

Conception d'un filtre bi-bande intégré dédié au système GNSS



IV.1 Introduction

Le GNSS (Global Navigation Satellite System) est un système de localisation et de navigation regroupant plusieurs systèmes tel que le GPS, le GLONASS et le GALILEO. Il a pour but de déterminer la position et la vitesse d'un point à la surface ou au voisinage de la terre avec une précision élevée. En effet, le système GNSS opère dans les deux bandes de fréquences 1215 - 1300 MHz et 1559 - 1610 MHz pour récolter simultanément les données venant des systèmes mentionnés précédemment. D'où l'objectif de cette partie du travail qui réside dans la conception d'un bloc LNA-filtre bi-bande intégré opérant dans les deux bandes de fréquences utilisées par le GNSS. La topologie de filtrage bi-bande proposée dans ce travail est une structure totalement innovante. En effet, elle est basée sur celle d'un coupleur où la sortie RF du filtre est simplement la sortie image du coupleur tandis que la sortie RF du coupleur est chargée par un circuit ouvert. La réponse du filtrage bi-bande est obtenue par la combinaison des signaux transversaux qui, initialement constitués le coupleur. Le LNA filtrant a été réalisé en technologie BiCMOS SiGe:C.

IV.2 Intérêt d'utiliser un filtre bi-bande

Le choix d'une solution déployant un filtre bi-bande et non pas celle d'un filtre accordable (comme dans Chapitre III) se justifie par le besoin de réceptionner simultanément les données provenant des systèmes constituant le GNSS. En effet, la récolte simultanée d'informations envoyées par chaque système (GPS, GLONASS et GALILEO) donne la possibilité d'avoir un positionnement très précis. Étant donné que les données proviennent de trois systèmes différents constituant le GNSS, une moyenne peut être calculée ce qui revient à dire que le taux d'erreur du système global (GNSS) sera moins élevé que si les données provenaient seulement d'un seul système (par exemple le GPS). D'autre part, en cas de perte d'un signal de l'un des systèmes (GPS, GLONASS ou GALILEO), les informations envoyées par les autres systèmes seront toujours disponibles. La Figure IV-1 montre les deux bandes de fréquences visées du système GNSS à savoir la bande de fréquence inférieure (1215 - 1300 MHz) et la bande de fréquence supérieure (1559 - 1610 MHz). Concernant la bande inférieure, elle est utilisée pour des services de radionavigation par satellite (RNSS : Radio Navigation Satellite Service). La bande supérieure quant à elle, peut aussi être utilisée pour



des services de radionavigation par satellite comme elle peut être exploitée pour des services de radionavigation dans le domaine de l'aviation (ARNS : Aviation Radio Navigation Service).

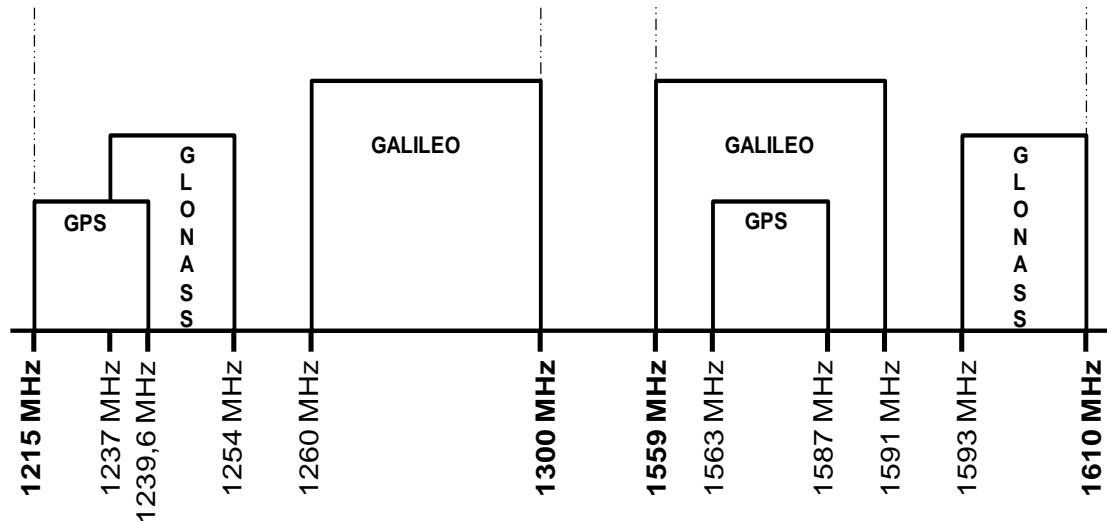


Figure IV-1 : Bandes de fréquences du système GNSS.

Avant de passer à la présentation de la phase de conception du circuit filtrant réalisé dans cette partie de ma thèse, les spécifications du bloc analogique LNA-Filtre visé sont présentées. Nous effectuons, par la suite, un état de l'art de quelques travaux de circuits filtrants opérants dans les deux bandes de fréquences du système GNSS.

IV.3 Spécifications demandés

Le circuit à concevoir est illustré sur la Figure IV-2. Il sera réalisé en technologie intégrée - en utilisant la filière BiCMOS SiGe:C de NXP. L'utilisation d'un LNA filtrant bi-bande en lieu et place d'un LNA large bande permet de réduire les contraintes du filtre RF (conçu en passif) et placé au premier étage de la chaîne de réception.

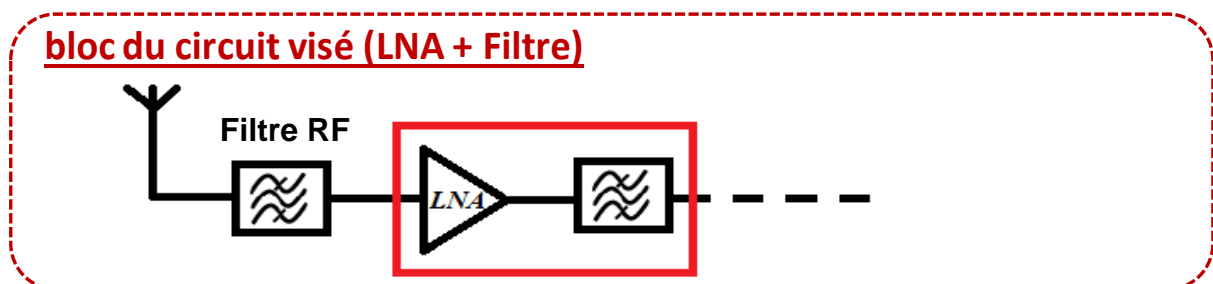


Figure IV-2 : Bloc simplifié du LNA filtrant réalisé.



Les spécifications d'amplification dans les deux bandes sont données ci-dessous :

- Gain > 10 dB,
- NF < 3 dB,
- Point de compression à -1 dB (IIP1) > -22 dBm.

Les spécifications de filtrage sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau IV-1 : Spécifications de filtrage

	F_{\min}	F_{\max}	Amplitude (dB)
[S21]	1,012	1,112	-30
[S21]	1,112	1,162	-15
[S11]	1,2126	1,2988	-13
[S21]	1,344	1,393	-5
[S21]	1,393	1,455	-15
[S21]	1,455	1,505	-5
[S11]	1,555	1,595	-13
[S21]	1,645	1,695	-5
[S21]	1,695	1,795	-30



IV.4 Etat de l'art sur les filtres bi-bande existants

Plusieurs travaux dans la littérature traitent la conception de circuits filtrants bi-bandes tel que les travaux publiés dans [126] - [131] dont [128] qui est été destiné à la même application que celle visée dans ce chapitre. Aucun de ces travaux n'a été réalisé en technologie silicium ce qui rend ce travail unique en son genre.

La topologie de base du circuit bi-bande réalisée est illustrée sur la Figure IV-3. Ce circuit a été développé en collaboration avec l'université d'Alcala (Madrid). La topologie originale avaient été fabriquée en utilisant des technologies hybrides et à base d'éléments distribués [126], [127].

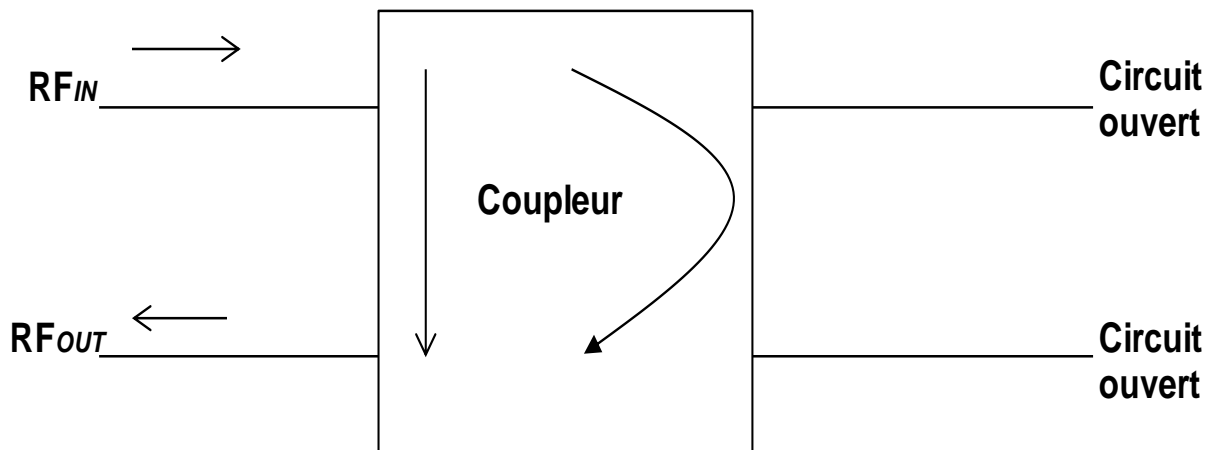


Figure IV-3 : Schéma de principe du filtre bi-bande.

L'originalité de ce circuit repose sur la mise en œuvre d'un coupleur de type « branch line » où la sortie du filtre (RF_{OUT}) se trouve être prise sur la sortie isolée du coupleur alors que les sorties du coupleur sont chargées par un circuit ouvert. Dans ce cas-là et par la combinaison des signaux transversaux du coupleur, une réponse de filtrage, bi-bande et très sélectif, peut être obtenue. Ce filtre peut être considéré comme appartenant à la famille des filtres à interférences.

Deux exemples de ce filtre ont été réalisés auparavant. La première version de ce filtre est présentée sur la Figure IV-4(a). Elle a été réalisée en technologie hybride alors que la deuxième version de ce circuit est réalisée avec des éléments distribués comme montré sur la Figure IV-4(c).



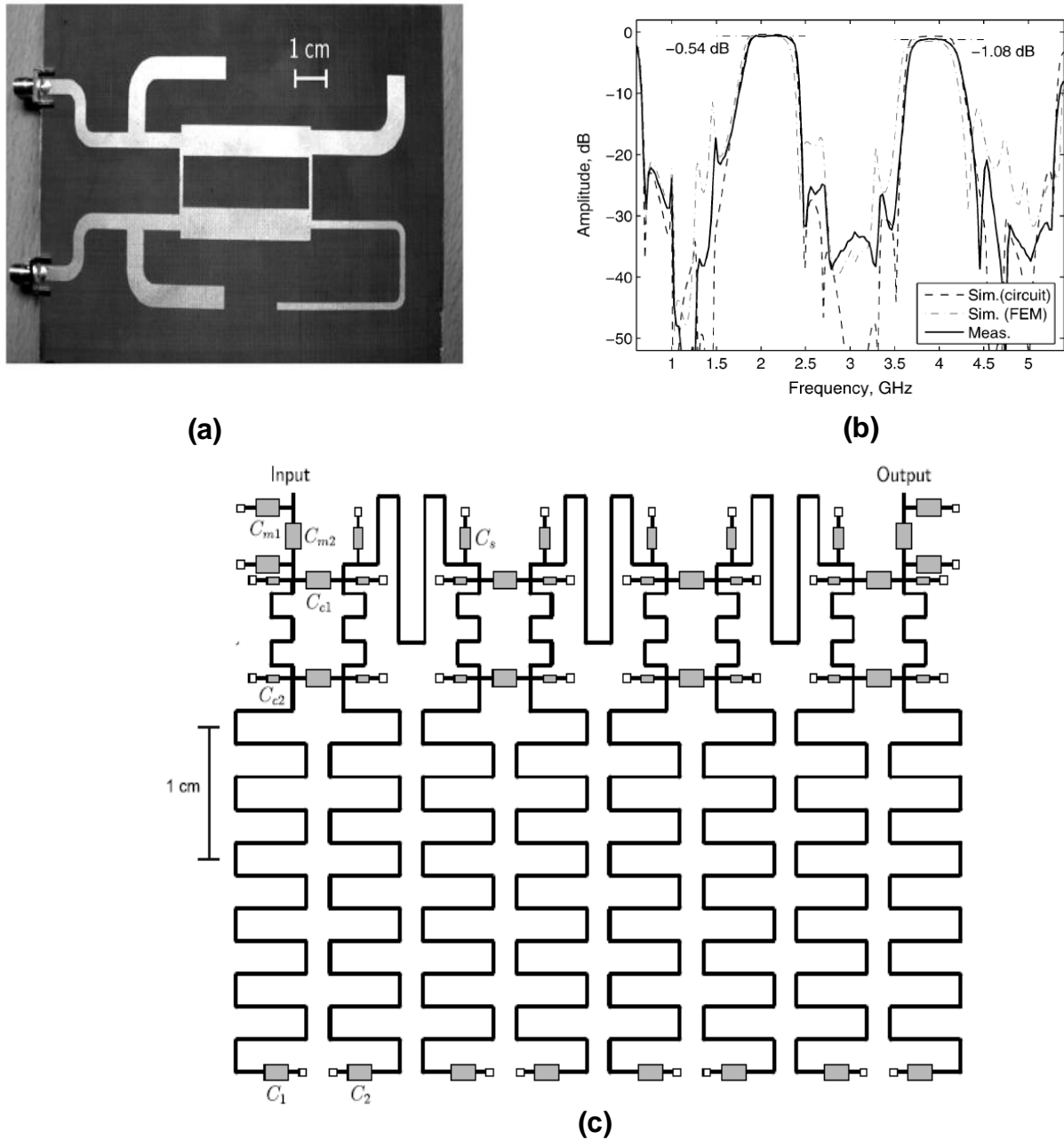


Figure IV-4 : Topologies et coefficient de transmission du filtre bi-bande déjà réalisé, (a) : Filtre conçu en technologie hybride [126], (b) : Coefficient de transmission S_{21} du filtre conçu en technologie hybride+ [126], (c) : Filtre conçu avec en éléments distribués [127].

Les résultats obtenus avec cette topologie montrent que les pertes d'insertion sont faibles et qu'une très forte réjection est obtenue. Dans la continuité des travaux déjà réalisé au sein de notre équipe, nous avons recherché à reprendre les principes de base de ce circuit et à les transposer en utilisant une technologie intégrée compatible avec les applications visées. Les détails de la conception ainsi que les résultats de simulation et de mesures sont présentés dans les paragraphes suivants.



IV.5 Conception du filtre bi-bande intégré pour une application GNSS

IV.5.1 Topologie du filtre bi-bande utilisée

Notre objectif a été d'obtenir un gabarit de filtrage fonctionnant aux deux bandes de fréquences citées précédemment en utilisant la topologie équivalente du filtre en éléments localisés donnée sur la Figure IV-5 [127].

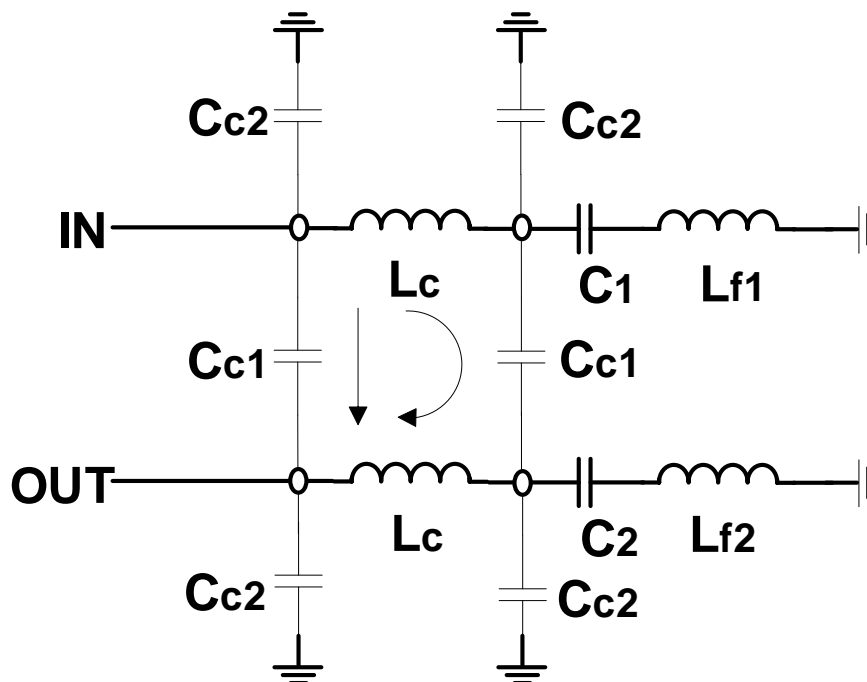


Figure IV-5 : Topologie du filtre en éléments localisés.

La phase d'optimisation du circuit a été effectuée de la manière suivante :

- Dans un premier temps, nous avons utilisé des composants idéaux (bibliothèque « AnalogLib » de Cadence).
- Ensuite, les capacités ont été remplacées par des capacités de type MIM (bibliothèque QUBiC4XI). Dans cette phase, nous avons constaté que la réponse du filtre bi-bande n'était pas impactée.
- Dans une troisième étape, nous avons effectué le choix des inductances à mettre en œuvre à la place des deux inductances L_{f1} et L_{f2} qui ont un effet direct sur les deux fréquences de résonances visées. Il faut que L_{f1} et L_{f2} soient



conçues avec un facteur de qualité élevé dans le but d'avoir une réponse de filtrage avec un minimum de pertes d'insertion.

Notre point de départ a été d'utiliser deux inductances actives dont les topologies sont similaires à celle présentée sur la Figure II-5 (cf. Chapitre II, page 52) à la place des inductances idéales L_{f1} et L_{f2} . Ce choix a été guidé, d'une part, à cause de leurs valeurs et facteurs de qualité élevés et accordables, et d'autre part, par la faible surface de silicium utilisée.

Tableau IV-2 : Valeurs des composants du filtre

Composant	Valeur
L_C	1 nH
C_{C1}	30 pF
C_{C2}	0,1 pF
L_{f1}	3 nH
C_1	5,3 pF
L_{f2}	3 nH
C_2	3 pF

Un autre point important est la possibilité de fixer indépendamment les fréquences de résonance du filtre bi-bande. Ceci constitue un avantage majeur. Nous aurons la possibilité d'ajuster la valeur de chacune des deux inductances pour définir précisément les deux bandes de fréquences lors des phases de caractérisation du circuit.



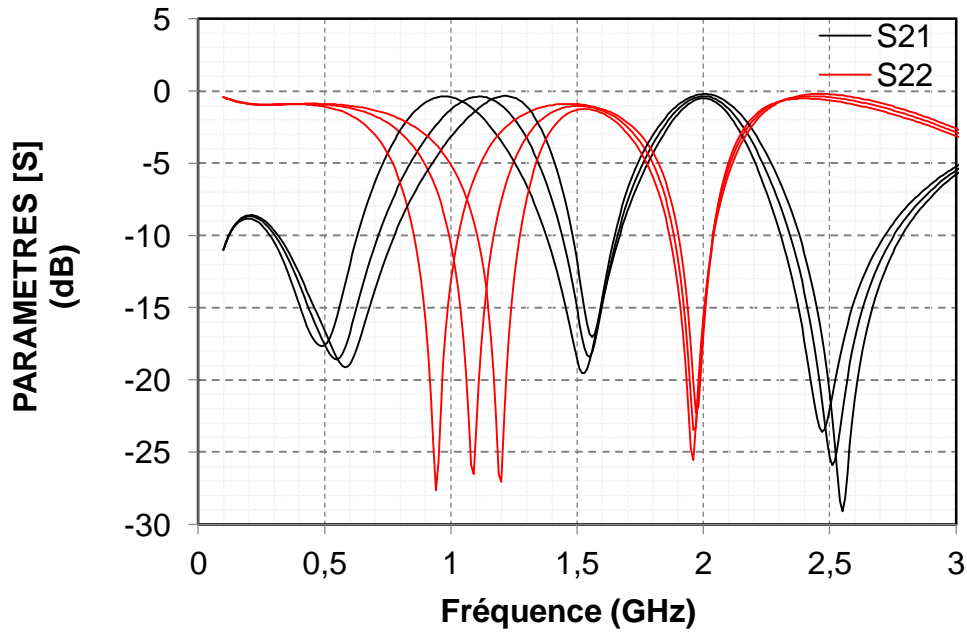


Figure IV-6 : Accordabilité de la fréquence centrale de la bande inférieure du système GNSS grâce à la variation de l'inductance active L_{f1} .

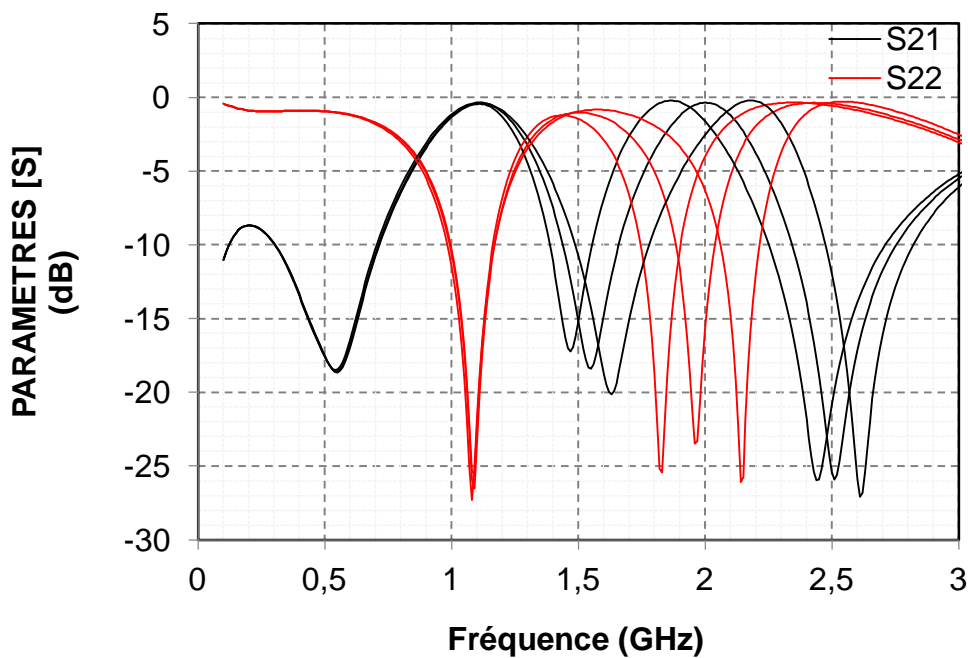


Figure IV-7 : Accordabilité de la fréquence centrale de la bande supérieure du système GNSS grâce à la variation de l'inductance active L_{f2} .

Malheureusement, la faible linéarité de ces inductances actives empêche de répondre aux spécifications du bloc total LNA-Filtre visées, à savoir un IIP1 > -22 dBm et un gain > 10 dB. Ceci, nous a amené à étudier d'autres types d'inductances telles que les inductances passives à pertes compensées.



IV.5.2 Topologie de l'inductance compensée

La topologie de l'inductance à pertes compensées choisie est illustrée sur la Figure IV-8. Nous avons auparavant classé cette structure avec les topologies des résistances négatives réalisées à partir d'une implémentation d'un transformateur à deux inductances couplées (cf. paragraphe I.3.4.2). Cette topologie utilise une technique de contre-réaction ayant pour objectif de contrôler la mutuelle inductance M du transformateur composé des inductances L_1 et L_2 et donc d'agir sur le facteur de qualité. Cette mutuelle inductance associée à la transconductance G_m du transistor TR est à l'origine de la création d'une résistance négative qui compense les pertes résistives de l'inductance équivalente de ce montage. De cette façon, le facteur de qualité de l'inductance équivalente peut être amélioré. Cette topologie permet de créer une inductance à simple accès. L'un des deux est connecté à la masse.

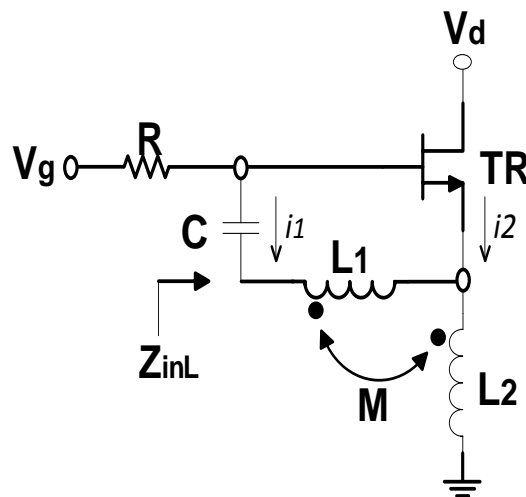


Figure IV-8 : Topologie de l'inductance à facteur de qualité compensée.

V_g et V_d représentent respectivement la tension de grille et la tension de drain du transistor NMOS. Grâce à ces deux tensions de polarisation, la valeur de la transconductance G_m peut être contrôlée.

L'impédance d'entrée Z_{inL} de l'inductance compensée représentée sur la Figure IV-8 peut être exprimé par :

$$Z_{inL} = j\omega L_1 + R_1 + j\omega M \left(\frac{i_1 + i_2}{i_1} \right) + \left(\frac{i_1 + i_2}{i_1} \right) [j\omega L_2 + R_2 + j\omega M \left(\frac{i_1}{i_1 + i_2} \right)] \quad (IV.1)$$



Avec,

$$i_1 \approx -jC\omega V_{gs} \quad \text{et} \quad i_2 \approx G_m V_{gs} \quad (\text{IV.2})$$

Ceci implique que,

$$\frac{i_1 + i_2}{i_1} = 1 - \frac{G_m}{jC\omega} \quad (\text{IV.3})$$

Si nous remplaçons l'équation (IV.3) dans l'équation (IV.1), nous obtenons :

$$Z_{inL} = \left(R_1 + R_2 - \frac{MG_m}{C} - \frac{L_2 G_m}{C} \right) + j\omega \left(L_1 + L_2 + 2M + \frac{G_m R_2}{\omega^2 C} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Généralement, l'impédance d'une inductance est modélisée par une partie réelle et une partie imaginaire telle que :

$$Z_L = R + j\omega L \quad (\text{IV.5})$$

Ainsi, nous pouvons en déduire de ces deux expressions données dans (IV.4) et (IV.5) la partie réelle et la partie imaginaire de l'inductance compensée équivalente.

$$R_{Leq} = R_1 + R_2 - \frac{MG_m}{C} - \frac{L_2 G_m}{C} \quad (\text{IV.6})$$

$$L_{Leq} = L_1 + L_2 + 2M + \frac{G_m R_2}{\omega^2 C} \quad (\text{IV.7})$$

Les résistances séries R_1 et R_2 modélisent respectivement les pertes résistives des deux inductances L_{f1} et L_{f2} formant l'inductance compensée.

D'après l'expression donnée dans (IV.6), la résistance équivalente de l'inductance compensée peut être minimisée lorsque l'on cherche à augmenter le couplage (valeur de M) et la transconductance G_m du transistor. C'est pour cette raison que ce type de structure est appelée inductance compensée puisque leur facteur de qualité est amélioré par l'intermédiaire de techniques de compensation telles que l'ajout de circuits générant des résistances négatives. Cependant, une augmentation du facteur de qualité entraîne aussi une augmentation de la valeur de l'inductance équivalente (d'après (IV.7)). Pour pallier ce problème de



dépendance, des capacités variables ou varactors (bibliothèque QUBiC4XI) ont été placées en parallèles avec chacune des deux inductances L_{f1} et L_{f2} dans le but d'ajuster la réponse du circuit pendant les phases de caractérisation.

IV.5.3 Résultats de simulations et de mesures du filtre bi-bande utilisant l'inductance compensée

Les simulations ont été d'abord faites pour le filtre seul (sans l'étage LNA) afin d'optimiser sa réponse et viser les deux bandes de fréquences du système GNSS. La Figure IV-9 et la Figure IV-10 présentent respectivement les paramètres [S] ainsi que le facteur de bruit du filtre bi-bande seul.

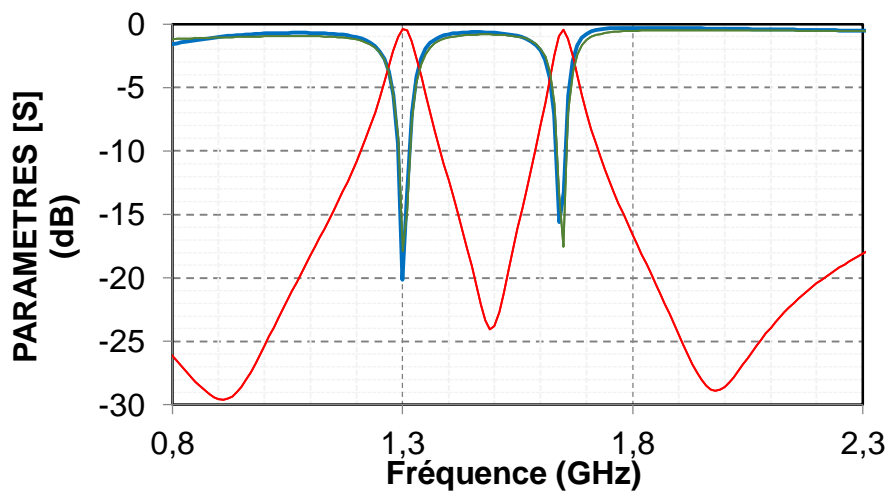


Figure IV-9 : Paramètres [S] du filtre bi-bande utilisant l'inductance à facteur de qualité compensé.

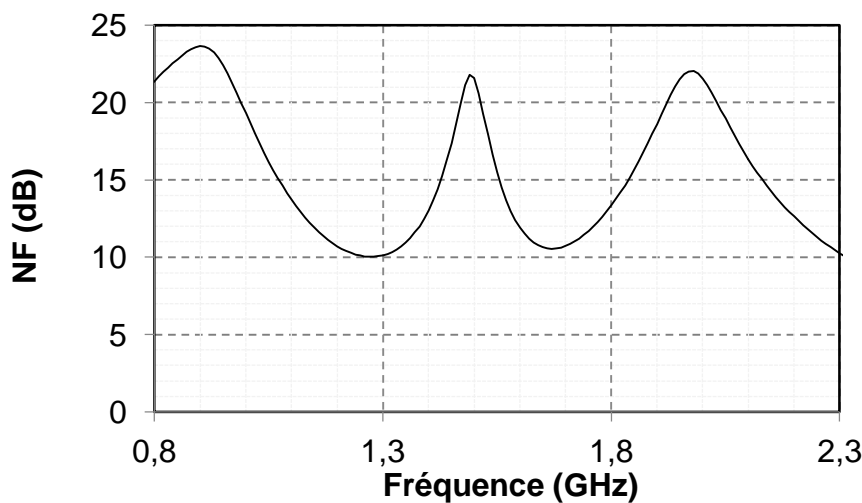


Figure IV-10 : Facteur de bruit (NF) du filtre bi-bande utilisant l'inductance à facteur de qualité compensé.



La fréquence centrale du filtre a été fixée avec un léger écart fréquentiel (par exemple dans la bande inférieure, nous avons fixé 1,3 GHz à la place de 1,25 GHz) dans le but de rattraper le décalage induit par les couplages inductifs générés entre les inductances et les lignes dessinées. Ce décalage fréquentiel a été constaté lors de simulations électromagnétiques effectuées avec le logiciel Momentum. De plus, comme cité précédemment, des capacités variables ont été ajoutées en parallèle avec les deux inductances L_{f1} et L_{f2} . Concernant le bruit du filtre seul, il est inférieur à 11 dB dans les deux bandes passantes. Pour respecter les spécifications en facteur de bruit, le filtre devra être précédé d'un étage amplificateur. De ce fait et en utilisant la formule de FRIIS mentionnée dans l'expression (IV.8), le facteur de bruit du circuit global LNA-Filtre sera inférieur à 3 dB si le bruit du premier étage est inférieur à 1,6 dB pour un gain de 14 dB.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (\text{IV.8})$$

La topologie du premier étage est un amplificateur monté en émetteur commun et contre-réactionné par une résistance R_f dans le but d'avoir une réponse large bande. Un transistor bipolaire (de la bibliothèque QUBiC4XI) est utilisé pour avoir un facteur de bruit et une linéarité optimisés. Le schéma de principe de l'ensemble LNA Filtrant est montré sur la Figure IV-11.

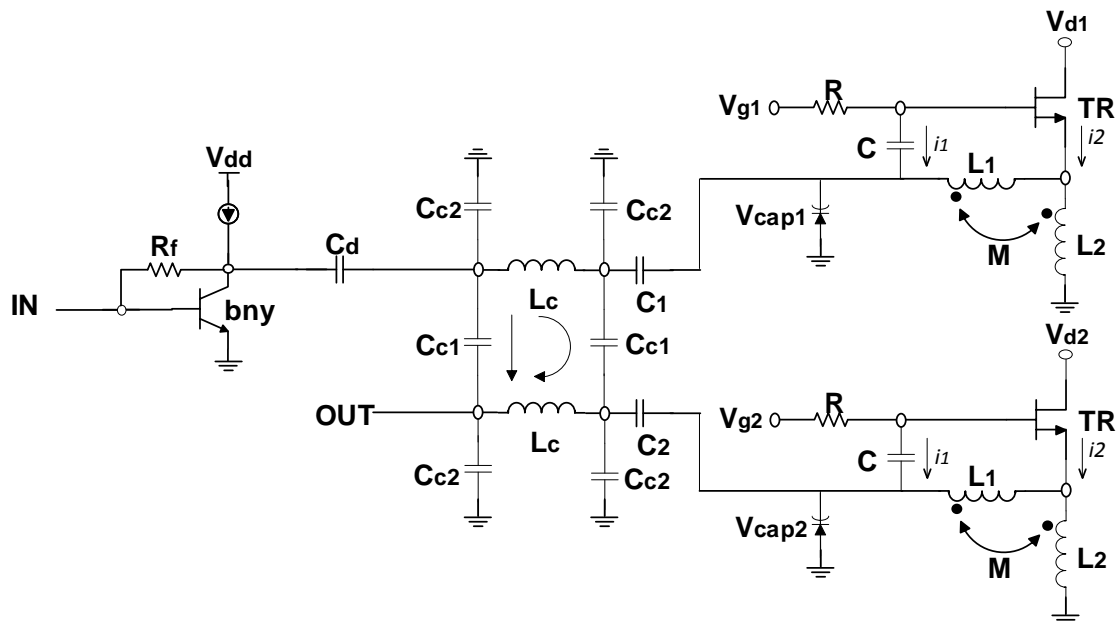


Figure IV-11 : Schéma électrique simplifié du circuit LNA filtrant.

Le dessin du masque du circuit global est illustré sur la Figure IV-12. Le circuit occupe une surface d'environ 1 mm^2 ($990 \times 990 \text{ }\mu\text{m}^2$). Le circuit possède deux plots du type masse – signal – masse (GSG) pour l'entrée et la sortie du signal RF et cinq plots de tension continue (DC) pour les tensions V_{dd} , V_{d1} , V_{d2} , V_{g1} , V_{g2} , V_{Cap1} et V_{Cap2} .

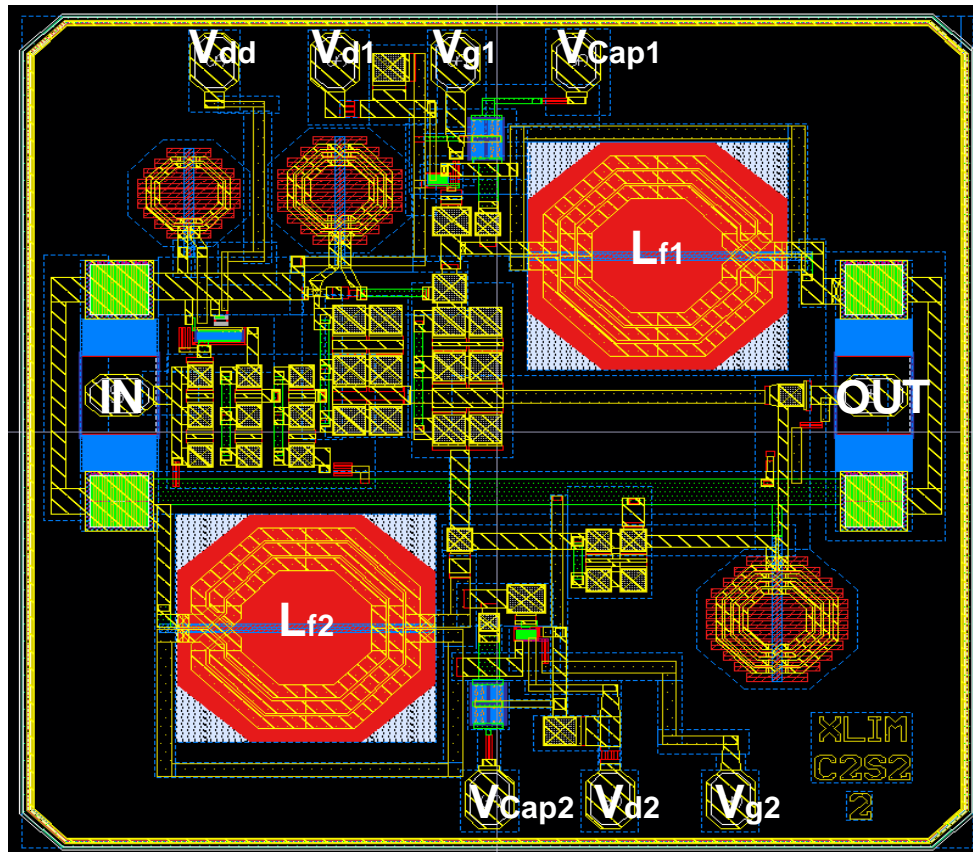


Figure IV-12 : Dessin des masques du circuit LNA-Filtre bi-bande.

Après avoir édité le dessin des masques du circuit LNA-Filtre, plusieurs simulations ont été effectuées avec la version prenant en compte les parasites électriques, physiques, ... (extracted) en utilisant les options d'extraction RLCK (prises en compte des effets résistifs, capacitifs, inductifs et de couplage magnétique). L'option d'extraction K permet d'extraire uniquement les mutuelles inductances générées entre les lignes d'interconnexion dessinées. Il n'est pas possible d'extraire les mutuelles entre les lignes dessinées et les composants tels que les inductances (ou le transformateur). En effet, lors de la phase d'extraction des parasites avec l'utilisation de l'option RLCK, le logiciel reconnaît les composants modélisés dans la bibliothèque QUIBC4XI, tel que les deux transformateurs L_{f1} et L_{f2} grâce à une couche appelée « mind » dans le but de ne pas extraire leurs parasites deux fois. En revanche, l'inconvénient est que les couplages entre un composant de la bibliothèque QUIBC4XI et les



lignes de connexion ne seront pas déterminés. La nécessité d'utiliser un logiciel de simulation électromagnétique tel que Momentum est nettement justifiée sur la Figure IV-13 où les couplages entre les lignes du transformateur et les lignes de connexion (comme la ligne de connexion reliant les deux ports du transformateur) ne peuvent pas être extraites.

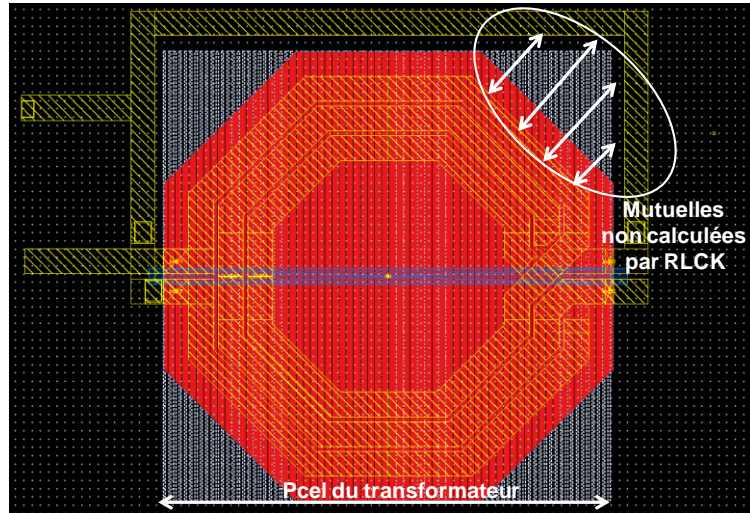


Figure IV-13 : Exemple de couplages non calculés par l'option RLCK.

Toutes les simulations nécessaires ont été effectuées afin de s'assurer que la simulation du circuit soit la plus réaliste possible. Les paramètres [S] obtenus du circuit réalisé sont présentés sur la Figure IV-14.

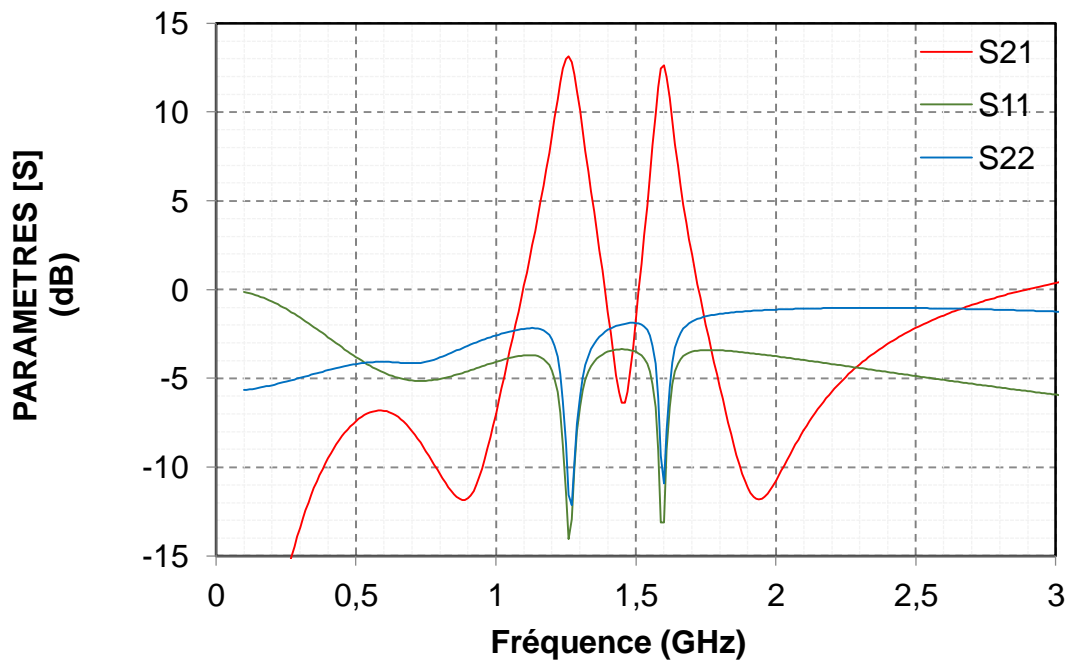


Figure IV-14 : Paramètres [S] du circuit LNA-Filtre bi-bande.



Les deux fréquences de résonances sont centrées aux deux bandes de fréquences du système GNSS visé à savoir 1,25 GHz et 1,6 GHz. Dans la version finale du circuit envoyé en fabrication, la réponse nominale du circuit a été optimisée avec un léger décalage de 50 MHz autour des deux fréquences du système GNSS (fréquences visées : 1,3 GHz et 1,65 GHz), les varactors étant plus efficaces pour abaisser les fréquences de travail. Les varactors seront donc utilisés (polarisés) pour ajuster précisément les 2 bandes de fréquences. Le facteur de bruit quant à lui, est inférieur à 2,6 dB. La linéarité est bien supérieure aux 22 dBm exigés.

La Figure IV-15 représente le facteur de bruit simulé du circuit LNA Filtrant. Le bruit est inférieur à 2,6 dB autour des deux bandes de fréquences du système GNSS. Les résultats de simulations de la linéarité et la stabilité du LNA Filtrant sont respectivement illustrés sur la Figure IV-16 et la Figure IV-17.

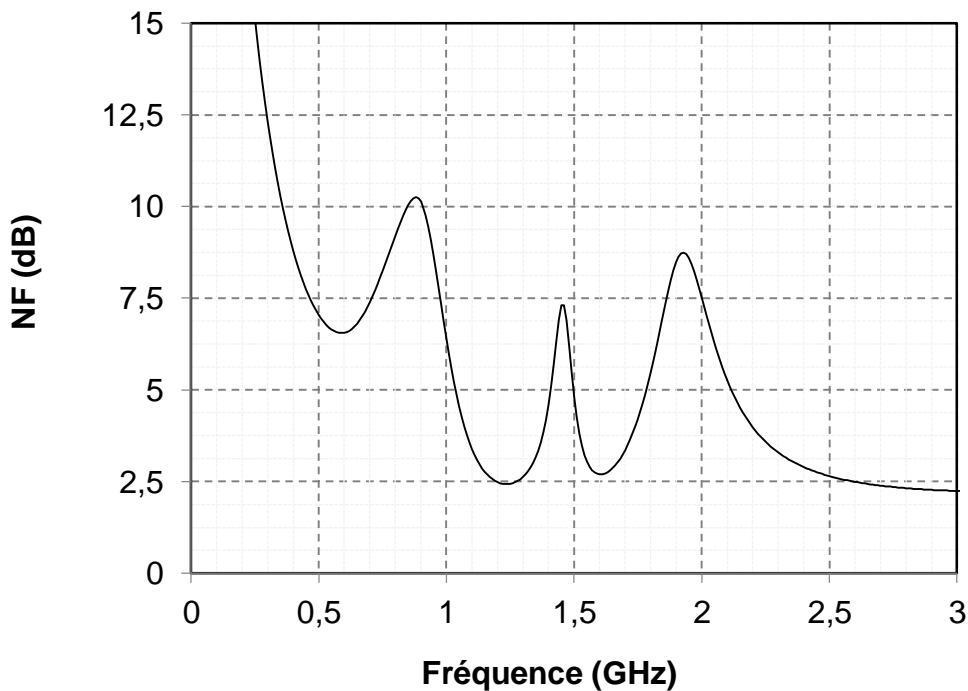


Figure IV-15 : Niveau de bruit du LNA-Filtre bi-bande.



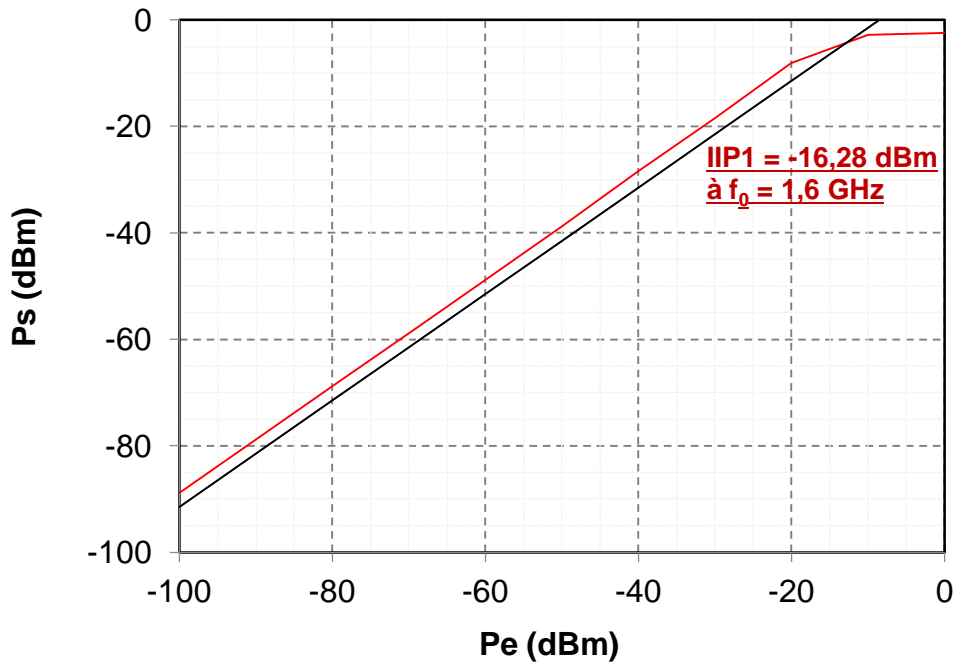


Figure IV-16 : Point de compression à -1 dB (IIP1) du circuit LNA-Filtre bi-bande à la fréquence 1,6 GHz.

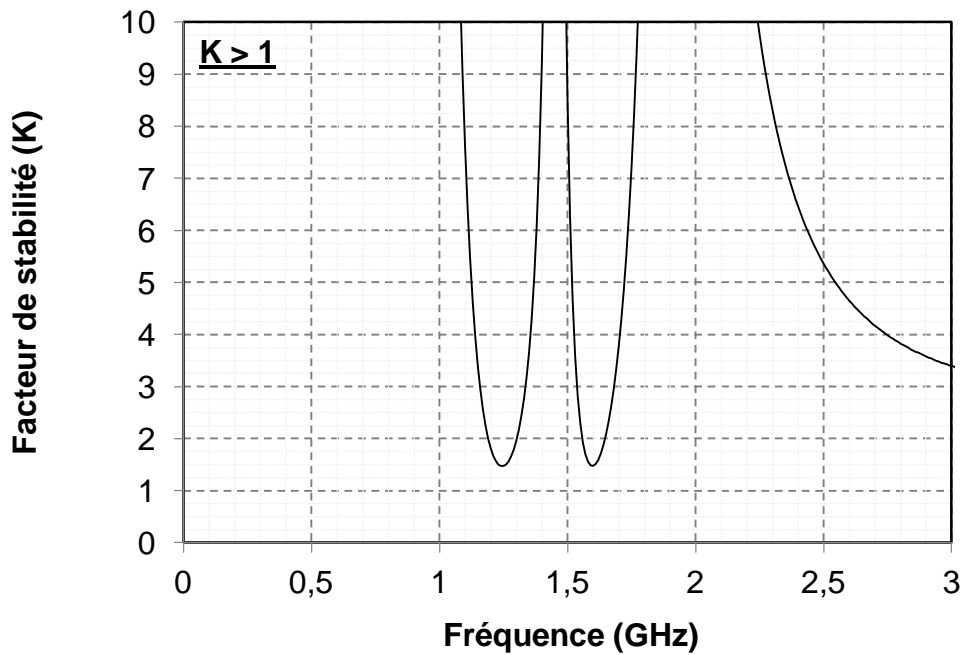


Figure IV-17 : Facteur de stabilité 'K' du circuit LNA-Filtre bi-bande.

Le facteur de stabilité K est supérieur à 1 dans toute la bande de fréquence visée. Toutefois, nous avons vérifié cette condition sur une large bande (de 0 jusqu'à 20 GHz). Ce qui revient à dire que le circuit réalisé est inconditionnellement stable (sachant que le facteur B est aussi supérieur à 0).



La Figure IV-18 montre la photographie du circuit fabriqué. De même que le circuit réalisé et présenté dans le Chapitre II, les accès RF du circuit sont réalisés grâce à des plots masse – signal – masse (GSG : ground - signal - ground) avec un espacement de $125\ \mu\text{m}$ entre le centre de chaque plot.

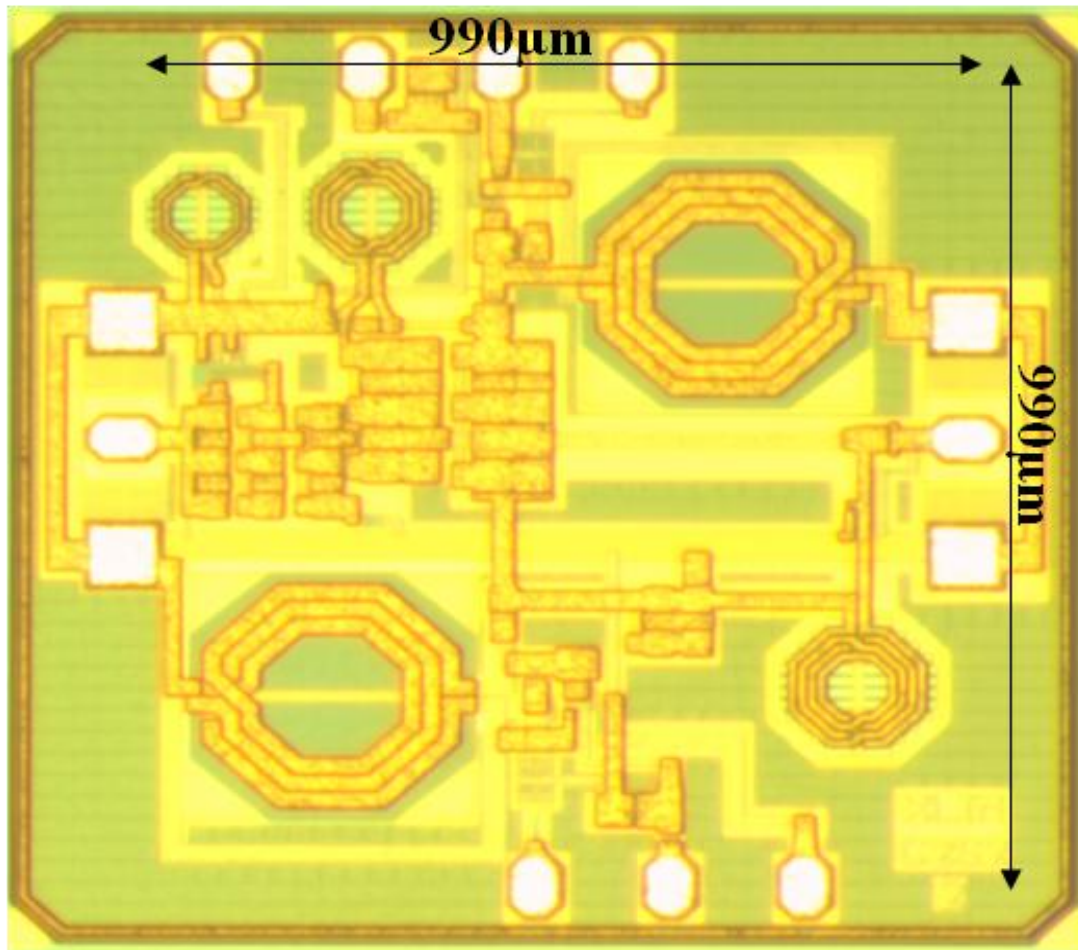


Figure IV-18 : Photographie du circuit fabriqué.

La Figure IV-19 présente les résultats de mesure des paramètres $[S]$ correspondant au circuit LNA filtrant. Ce dernier possède un gain supérieur à 13 dB et une adaptation en entrée et en sortie inférieure à -10 dB aux deux fréquences de résonance.

Malgré les simulations électromagnétiques effectuées, un décalage fréquentiel imprévu est constaté dans la bande inférieure du LNA filtrant. Malheureusement, le varactor utilisé ne présente pas une plage de variation suffisante pour compenser expérimentalement la totalité de ce décalage fréquentiel. Malgré tout, la fréquence de la bande basse peut être centrée à 1,2 GHz à la place de 1,25 GHz.



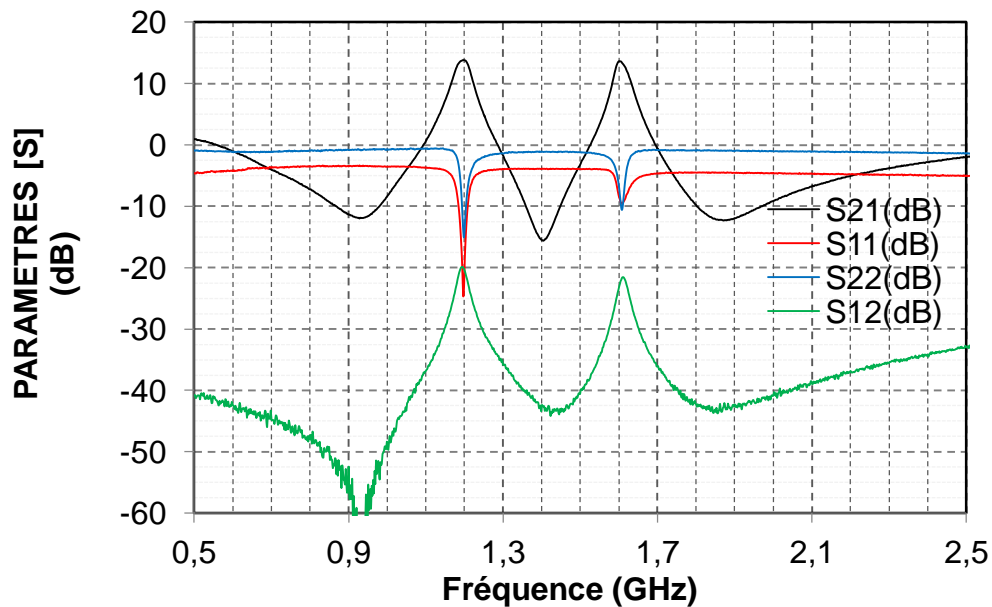


Figure IV-19 : Paramètres [S] mesurés.

La Figure IV-20 montre la comparaison du coefficient de transmission S21 simulé et mesuré. Nous pouvons voir que la valeur (en dB) de ce paramètre est très proche dans les deux bandes de fréquence. Nous constatons la concordance en fréquence quasi parfaite dans la bande de fréquence supérieure. Un décalage de 50 MHz environ est visible dans la bande de fréquence inférieure. Malgré les nombreuses précautions prises lors des simulations (électrique et électromagnétique), nous imputons ce décalage soit aux erreurs de « process », soit à d'éventuels couplages que nous n'avons pas réussi à appréhender.

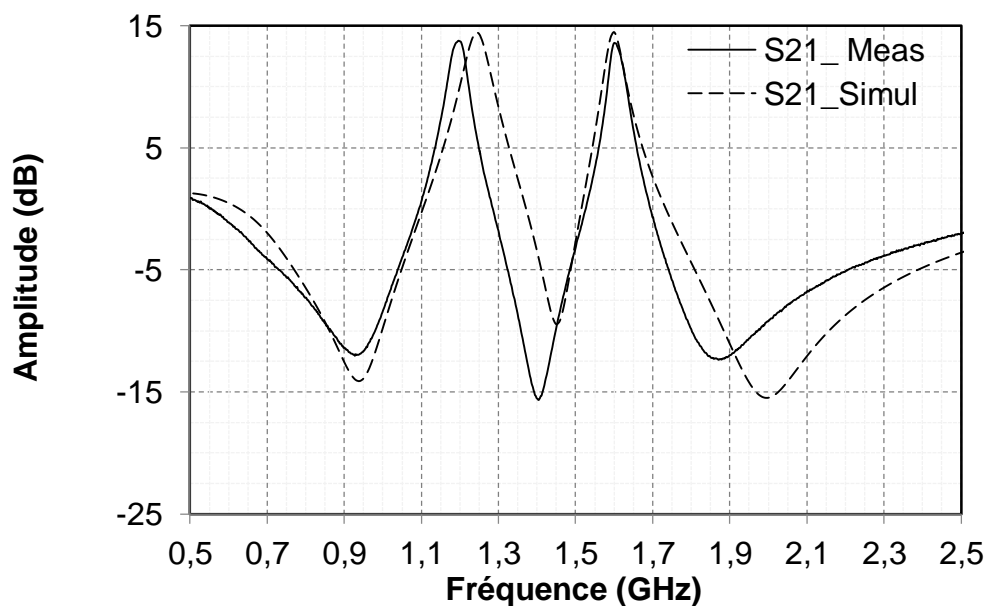


Figure IV-20 : Comparaison du coefficient de transmission (mesure et simulation).

Le facteur de bruit mesuré est aussi inférieur à 2,6 dB comme est illustré sur la Figure IV-21.

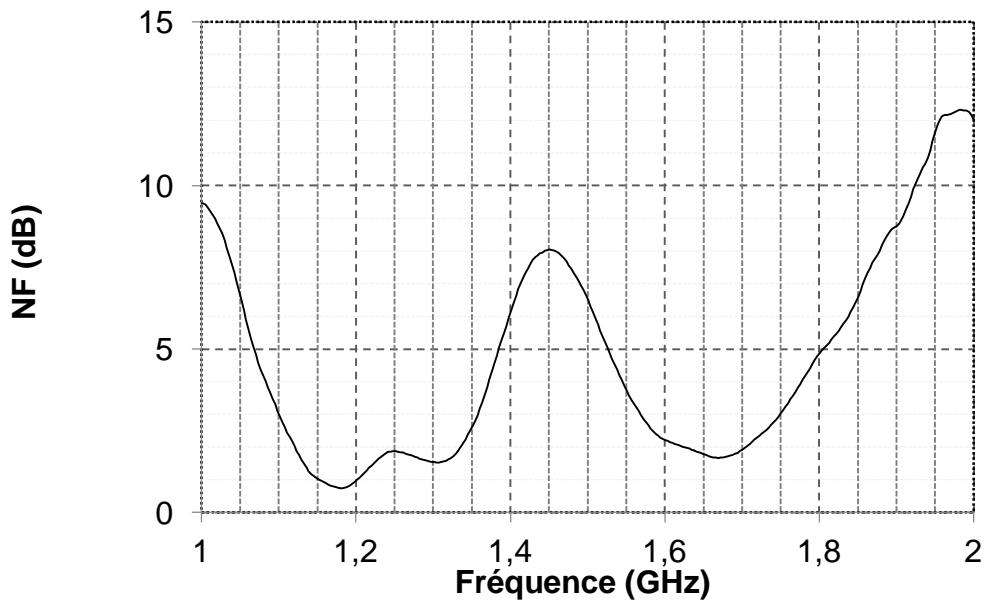


Figure IV-21 : Facteur de bruit mesuré.

Afin de pouvoir nous situer par rapport à l'état de l'art, nous avons effectué une bibliographie permettant de faire une comparaison du filtre seul. La synthèse de cette étude est présentée sur le Tableau IV-3.

Tableau IV-3 : Comparaisons des caractéristiques obtenues du circuit filtrant (sans LNA).

		[128] 2013	[129] 2015	[130] 2015	[131] 2015	Ce travail
Fréquence (GHz)	f_1	1,232	0,9	0,9	0,82	1,23
	f_2	1,584	2,35	2,49	1,48	1,6
Bande à -3dB (MHz)	f_1	136	~74	32,4	70	80
	f_2	51	~183	52,3	180	80
Pertes d'insertion (dB)	f_1	2,5	1,16	2,67	1,2	0,3
	f_2	2,7	1,46	4,65	1,2	0,3
Surface (mm ²)		21,9* 20,7	97*32	~14*7	18*28	0,99*0,99
Technologie		micro-strip	hybrid	micro-strip	coplanar	BiCMOS 0,25 µm



Nous pouvons affirmer que sur toutes les caractéristiques, notre travail présente des performances uniques.

Finalement, le Tableau IV-4 résume les performances du circuit LNA Filtrant réalisé qui sont en accord avec les spécifications demandées sauf pour la bande inférieure où la réponse est centrée à 1,2 GHz et non à 1,25 GHz. Ce décalage pourra être annulé soit en réduisant la valeur de la capacité C_1 ou bien en augmentant la plage d'accordabilité du varactor.

Tableau IV-4 : Performances du LNA filtrant conçu.

		LNA Filtrant
Fréquence (GHz)	f_1	1,2
	f_2	1,6
Bande à -3dB (MHz)	f_1	80
	f_2	80
S21 (dB)	f_1	14
	f_2	14
S11 (dB)	f_1	-25
	f_2	-10
S22 (dB)	f_1	-15
	f_2	-10
S12 (dB)	f_1	-20
	f_2	-21
IIP1 (dBm)	f_1	-20
	f_2	-20
NF (dB)	f_1	1,1
	f_2	2
Consommation (mW)		22
Surface (mm ²)		0,99*0,99



IV.6 Conclusion

Une nouvelle topologie innovante de LNA filtrant bi-bande intégré a été présentée dans ce chapitre. Le circuit présenté couvre les deux bandes de fréquences utilisées par chacun des trois systèmes GPS/GLONASS/GALILEO constituant le GNSS. Il a été conçu en intégré en technologie silicium et occupe une surface minimale ($990 \mu\text{m} * 990 \mu\text{m}$), ce qui le rend unique. Le circuit a été fabriqué et caractérisé. Les mesures ont pu confirmer la maîtrise de cette structure malgré un léger décalage dans la bande de fréquence basse. Les performances en termes de filtrage, de facteur de bruit, de consommation et de linéarité et la comparaison avec l'état de l'art situent ce circuit très en avance.

