

Conception d'un filtre channelisé à base de filtres à N-path dédié au système Zigbee



III.1 Introduction

L'objectif de cette étude, réalisée dans le cadre du projet européen Catrene CORTIF, est d'étudier les possibilités offertes par les filtres de type N-path pour des applications de filtrage de canal Zigbee au niveau RF. A cette fin nous proposons un état de l'art de filtres N-path ultra sélectifs et des solutions mise en œuvre pour pallier les défauts intrinsèques de ces filtres. Puis nous introduisons une nouvelle architecture de filtres channelisés à trois branches mettant en œuvre une combinaison de trois filtres N-path accordables en fréquence. Sur la base de ce travail, deux topologies originales de filtres channelisés à deux et trois branches sont présentées. Ces structures simples permettent d'améliorer la sélectivité par rapport aux structures classiques par l'obtention d'une réponse de filtrage avec un ou deux zéros de transmissions en dehors de la bande utile. Les performances électriques de ces structures sont présentées et comparées à l'état de l'art.

III.2 Zigbee

L'application visée par cette étude est la réception directe des canaux RF du standard Zigbee.

Les travaux que nous avons développés concernaient initialement la bande 2,4 GHz et un scénario de réception d'un signal Zigbee situé à 23 MHz d'écart d'un émetteur Wifi.

Les spécifications de filtrage retenues dans le projet sont donc les suivantes :

Tableau III-1 : Spécifications de filtrage du Zigbee

Bande de fréquences	2,4 à 2,4835 GHz
Nombre de canaux	16
Largeur du canal	5 MHz
Saturation du récepteur	-20 dBm
Rejection du canal adjacent	0 dB
Rejection du canal Wifi	30 dB



Mais l'indisponibilité d'une technologie suffisamment avancée (CMOS < 45 nm) nous a amenés à nous focaliser sur l'étude d'un filtre répondant aux mêmes contraintes de filtrage mais pour une fréquence centrale inférieure à 1 GHz. Cela permet de valider le principe car les filtres N-path permettent une translation fréquentielle à bande passante absolue constante [99].

III.3 Performance d'un filtre N-path élémentaire

La montée en fréquence des filtres N-path est limitée par la capacité à générer l'horloge polyphase à une fréquence élevée. En effet des études ont montré qu'afin d'optimiser la réjection des filtres N-path, le recouvrement entre les différentes phases de l'horloge doit être minimisé [123]. L'augmentation du nombre de path permet théoriquement une réduction des pertes d'insertion du filtre mais augmente la complexité de l'horloge polyphase et la fréquence maximum de travail se trouve réduite.

La conception de l'horloge présentée en Annexe nous a permis de déterminer que pour atteindre une fréquence maximale de 1 GHz avec la technologie dont nous disposons (NXP QUBIC4XI BiCMOS 0,25 μm), nous devons nous limiter à 4 phases (l'utilisation d'un nombre de phase inférieur augmenterait les pertes d'insertion).

On considère donc le filtre 4-path illustré sur Figure III-1(a). On peut vérifier que la réponse en fréquence de ce filtre est périodique. La fréquence $2f_0$ est l'harmonique présentant la plus forte transmission.

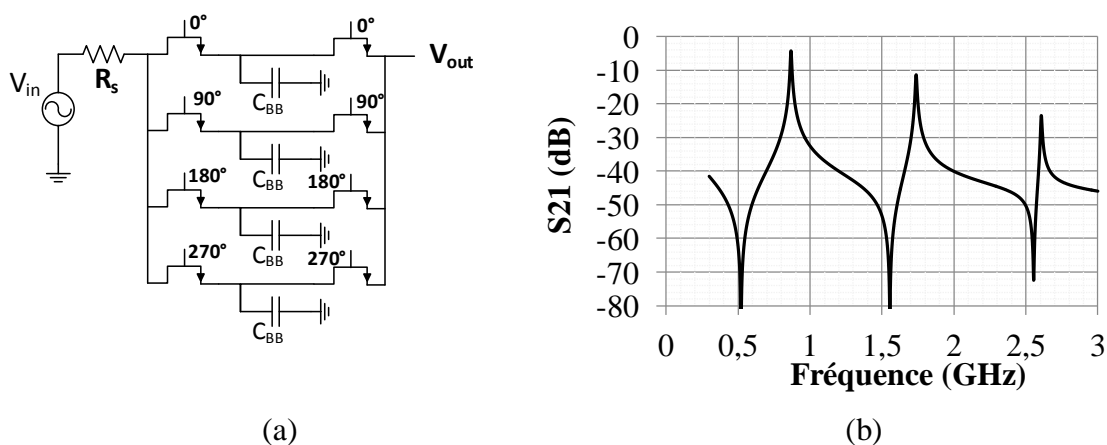


Figure III-1 : (a) : Filtre 4-path à simple accès, (b) : réponse en fréquence du filtre 4-path à simple accès

Afin d'éliminer cette transmission du second harmonique, nous proposons d'utiliser une structure différentielle comme illustré sur la Figure III-2(a).

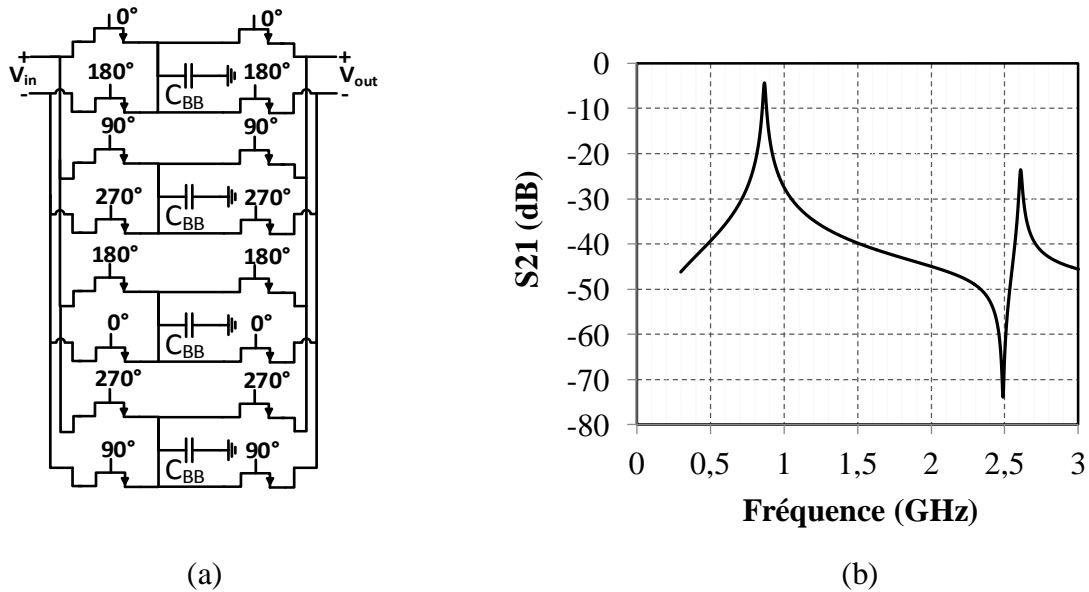


Figure III-2 : (a) : Filtre 4-path différentiel, (b) : réponse en fréquence du filtre 4-path à différentiel

La structure différentielle permet bien d'éliminer la périodicité de la réponse sur les harmoniques pairs ($2k * \text{fréquences } f_{CLK}$ avec $k = 1, \dots, N$) comme le montre la Figure III-2 (b).

La variation de la fréquence centrale du filtre est obtenue grâce à la variation de la fréquence d'horloge f_{CLK} . Dans toutes les simulations présentées l'horloge utilisée est l'horloge « réelle » présentée en Annexe.

Le filtre 4-path différentiel présente des pertes d'insertions d'environ -3,8 dB qui sont cohérentes avec le nombre de voies utilisé : si les commutateurs et les capacités étaient idéaux, les pertes d'insertions seraient d'environ 2 dB (cf. équation (I.24)).



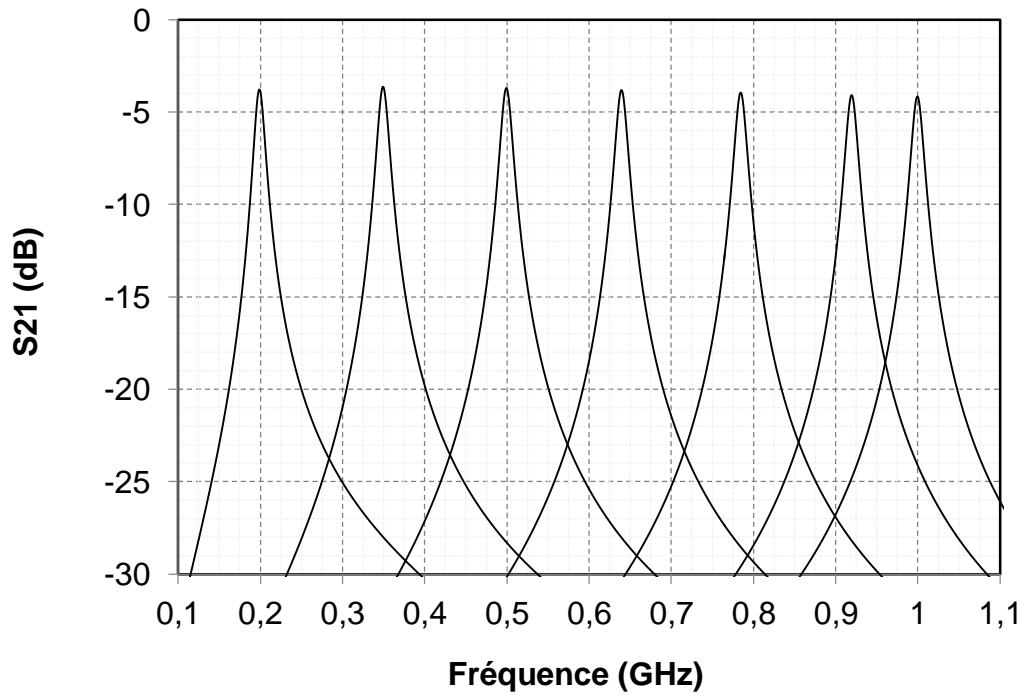


Figure III-3 : Variation de la fréquence centrale du filtre 4-path.

La Figure III-4 et la Figure III-5 présentent respectivement le facteur de bruit (NF) et l'IIP1 du filtre 4-path à la fréquence 500MHz.

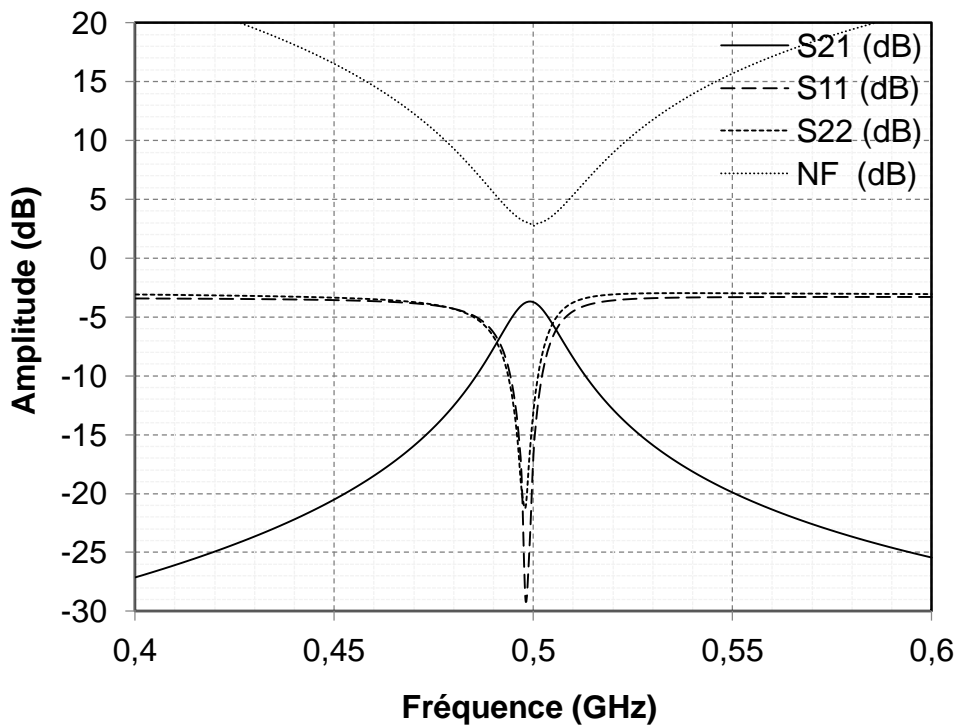


Figure III-4 : Paramètres [S] et NF du filtre à 4-path à la fréquence 500 MHz.



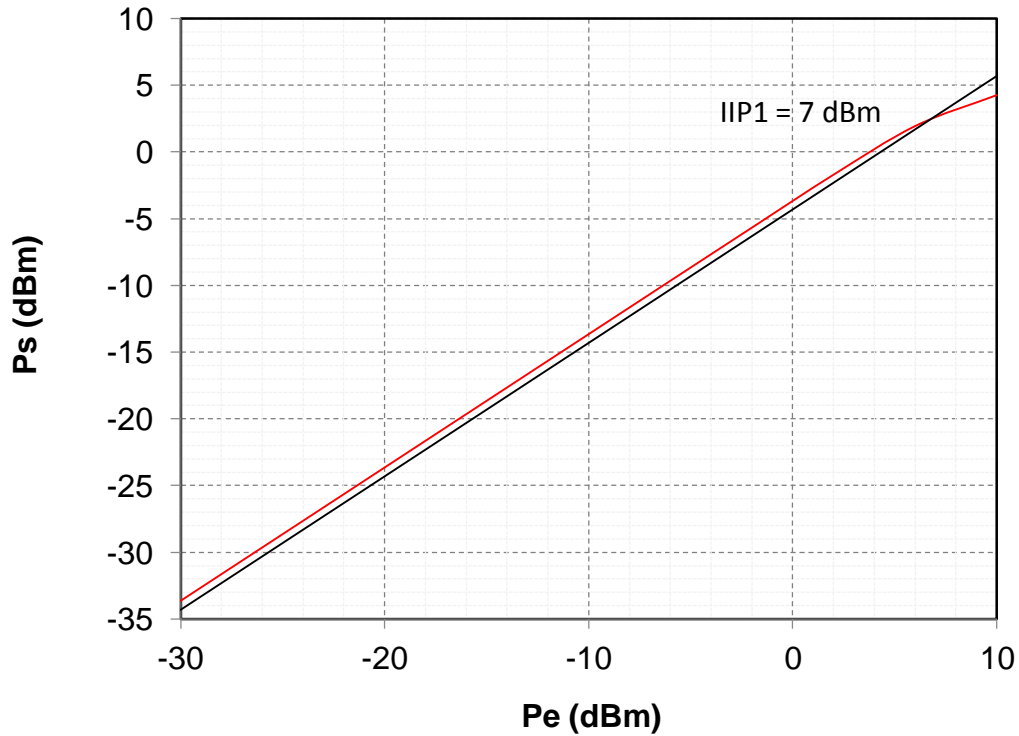


Figure III-5 : L'IIP1 du filtre à 4-path.

On peut constater que le filtre N-path se comporte comme un filtre passif : ses pertes d'insertion donnent directement son facteur de bruit.

Le filtre N-path présente potentiellement de faibles pertes d'insertion et une linéarité élevée qui permettent d'envisager son intégration en tête de la chaîne de réception RF.

Cependant, la bande passante du filtre 4-path étudié est limitée à une valeur supérieure à 14MHz, pour une valeur de capacité C_{BB} de 300pF. Une architecture particulière doit donc être introduite pour répondre au cahier des charges. Commençons par étudier les solutions présentes dans l'état de l'art.



III.4 Etat de l'art des Filtres N-path sélectifs

D'après le Tableau I-6, deux structures se rapprochent des besoins de notre application : [102] et [124]. Ces travaux récents sont basés sur la combinaison de plusieurs filtres N-path (de type passe-bande et stop-bande) pour la conception de filtres RF.

Le premier exemple est un filtre ultra sélectif conçu à base de filtre N-path comme illustré sur la Figure III-6. Le circuit est constitué de deux branches :

- Une branche principale contenant un étage amplificateur formé par la transconductance G_{m1} placée entre deux filtres passe bande de type 4-path.
- Une branche auxiliaire contenant un filtre stop bande qui est précédé par un étage amplificateur formé par la transconductance G_{m2} .

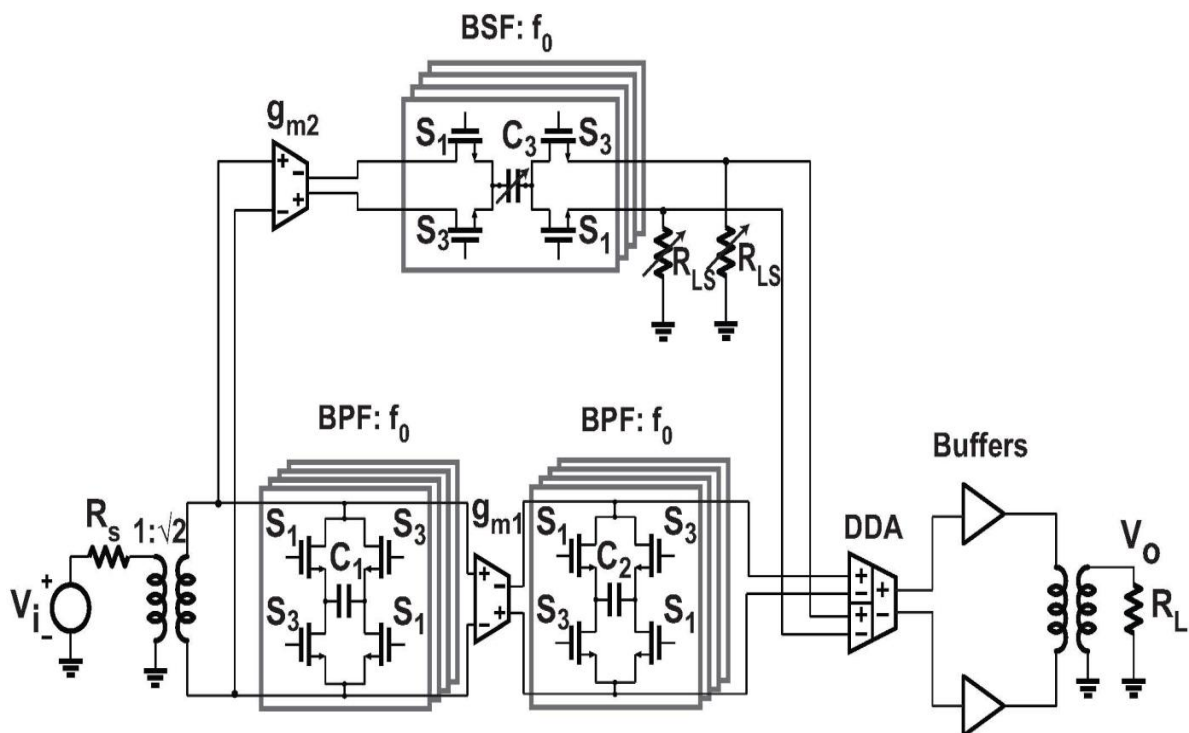


Figure III-6 : Schéma électrique simplifié d'un filtre sélectif contenant un seul zéro de transmission [102].

Les sorties des deux branches (branche principale et auxiliaire) sont connectées à un amplificateur différentiel diviseur (DDA) jouant le rôle d'un recombineur. En effet, le DDA a pour mission de recombinaison les deux signaux différentiels provenant de chacune des deux



branches principale et auxiliaire en un signal différentiel à sa sortie tout en apportant le gain désiré.

Le second exemple [124] est réalisé par les mêmes auteurs du circuit précédent (Figure III-7). Le circuit est constitué de trois branches connectées en parallèle :

- Une branche principale contenant d'une part trois filtres passe bande de type 4-path pour but d'augmenter la sélectivité de cette branche et d'autre part deux étages amplificateurs (G_{m1} et G_{m2}).
- Deux branches auxiliaires contenant chacune un filtre stop bande centré à la fréquence f_0 . Chacun de ces derniers est précédé par un étage amplificateur (G_{m4} et G_{m5}).

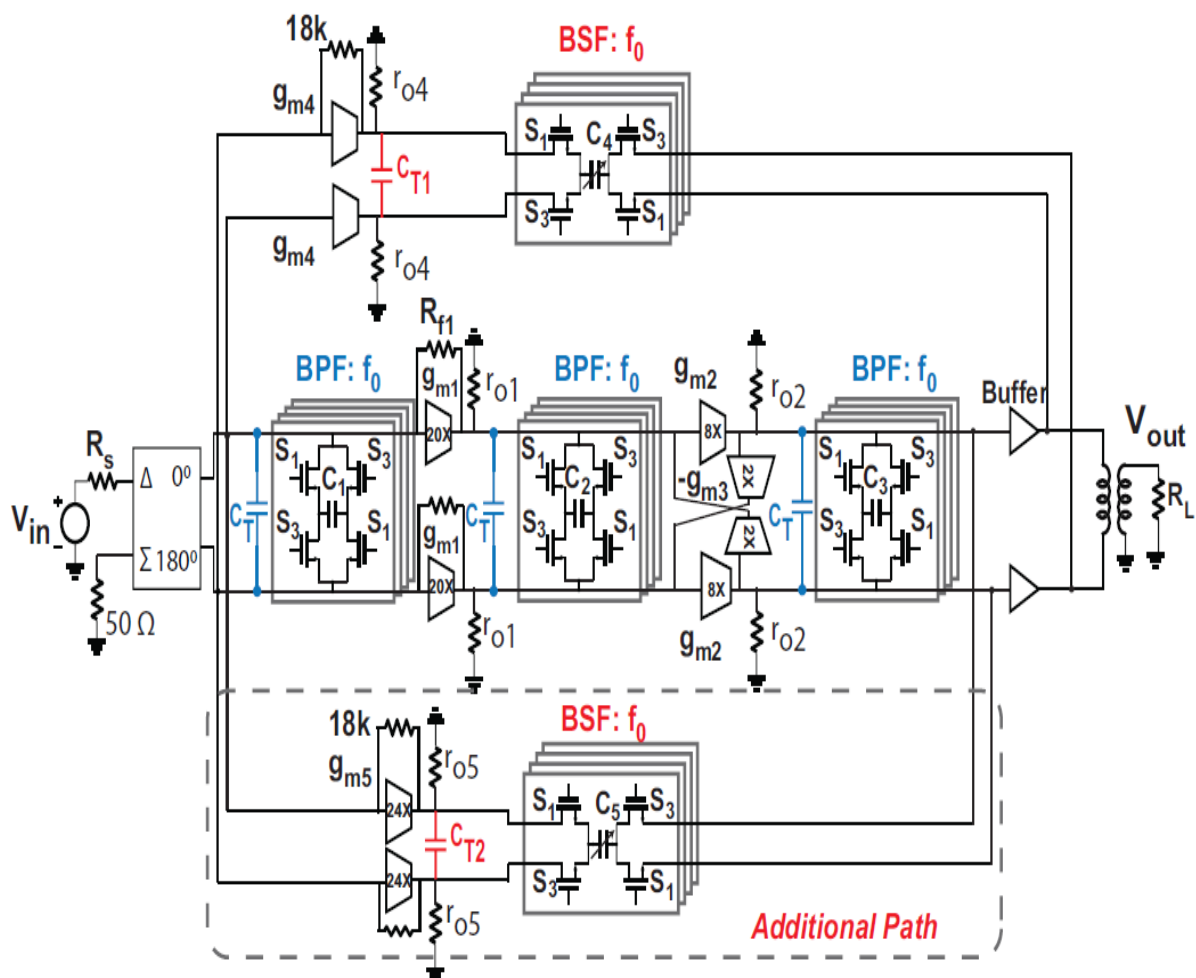


Figure III-7 : Schéma électrique simplifié d'un filtre sélectif contenant deux zéros de transmission [124].



Les performances de ces structures sont rappelées dans le Tableau III-2 :

Tableau III-2 : Résumé des performances des circuits N-path sélectifs

Article	Date	Fréquence	BW à -3 dB (MHz)	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
[124]	2016	0,2 à 1 GHz.	6,2	4,5 à 6,2	30 à 60	O-IIP3 = 18	CMOS 65 nm	33 à 70	Filtre passe-bande	4-path

Ces deux structures présentent des bandes passantes très étroites, mais ne permettent pas une montée en fréquence suffisante pour l'application visée, malgré l'utilisation d'une technologie CMOS avancée. Ceci est notamment dû à la complexité des structures (jusqu'à six étages cascades dans la voie principale). D'autre part, il semble y avoir un compromis à faire entre la réduction de la largeur de la bande passante et le facteur de bruit, qui ne paraît pas compatible avec nos objectifs. Nous nous sommes donc intéressés à une famille de filtres proche : les filtres channelisés.

III.5 Filtres channelisés utilisant des filtres N-path

Le but de cette partie de ma thèse a été de concevoir un filtre passe-bande accordable hautement sélectif qui peut résister à de forts interférences pour la sélection de canal au niveau RF. En effet, pour augmenter la sélectivité de filtrage et atténuer l'effet des canaux adjacents d'autres systèmes RF, un filtre avec une réjection élevée est nécessaire. Afin de concevoir un filtre passe-bande présentant une réjection élevée en dehors de la bande utile, une fonction de filtrage présentant des zéros de transmissions est nécessaire.

Un filtre channelisé contenant deux zéros de transmissions a été développé il y a quelques années au sein de notre équipe [86]. Son bloc diagramme simplifié est présenté sur la Figure III-8. Ce circuit filtrant est constitué de trois branches structurées comme suit :

- Une branche principale formée par un filtre passe bande récursif suivie d'un étage amplificateur G_m .



- Une première branche auxiliaire A_1 contenant un filtre passe bande récursif avec un retard unitaire représenté par τ_{A1} et un étage amplificateur G_{A1} .
- Une deuxième branche auxiliaire A_2 contenant un filtre passe bande récursif avec un retard unitaire représenté par τ_{A2} et un étage amplificateur G_{A2} .

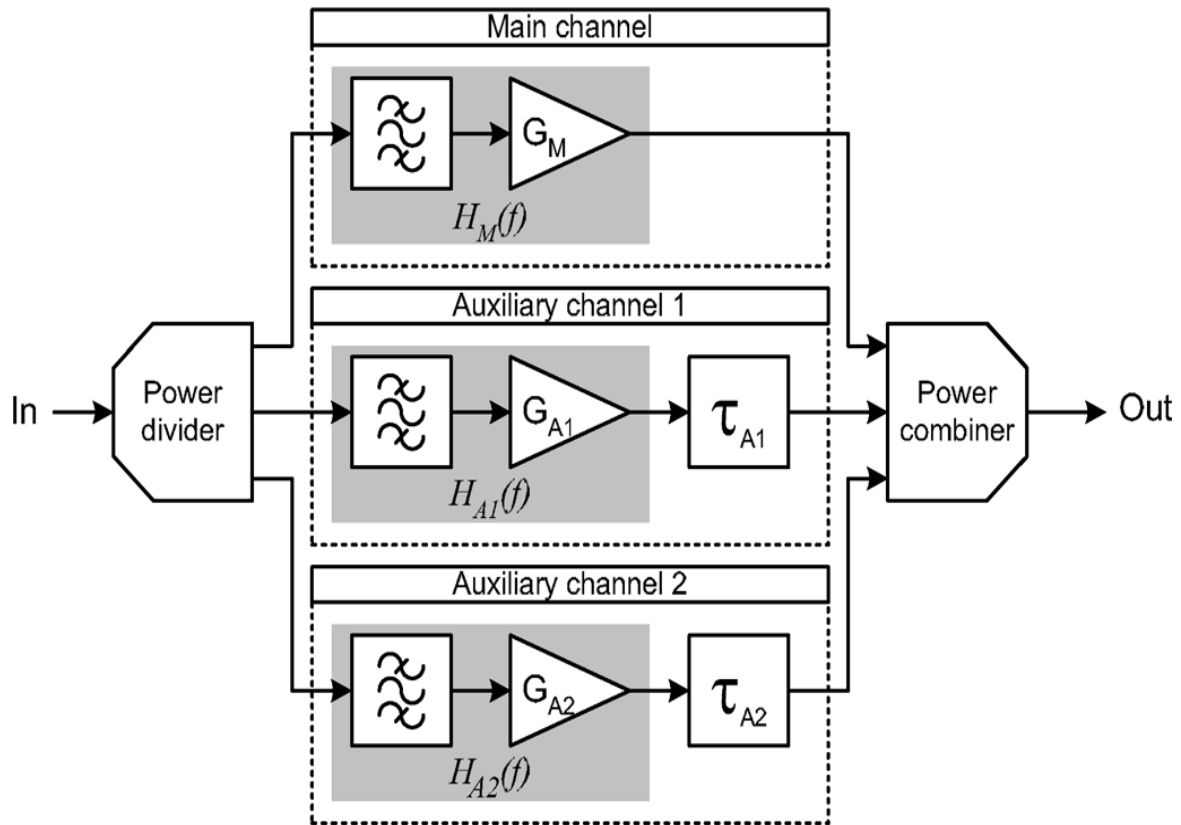


Figure III-8 : Bloc diagramme simplifié d'un circuit filtrant contenant deux zéros de transmissions [86].

L'utilisation de τ_{A1} et de τ_{A2} permettent d'avoir un filtre passe bande légèrement décalé vers le bas ou vers le haut par rapport à la fréquence centrale du filtre unitaire utilisé dans la branche principale. Un diviseur et un combineur sont respectivement placés en entrée et en sortie des trois branches. Par la soustraction de la fonction de transfert de la branche principale et des deux branches auxiliaires, deux zéros de transmission peuvent être obtenus.

Nous nous sommes donc proposés de travailler sur une structure comparable où des filtres N-path seraient substitués aux filtres récursifs.



III.5.1 Filtre channelisé à trois voies

Le schéma électrique simplifié du premier circuit testé est montré sur la Figure III-9.

On peut voir que la fonction division de puissance est réalisée par un LNA diviseur une voie différentielle vers trois voies différentielles. Cependant, si le LNA était placé en tête de la chaîne de réception, il pourrait être rapidement saturé par les interféreurs. Nous avons donc choisi de tirer parti des faibles pertes d'insertion et de la sélectivité du filtre 4-path différentiel présenté au paragraphe III.3, et de le placer en tête de la chaîne (F_M) afin de protéger le LNA.

Les deux voies auxiliaires sont réalisées à partir de filtres 4-path (F_{A1} et F_{A2}) décalés en fréquence par rapport au filtre F_M

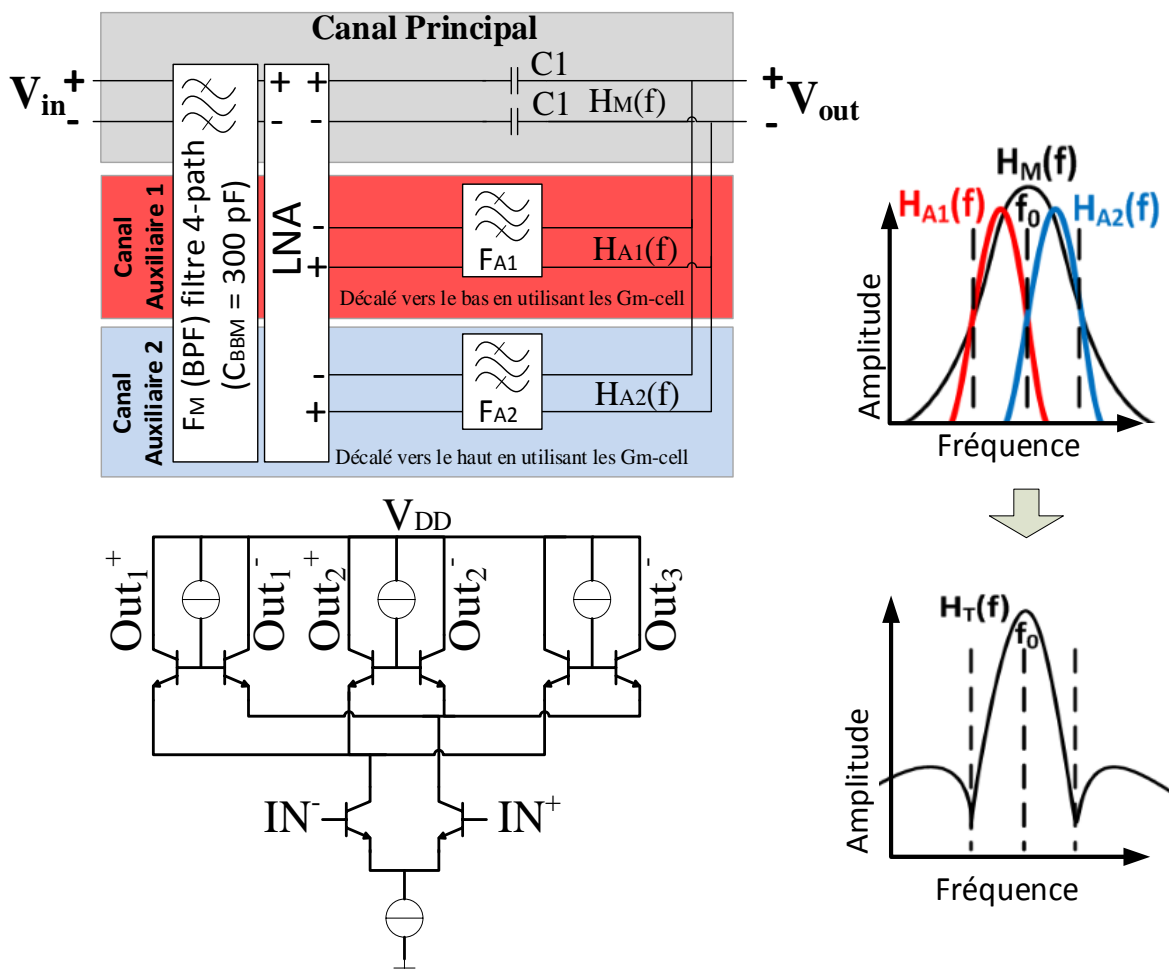


Figure III-9 : Schéma électrique simplifié du circuit global.



Les deux filtres auxiliaires doivent être décalé en fréquence par rapport à la voie principale (en bas ou en haut de la fréquence centrale). Or la fréquence centrale d'un filtre N-path est égale à f_{CLK} , il faudrait donc 3 horloges polyphases différentes pour les 3 filtres N-path implémentés. Dans [99], l'auteur montre que des transconductances G_m connectées en parallèles entre les quatre commutateurs constituant le filtre 4-path permettent de décaler la réponse fréquentielle du filtre à 4 path de sa fréquence f_{CLK} initiale. En effet, la fréquence centrale du filtre sera remplacée par $f_{CLK} + g_m / (2\pi C_{BB})$ et $f_{CLK} - g_m / (2\pi C_{BB})$ en connectant respectivement les g_m dans le sens horaire et dans le sens anti-horaire aux quatre voies constituant le filtre 4-path comme est illustrée sur la Figure III-10. C'est cette solution que nous avons choisi d'implémenter.

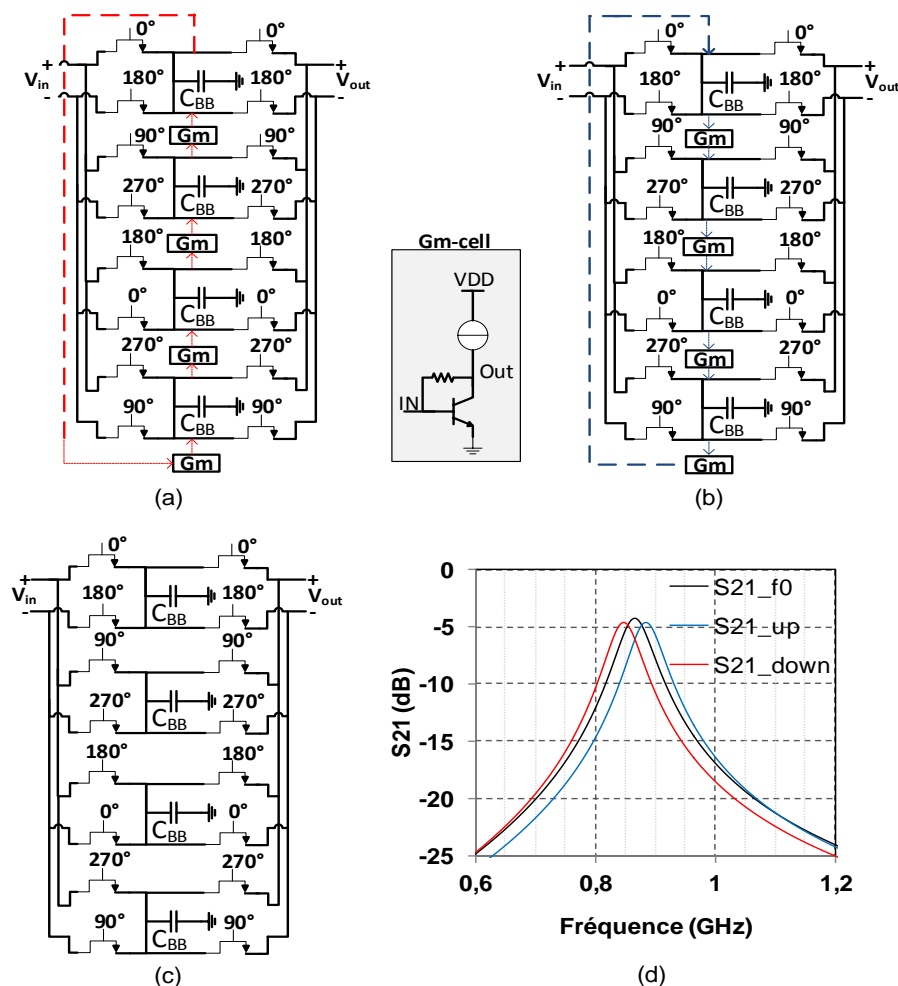


Figure III-10 : Topologies des filtres constituant le filtre channelisé, (a) : Filtre 4-path avec un décalage basse-fréquence, (b) : Filtre 4-path avec un décalage haute-fréquence, (c) : Filtre 4-path centré à f_0 , (d) : coefficient de transmission des trois filtres.

III.5.2 Fonction de transfert des filtres auxiliaires

Le calcul de la fonction de transfert du filtre illustré sur la Figure III-10(a) qui est configuré avec un décalage basse fréquence se fait de la manière suivante :

Rappelons la fonction de transfert d'un filtre à 'N' paths :

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} \text{sinc}^2 \left(\frac{K\pi}{N} \right) * G(s - jK\omega_0, K), \quad K \in \mathbb{Z} \quad (\text{III.1})$$

$$G(s, K) = \frac{1}{R_s + R_{sw}NY_{BB}(s, k) + 1}, \quad f_{in} \text{ autour de } kf_0 \text{ et } K \in \mathbb{Z} \quad (\text{III.2})$$

Avec N=4 (filtre 4-path). L'admittance effective en bande de base $Y(s, K)$ lorsque la fréquence est autour de $K*f_0$ (avec $1 \leq K \leq 3$) est donnée par :

$$Y(s, 1) = C_{BB}(s - j\omega_{BB}) \quad (\text{III.3})$$

$$Y(s, 2) = sC_{BB} - g_m \quad (\text{III.4})$$

$$Y(s, 3) = C_{BB}(s + j\omega_{BB}) \quad (\text{III.5})$$

Avec

$$\omega_{BB} = \frac{g_m}{C_{BB}} \quad (\text{III.6})$$

Donc,

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi}{4} \right) [G(s - j\omega_0, 1) + G(s + j\omega_0, -1)] \\ &= \frac{8}{\pi^2} [G(s - j\omega_0, 1) + G(s + j\omega_0, -1)] \end{aligned}$$

Cependant,

$$G(s \pm j\omega_0, 1) = \frac{1}{1 + 4R(sC_{BB} \pm jg_m)} \text{ avec } R = R_s + R_{sw}$$



soit,

$$H(s) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{1}{1 - j4g_m R + 4RC_{BB}(s - j\omega_0)} \right] + \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{1}{1 + j4g_m R + 4RC_{BB}(s + j\omega_0)} \right]$$

Finalement,

$$H(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BB}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BB}} + \left(\omega_0 - \frac{g_m}{C_{BB}}\right)^2} \right] \quad (\text{III.7})$$

De même et en remplaçant g_m par $-g_m$, la fonction de transfert du filtre configuré avec un décalage en haut de la fréquence centrale est donnée par :

$$H(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BB}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BB}} + \left(\omega_0 + \frac{g_m}{C_{BB}}\right)^2} \right] \quad (\text{III.8})$$

La topologie de du circuit filtrant global (filtre channelisé) illustré sur Figure III-9 est simple et très facile à mettre en œuvre. Cependant, l'ajout des g_m dégradera les performances du circuit en termes de linéarité et de bruit. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à la possibilité de créer un ou plusieurs zéro(s) de transmission à l'aide de filtres centrés à f_0 .

III.5.3 Topologie originale d'un filtre channelisé avec un seul zéro de transmission

L'objectif est d'abord d'obtenir un seul zéro de transmission avec l'utilisation de deux branches (une branche de la voie principale et une seule branche de la voie auxiliaire) dont les réponses de filtrage sont centrées à f_0 . Cela donne naissance à la conception d'une nouvelle topologie de filtres N-path channelisés accordables avec un seul zéro de transmission.

III.5.3.1 Principe de fonctionnement du filtre channelisé contenant un seul zéro de transmission

Le principe de fonctionnement de l'architecture du filtre proposé est illustré sur le schéma de la Figure III-11. La Figure III-11(a) montre le schéma global du filtre, la Figure III-11(b) représente le LNA utilisé contenant deux sorties différentielles, et la Figure III-11(c)



représente le principe de fonctionnement. Le circuit proposé utilise deux filtres 4-path et sa topologie diffère de toutes les autres topologies déjà existantes dans la littérature par sa simplicité.

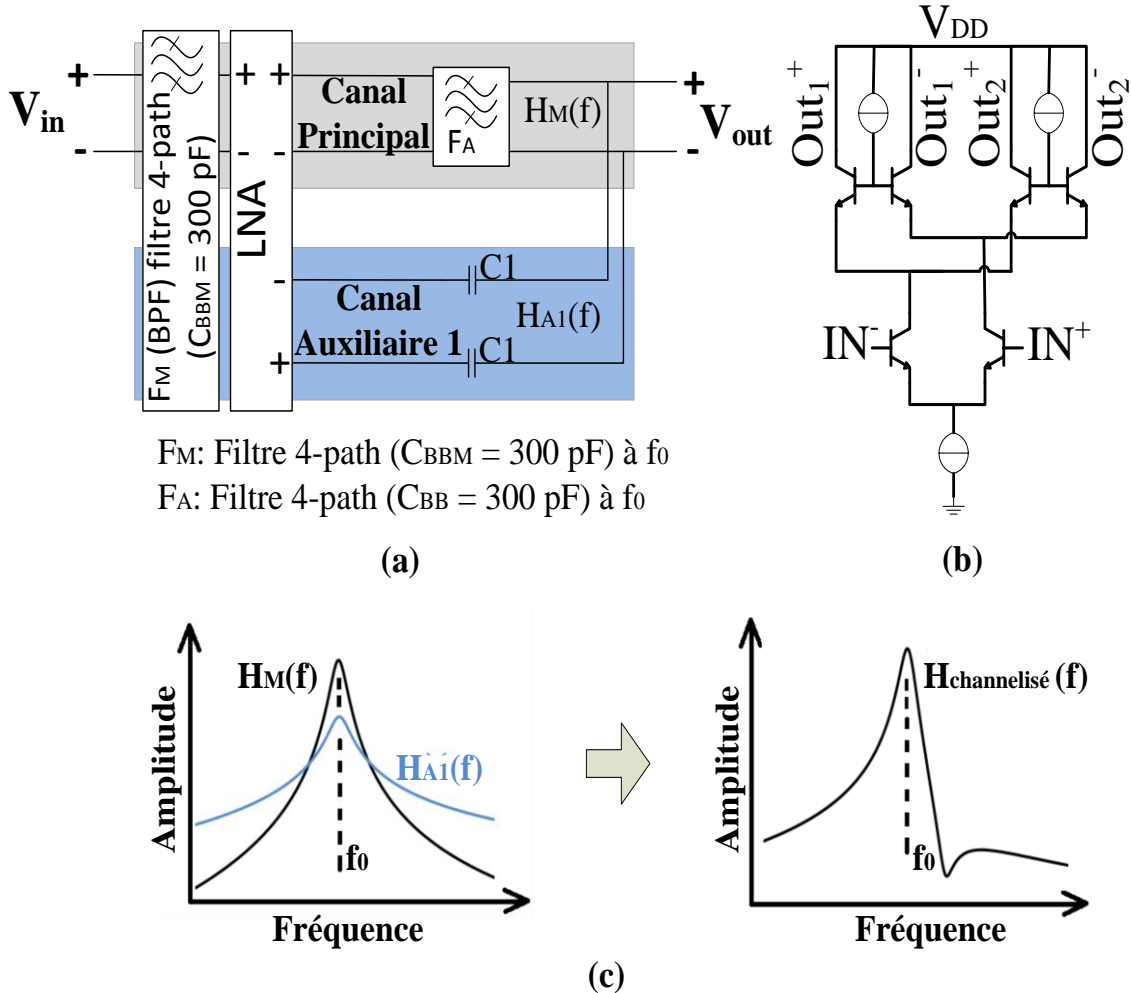


Figure III-11 : Structure du filtre proposé, (a) : bloc diagramme, (b) : schéma électrique simplifié du LNA, (c) : principe de fonctionnement.

La topologie du filtre différentiel présentée sur la Figure III-2 est utilisée pour chacun des deux filtres 4-path constituant le filtre channelisé.

L'étude théorique et les résultats de simulations du filtre channelisé initialement conçu avec deux branches à base de filtres 4-path sont détaillés ci-dessous :

La création d'un seul zéro de transmission hors de la bande passante est possible avec l'architecture du filtre proposée dans la figure précédente (Figure III-11(a)). Elle se fait grâce



à la soustraction des sorties du canal principal et le canal auxiliaire à condition que le canal principal présente un ordre plus grand que celui du canal auxiliaire (Figure III-11(c)).

Le pré-filtre sélectif (F_M) est inséré à l'entrée du récepteur pour obtenir un niveau d'atténuation supérieur à 10 dB à 23 MHz de la fréquence centrale du canal considéré. Ce pré-filtre est suivi d'un bloc à double fonctionnalité qui sert à la fois de LNA et de diviseur différentiel de deux branches.

Enfin, l'une des deux branches différentielles du LNA est connectée à un autre filtre 4-path ' F_A ' tandis que la deuxième branche est conçue par une ligne simple. Les sorties de ces deux branches sont connectées en parallèle. Le circuit global, sera donc formé par deux canaux à savoir le canal principal et le canal auxiliaire qui sont constitués de la manière suivante :

- Le canal principal est constitué de l'association du pré-filtre 4-path ' F_M ', la première voie différentielle du LNA et d'un autre filtre 4-path ' F_A ', ce qui forme globalement un filtre d'ordre 2.
- Le canal auxiliaire A_1 est simplement composé par l'association du pré-filtre ' F_M ', de la deuxième voie différentielle du LNA et d'une simple ligne, ce qui est globalement équivalent à un filtre d'ordre 1.

Lorsque la phase et l'amplitude du canal principal et auxiliaire sont identiques à une fréquence particulière, un zéro de transmission est créé dans cette fréquence. Les fonctions de transfert des filtres F_M et F_{A1} sont donnés par :

$$H_{FM}(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BBM}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BBM}} + \omega_0^2} \right] \quad (\text{III.9})$$

$$H_{FA}(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BB1}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BB1}} + \omega_0^2} \right] \quad (\text{III.10})$$



C_{BBM} et C_{BB1} qui sont égales à 300 pF représentent respectivement les capacités en bande de base de chacun des deux filtres de la voie principale et de la voie auxiliaire, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $R=R_S+R_{SW}$. R_S représente l'impédance de source qui est égale à 50 Ω et R_{SW} est la résistance des commutateurs ($R_{SW} \approx 10 \Omega$).

Les fonctions de transfert de chacune de la voie directe et de la voie auxiliaire s'écrivent de la manière suivante :

$$H_M(S) = H_{FM}(S) * G1 * H_{FA}(S) \quad (III.11)$$

$$H_{A1}(S) = H_{FM}(S) * G2 \quad (III.12)$$

Avec $G1$ égal à 20 dB et $G2$ égal à 10 dB qui représentent respectivement le gain de la voie directe et de la voie auxiliaire.

Finalement, la fonction de transfert du filtre channelisé global peut s'écrire ainsi :

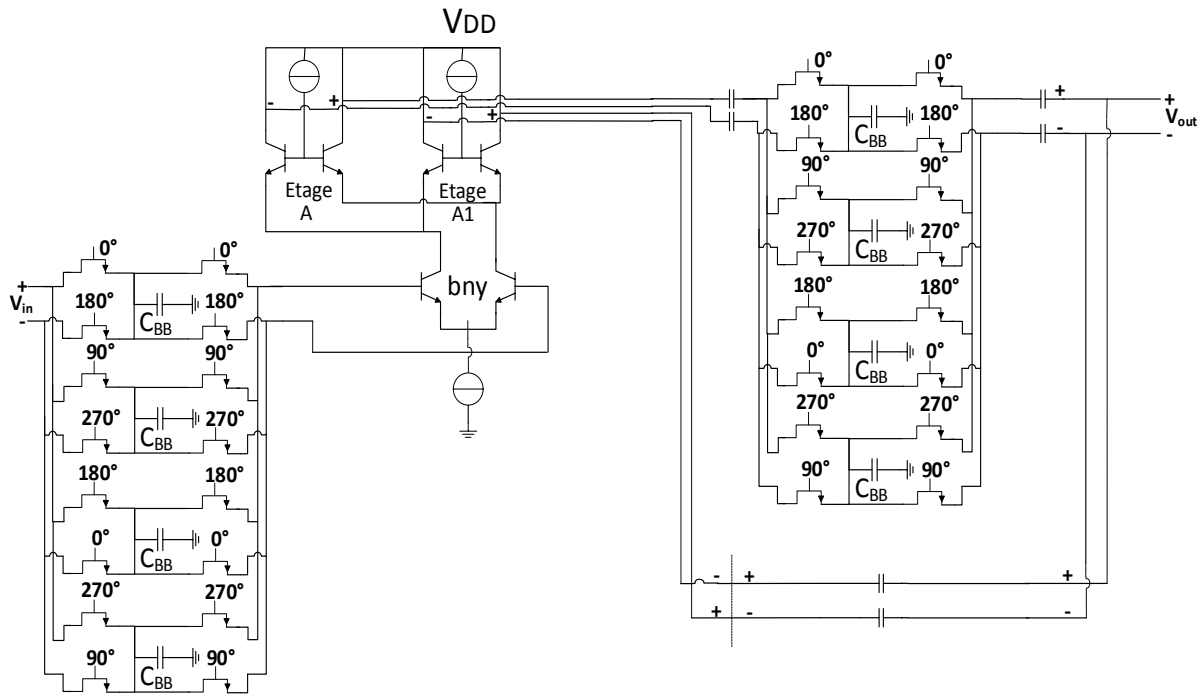
$$H_{Channelized}(S) = H_M(S) - H_{A1}(S) \quad (III.13)$$

De cette façon et en concevant de manière appropriée chacun des deux principaux filtres du canal principal et du canal auxiliaire et conformément à (III.13), un zéro de transmission est créé à une fréquence supérieure à la fréquence centrale. Ceci permet de diminuer la largeur de la bande passante et d'accroître la sélectivité globale.

III.5.3.2 Résultats de simulation

Le circuit global présenté sur la Figure III-12 a été conçu avec la technologie QUBiC4XI BiCMOS 0,25 μm de NXP. Les deux filtres 4-paths utilisent des transistors NMOS en commutation (32*NMOS utilisés pour la conception des deux filtres 4-path déployés) tandis que des transistors bipolaires (6) ont été utilisés pour l'étage d'amplification faible bruit (LNA).





FM: Filtre 4-path (C_{BB} = 300pF)
 FA: Filtre 4-path (C_{BB} = 300pF)

Figure III-12 : Schéma électrique simplifié du circuit global.

Les paramètres [S] simulés à la fréquence 500 MHz du circuit global sont présentés sur la Figure III-13.

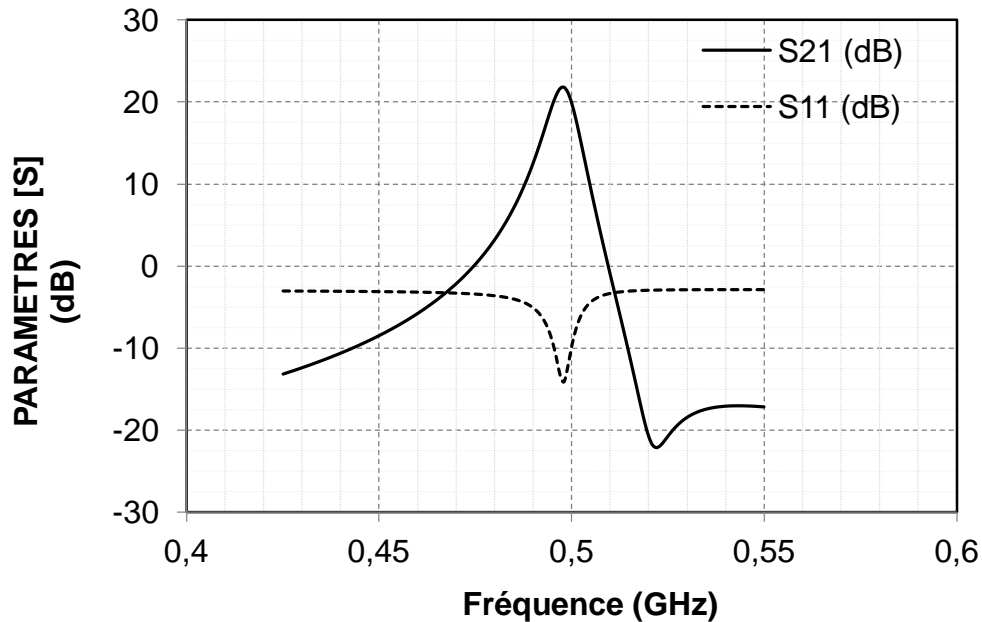


Figure III-13 : Paramètres [S] du circuit réalisé contenant un seul zéro de transmission simulé à la fréquence 500MHz.



Le circuit filtrant présente un gain supérieur à 18 dB pour toutes les fréquences d'accord. La fréquence centrale peut être réglée en changeant la fréquence f_{CLK} de l'horloge utilisée. La plage d'accord du circuit est de 0,2 à 1 GHz comme est montré sur la Figure III-14. Le bruit (NF) du circuit varie entre 4,7 et 6,9 dB dans la même gamme de fréquence d'accord.

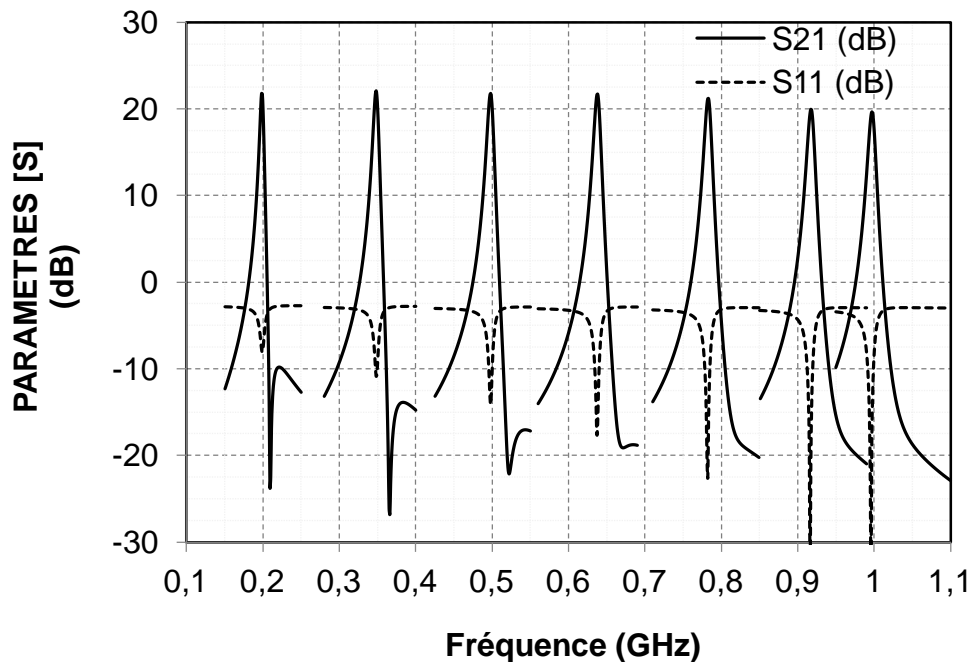


Figure III-14 : Accordabilité de la fréquence centrale de 0,2 à 1 GHz.

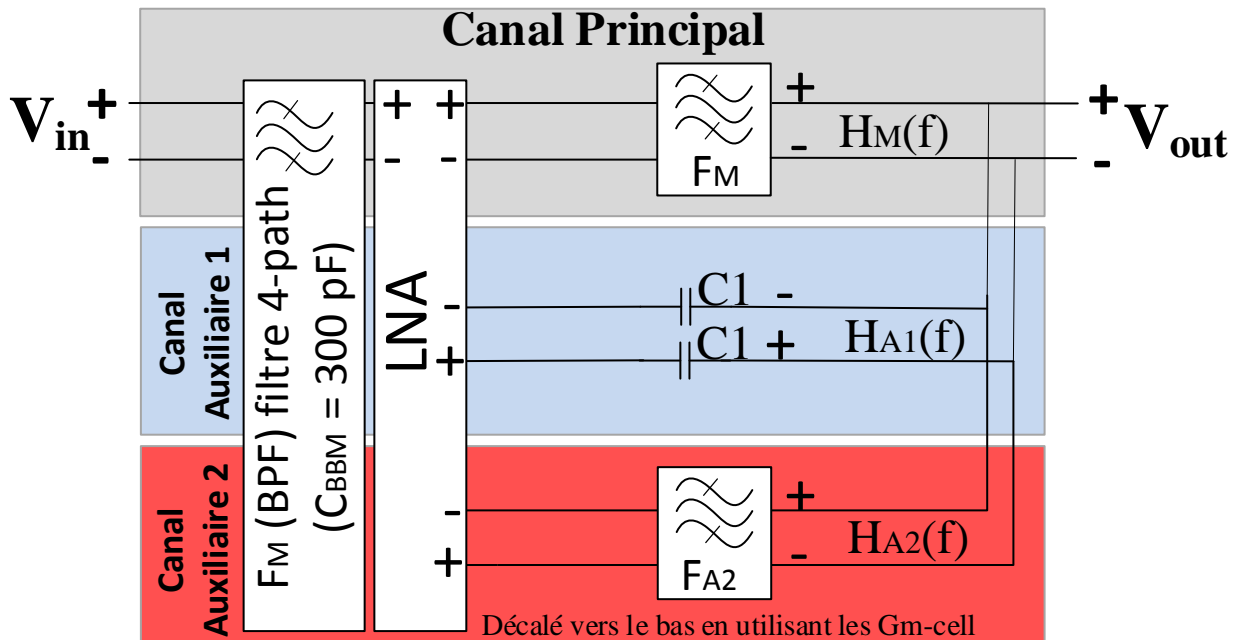
Le circuit maintient de bonnes performances en termes de sélectivité, de gain, de bruit et de linéarité ($P_{1dB\ min} = -20\ dBm$) sur toute la plage d'accord de fréquence centrale. Cette première topologie du filtre passe bande channelisé conçue est originale. Elle diffère de toutes les autres topologies de filtres channelisés trouvées dans la littérature par sa simplicité. En effet, cette topologie n'utilise pas de stop bande (notch) mais elle déploie simplement deux filtres passe bande à base de quatre commutateurs identiques.

III.5.4 Topologie finale proposée du filtre channelisé avec deux zéros de transmission

Cependant pour l'application visée, les exigences de sélectivité sont élevées de part et d'autre de la bande passante. Nous nous intéressons donc, à présent, à la réalisation d'un filtre channelisé présentant deux zéros de transmission. Le principe de fonctionnement du filtre proposé ainsi que les résultats de simulations sont présentés dans les paragraphes suivants.

III.5.4.1 Principe du filtre proposé

Le diagramme simplifié ainsi que le principe de fonctionnement du circuit final proposé est montré sur la Figure III-15.



Avec :

F_M : Filtre 4-path ($C_{BBM} = 300 \text{ pF}$) à f_0

F_{A2} : Filtre 4-path ($C_{BB2} = 50 \text{ pF}$) à $f_0 - \Delta f$

Figure III-15 : Bloc diagramme du circuit global proposé.

En effet, la topologie finale du filtre channelisé à trois branches est basée sur la topologie du filtre précédent (filtre canalisé avec un seul zéro de transmission) à laquelle on vient ajouter une autre branche contenant un autre filtre 4-path, légèrement décalé vers les fréquences basses.

III.5.4.2 Etude théorique de la structure à 3 branches proposée

Comme le cas du circuit précédent (le filtre canalisé avec un seul zéro de transmission), la fonction du pré-filtre F_M est toujours la même à savoir l'obtention d'un niveau d'atténuation supérieur à 10 dB à 23 MHz de la fréquence centrale du canal considéré. Cependant, le bloc du LNA initialement conçu avec deux branches, réalise maintenant une

division sur trois branches. Une branche pour la voie principale, une branche pour la voie auxiliaire A_1 et une autre branche pour la voie auxiliaire A_2 . Ces trois branches sont configurées de la manière suivante :

- Le canal principal est constitué de l'association « pré-filtre 4-path ' F_M ' + voie 1 du LNA + filtre 4-path ' F_M ' ».
- Le canal auxiliaire A_1 est constitué de l'association « pré-filtre 4-path ' F_M ' + voie 2 du LNA + ligne simple ».
- Le canal auxiliaire A_2 est constitué de l'association « pré-filtre 4-path ' F_M ' + voie 3 du LNA + filtre 4-path ' F_{A2} ' ».

Le premier zéro de transmission se trouvant au-dessus de la fréquence centrale est obtenu par la combinaison du canal principal et du canal auxiliaire A_1 sur le principe du filtre avec un seul zéro de transmission mentionné dans le paragraphe III.5.3.

Le second zéro de transmission se trouvant en dessous de la fréquence centrale est obtenu par la combinaison du canal principal et du canal auxiliaire A_2 . La condition pour créer un zéro de transmission en bas de la fréquence centrale reste identique : le canal principal doit présenter une sélectivité plus grande que celle du canal auxiliaire A_2 . C'est pourquoi le filtre 4-path ' F_{A2} ' est configuré avec une capacité C_{BB1} plus faible que celle de C_{BBM} de manière à ce que la réponse de filtrage de la combinaison $F_M * F_A$ soit plus sélective que celle de la combinaison $F_M * F_{A2}$.

Les fonctions de transfert des filtres F_M et F_{A2} utilisés sont données par :

$$H_{FM}(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BBM}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BBM}} + \omega_0^2} \right] \quad (\text{III.14})$$

$$H_{FA2}(S) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{\frac{S}{2RC_{BB2}}}{S^2 + \frac{S}{2RC_{BB2}} + \left(\omega_0 - \frac{G_m}{C_{BB2}}\right)^2} \right] \quad (\text{III.15})$$



C_{BBM} et C_{BB2} sont respectivement égales à 300 pF et 50 pF. Elles représentent respectivement les capacités en bande de base de chacun des deux filtres de la voie principale et de la voie auxiliaire A_2 .

La fonction de transfert de la voie directe et de la voie auxiliaire s'écrivent de la manière suivante :

$$H_M(S) = H_{FM}^2(S) * G1 \quad (III.16)$$

$$H_{A1}(S) = H_{FM}(S) * G2 \quad (III.17)$$

$$H_{A2}(S) = H_{FM}(S) * G3 * H_{FA2}(S) \quad (III.18)$$

Avec $G1 = 20$ dB et $G2 = G3 = 10$ dB qui représentent respectivement le gain de la voie directe et le gain des deux voies auxiliaires.

Finalement, la fonction de transfert du filtre channelisé global peut s'écrire :

$$H_{Channelised}(S) = H_M(S) - H_{A1}(S) - H_{A2}(S) \quad (III.19)$$

Les deux filtres 4-path F_M et F_{A2} sont conçus pour créer deux zéros de transmissions autour de la fréquence centrale ce qui permet de régler précisément la largeur de la bande passante et d'augmenter la sélectivité globale du circuit filtrant. De cette manière, le filtre channelisé accordable à base de deux filtre 4-path et contenant deux zéros de transmissions a été conçu.

III.5.4.3 Résultats de simulation

La Figure III-16 présente le schéma électrique simplifié du circuit global réalisé tandis que la Figure III-17 présente le dessin du masque (layout) du même circuit conçu. Ce filtre channelisé déploie d'une part 48 transistors NMOS utilisés comme commutateurs constituant les trois filtres $2 * F_M$ et F_{A2} et d'autre part 8 transistors bipolaires et cela sans compter les transistors MOS constituant les miroirs de courant du LNA ainsi que la partie digitale de l'horloge conçue.



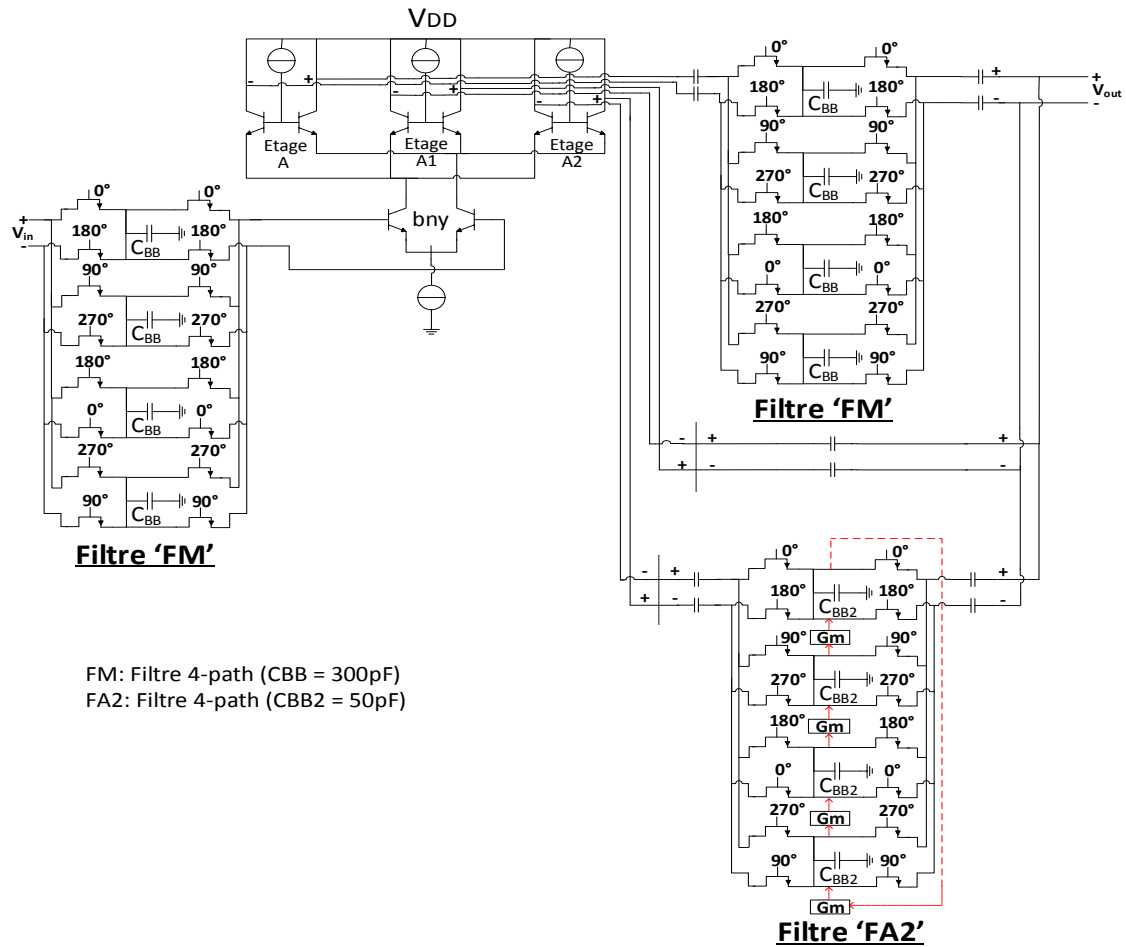


Figure III-16 : Schéma électrique simplifié du circuit global.

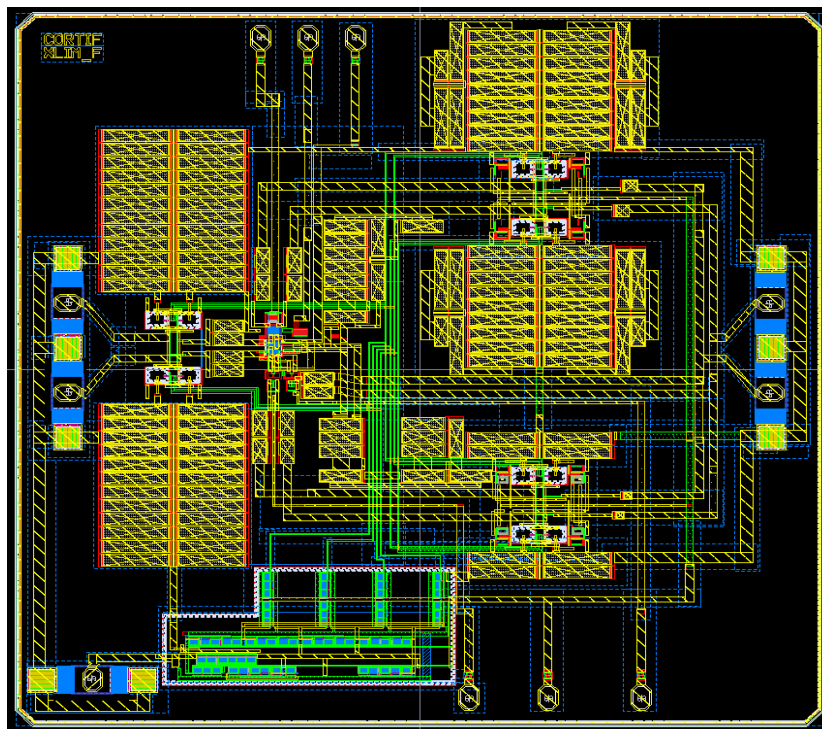


Figure III-17 : Dessin du masque du circuit réalisé.



Les deux accès RF sont implémentés en configuration 'GSGSG' pour l'entrée et la sortie et sept plots de tension continue (DC) sont répartis de la manière suivante : cinq plots pour le LNA, un plot pour le G_m (il peut être utilisé pour décaler le zéro de transmission se trouvant en bas de la fréquence centrale.) et un autre plot pour le signal CLK de commande du générateur d'horloge polyphase. Il occupe une surface de $3,8 \text{ mm}^2$ incluant tous les plots cités précédemment.

Les paramètres [S] ainsi que le facteur de bruit du circuit global sont présentés sur la Figure III-18 simulés à la fréquence 500 MHz.

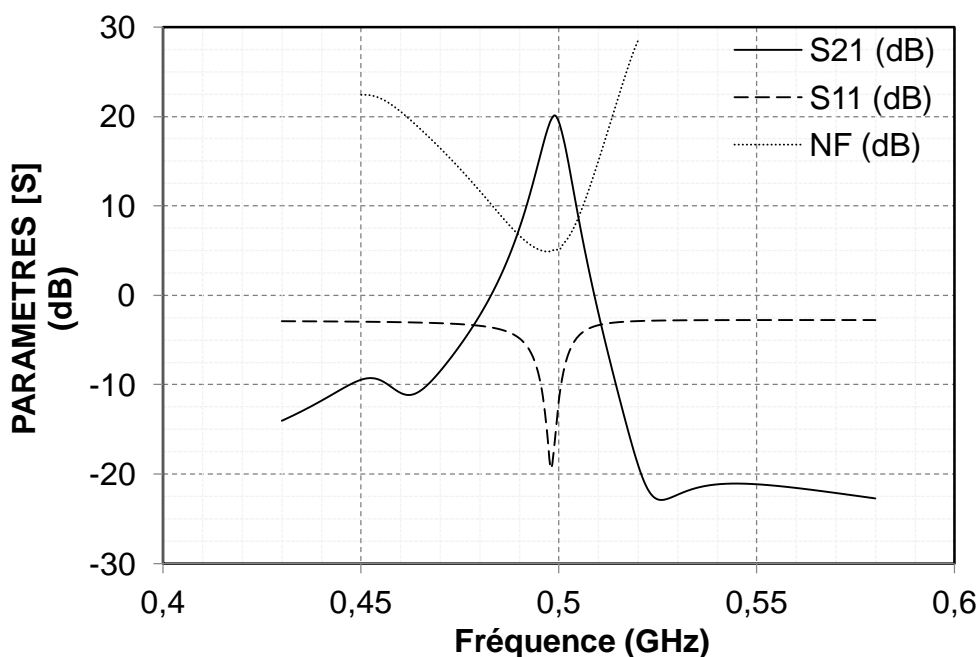


Figure III-18 : Paramètres [S] et NF du circuit réalisé pour une configuration à la fréquence 500MHz.

Le circuit filtrant présente deux zéros de transmissions situés de part et d'autre de la fréquence centrale. L'accord de la fréquence d'horloge f_{CLK} permet de décaler en fréquence la fonction de transfert comme le montre la Figure III-19. Il présente un gain supérieur à 20 dB autour des fréquences d'accord allant de 0,2 à 0,65 GHz. Au dessus de la fréquence 0,65 GHz, le gain commence à diminuer pour atteindre 16 dB autour de 1 GHz. Cela est principalement dû au gain du LNA qui commence à chuter à partir de cette fréquence. Le point de compression à 1 dB simulé à la fréquence 500 MHz (Figure III-20) est égal a -16 dBm.



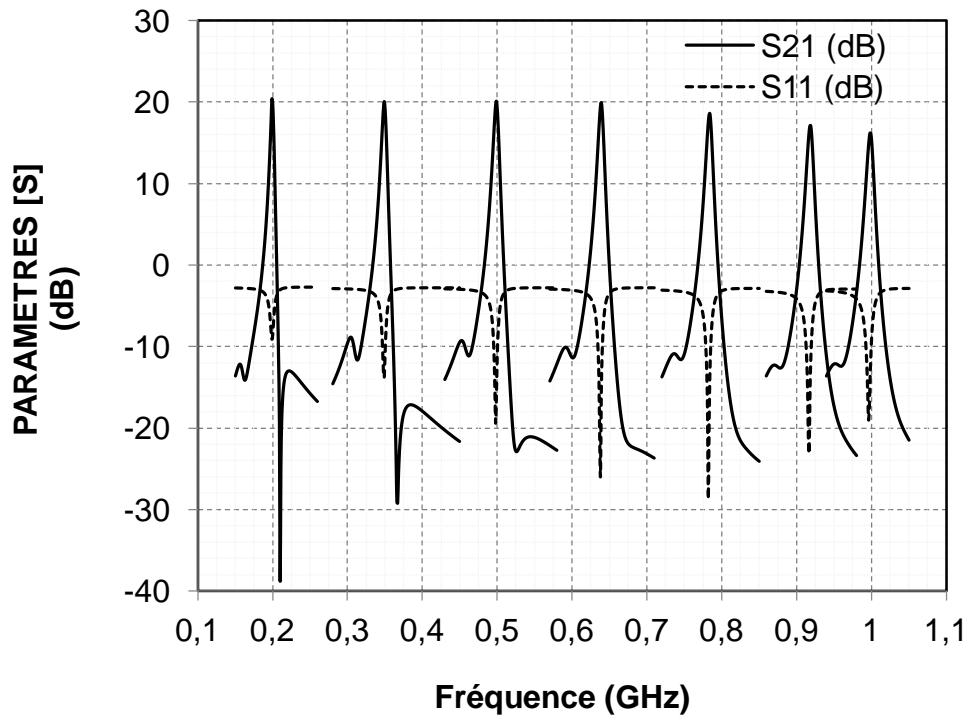


Figure III-19 : Accordabilité de la fréquence centrale de 0,2 à 1 GHz.

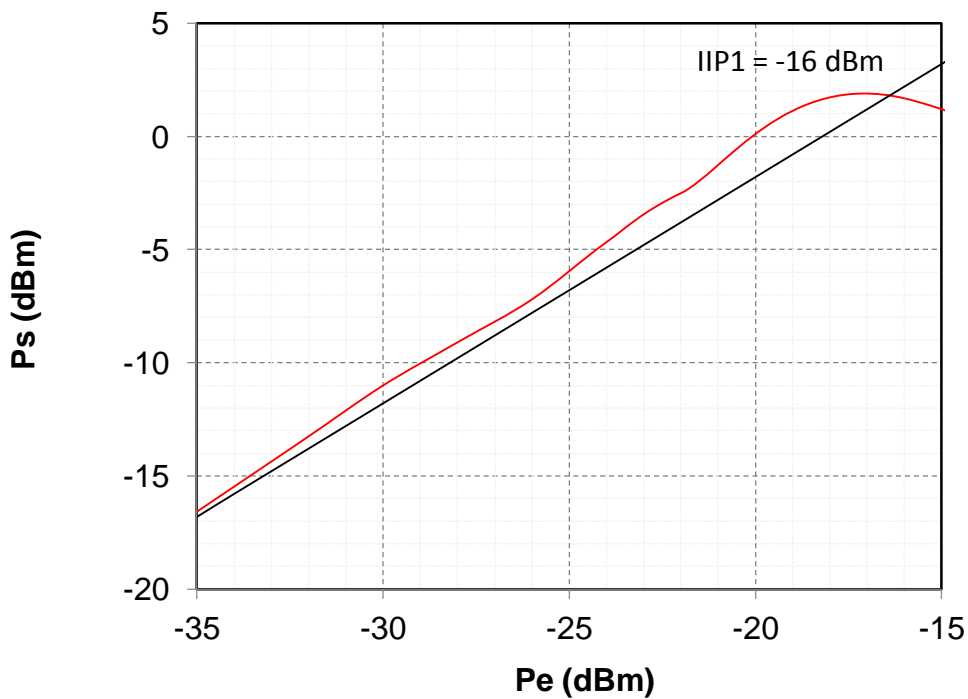


Figure III-20 : IIP1 du circuit fonctionnant à la fréquence 500 MHz.

Un récapitulatif des performances obtenues du circuit présenté dans ce chapitre ainsi qu'une comparaison avec des structures équivalentes rencontrées dans l'état de l'art sont résumées dans le tableau suivant :



Tableau III-3 : Comparaisons des performances obtenues

	2014 [125]	2015 [102]	2016 [124]	Ce travail
Fréquence (GHz)	0,1 à 1	0,6 à 1,8	0,2 à 1,2	0,2 à 1
Max. de Gain (dB)	23	20, 3	21	20,3
BW _{-3dB} (MHz)	12	8,7	6,2	4 à 6
NF (dB)	5,5 à 7,6	3,04	4,5 à 6,2	4,7 à 7,7
Réjection (dB)	30	63.2	-	30 à 60
IIP3 (OOB) (dBm)	5,5 à 8,7	18,97	18	6
VDD	1,2	1,2	1,2	2,5
Consommation (mW)	74 à 146	31,8 à 70,5	33 à 70	350
CMOS Tech.	65 nm	65 nm	65 nm	0,25 μ m

À l'exception du facteur de consommation qui est directement lié à la technologie utilisée, le Tableau III-3 révèle que la topologie proposée permet d'atteindre des performances comparables avec des travaux trouvés dans l'état de l'art bien que ces derniers déploient des technologies plus récente que celle déployé dans ce travail (exemple : 0,25 μ m vs 65 nm).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre le cahier des charges de la fonction à développer dans le cadre du projet Européen Catrene CORTIF a été présenté. Une étude préliminaire des potentialités des filtres N-path ainsi qu'une étude bibliographique des structures N-path ultra sélectives ont été menées. Une nouvelle famille de filtres channelisés dont les branches sont constituées de filtres N-path a été introduite et étudiée. Deux structures originales ont été ensuite conçues et les résultats de simulation post layout ont été présentés :

- Un filtre channelisé 2 branches constitué d'un LNA différentiel une voie vers deux et de deux filtres 4-path identiques. Cette structure, outre son originalité et sa simplicité présente d'excellentes performances électriques



- Un filtre channelisé 3 branches dérivé du précédent au quel on a additionné une voie auxiliaire décalée vers les fréquences basses.

Les performances simulées de ces structures sont d'autant plus remarquables qu'elles sont comparables à celles des meilleurs circuits de l'état de l'art alors que nous les avons conçues avec une technologie bien moins favorable.

