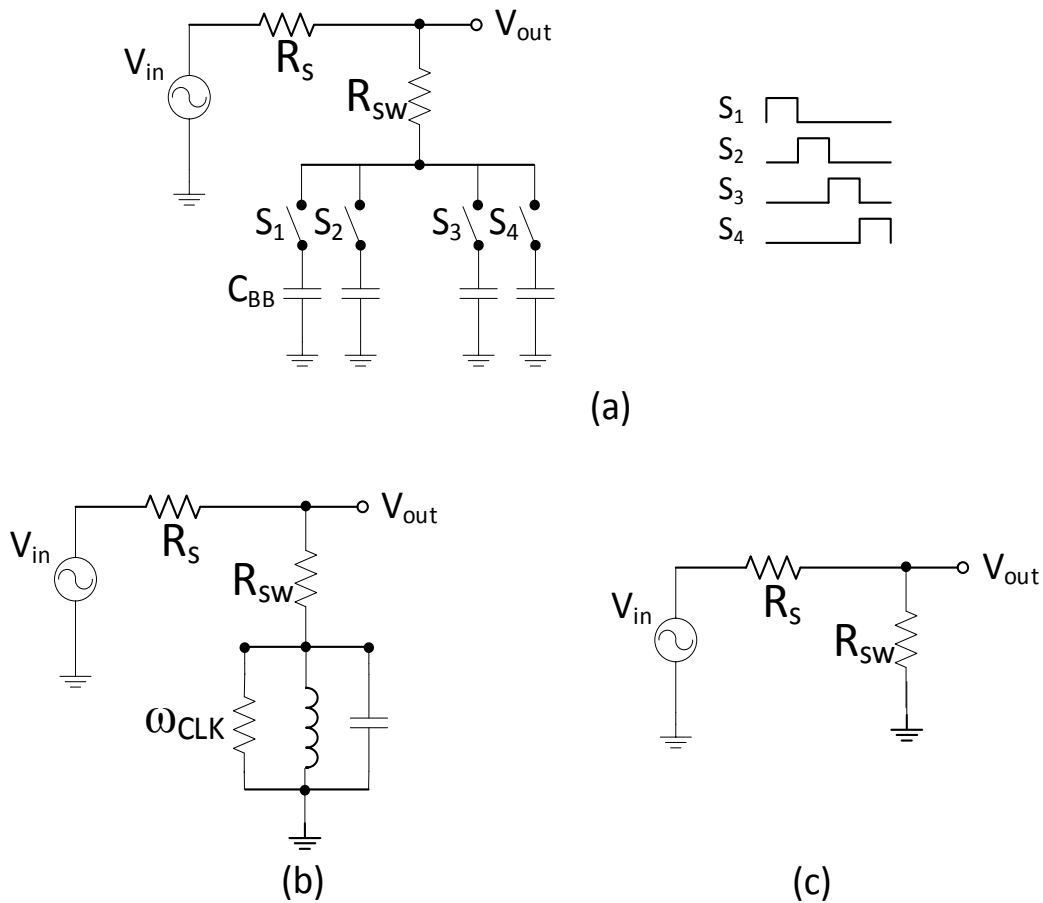


Figure I-16 : Principe des filtres N-path, (a) : Principe d'un filtre 4-path, (b) : Résonateur RLC équivalent autour de f_{CLK} , (c) : Circuit équivalent pour évaluer la réjection.

L'équation (I.24) présente la fonction de transfert du filtre N-path présenté sur la Figure I-17.



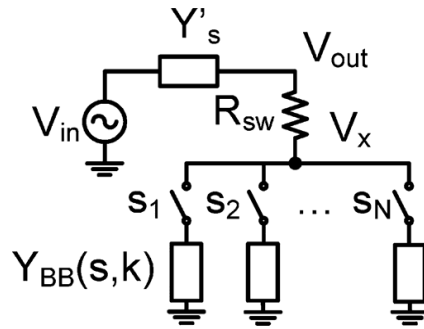


Figure I-17 : Filtre avec un nombre de path égale à N [99].

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} \text{sinc}^2 \left(\frac{K\pi}{N} \right) * G(s - jK\omega_0, K), \quad K \in \mathbb{Z} \quad (I.24)$$

$$G(s, k) = \frac{1}{R_s + R_{sw} N Y_{BB}(s, k) + 1}, \quad f_{in} \text{ autour de } k f_0 \text{ et } K \in \mathbb{Z} \quad (I.25)$$

À partir de ces équations, la fonction de transfert d'un filtre N-path peut être calculée quel que soit le nombre de path utilisé. On remarque que les pertes d'insertion sont d'autant plus faibles que le nombre de path est élevé. D'autre part, la sélectivité est directement liée à la valeur de la capacité bande de base (Y_{BB}). Plus C_{BB} est élevée, plus le filtre est sélectif.

La mise en œuvre d'un filtre N-path classique à simple accès (single-ended) présente des harmoniques à des fréquences $K * f_{CLK}$ ($K = 2, \dots, N$, avec $N =$ nombre pair). Ce qui revient à dire que la réponse de filtrage est périodique en fréquence et une bande passante apparaît aux fréquences harmoniques de la fréquence d'horloge ($K * f_{CLK}$). Néanmoins, il existe le problème du repliement de l'harmonique présent à la fréquence $(N-1)*f_{CLK}$. Cependant, ce dernier peut être supprimé par l'utilisation d'un filtre passe bas. Un bilan des publications concernant ce type de filtres actifs est présenté dans le Tableau I-6.

Tableau I-6 : Bilan des publications sur les filtres N-path

Article	Date	Fréquence	BW à -3 dB	NF (dB)	Réjection hors bande (dB)	IIP1/IIP3 dBm	Techno	Consommation (mW)	Nature du filtre	Type de filtre
[102]	2015	0,6 à 1,8 GHz	8,7 MHz	3,68	63,2	O-IIP3 = 18,97	CMOS 65 nm	31,8 à 70,5	Filtre passe-bande	4-path
[103]	2015	0,1 à 1,6 GHz	-	1,5 à 5,4	30 à 50	IIP1 = 11 IIP3 = 29	CMOS 65 nm	30 à 200	Filtre passe-bande	8-path



[104]	2015	0,5 à 2 GHz	-	2,6 à 5,7	46	-	CMOS 65 nm	18 à 26	Filtre passe-bande	8-path
[105]	2015	600 à 850 MHz	9 à 15 MHz	8,6	30 à 50	IIP1 = 0 O-IIP1 = 14 IIP3 = 7 O-IIP3 = 17,5	CMOS 65 nm	75 @ 700 MHz	Filtre passe-bande	16-path
[106]	2015	50 à 300 MHz	-	-	-	IIP1 = 10 IIP3 = 24,6 O-IIP1 = 17	GaN 0,4 μ m	-	Filtre passe-bande	2-path
[107]	2014	0,25 to 2,25 GHz	> 20 MHz	2,6	7	IIP1 = 3 O-IIP3 = 27	CMOS 45 nm	27	Filtre passe-bande	16-path
[108]	2014	0,2 à 1,8 GHz.	4	7,5	71,2	O-IIP3 = 17,96	CMOS 65 nm	24,1 à 72,8	Filtre passe-bande	4-path
[109]	2014	0,1 à 1,6 GHz	-	2,2 à 5,4	30 à 50	IIP1 = 10,1 IIP3 = 23	CMOS 65 nm	30 à 200	Filtre passe-bande	8-path
[110]	2013	0,25 à 1 GHz	-	2,5	-	IIP3 = 2	CMOS 0,18 μ m	18	Filtre passe-bande	4-path
[99]	2012	0,4 à 1,2 GHz	21 MHz	10	55	IIP1 = -4,4 IIP3 = 9 O-IIP3 = 29	CMOS 65 nm	21,4	Filtre passe-bande	4-path
[101]	2011	0,1 à 1 GHz	35 MHz	3 à 5	-	IIP1 = 2 IIP3 = 14	CMOS 65 nm	2 à 16	Filtre passe-bande	4-path
[111]	2010	0,1 à 1 GHz	35 MHz	<5,5	-	IIP1 = 2 IIP3 = 19	CMOS 65 nm	2 à 16	Filtre passe-bande	4-path
[112]	2005	28 MHz	3,84 MHz	-	-	IIP3 = 7 dBV	CMOS 0,35 μ m	19,5	Filtre passe-bande	4-path

Ce type de filtres actifs possèdent de nombreux avantages et peuvent donc être utilisés dans les nouveaux récepteurs RF multistandard puisqu'ils sont facilement intégrables en technologie silicium et qu'ils présentent de bonnes performances en terme de linéarité et de sélectivité. De plus, ils sont reconfigurables sur une large gamme de fréquence. Les filtres N-path ont été déployés dans une partie de ce travail de thèse. La méthode concernant l'utilisation d'une topologie différentielle pour la suppression des harmoniques paires a été retenue et sera présentée dans le Chapitre III.



I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de filtres actifs et effectué une étude bibliographique relativement exhaustive fixant l'état de l'art d'aujourd'hui. Le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de chacun de ces filtres actifs ont été décrits. Les topologies qui ont été prises en compte sont : les filtres Gm-C, les filtres OTA-C, les filtres à inductance active, les filtres de type N-path et les filtres LC compensés. Cette étude a permis de faciliter le choix de la topologie de filtre adaptée pour chaque application visée au cours de mes travaux de thèse.

