

Sommaire

<u>Introduction générale.....</u>	<u>7</u>
1. Contexte de l'étude et problématique adressée.....	7
2. Objectif de l'étude	9
3. Organisation du mémoire.....	10
<u>Chapitre I: Antennes miniatures directives.....</u>	<u>13</u>
1. Antennes miniatures à rayonnement directif	16
2. Réseaux d'antennes compacts à éléments parasites super directifs.....	26
<u>Chapitre II: Eléments Non-Foster et réalisations associées.....</u>	<u>45</u>
1. Impédances négatives et éléments Non-Foster	48
2. Applications des éléments Non-Foster et propriétés des circuits associés	61
<u>Chapitre III: Evaluation du circuit de Linvill.....</u>	<u>81</u>
1. Conception et réalisation d'un circuit convertisseur d'impédance négative	84
2. Impacts technologiques sur les performances du NIC	91
<u>Chapitre IV: Preuve de concept d'antenne miniature directive active.....</u>	<u>101</u>
1. Proposition d'une architecture alternative	104
2. Conception et réalisation d'un circuit compact	112
3. Perspectives pour les antennes miniatures directives.....	123
<u>Conclusion générale et perspectives.....</u>	<u>139</u>
1. Conclusions	139
2. Perspectives	140
Annexes	142
Références Bibliographiques	151

Introduction générale

1. Contexte de l'étude et problématique adressée

Les antennes peuvent équiper des objets usuels de toutes sortes. Elles sont utilisées pour des applications diverses qui s'étendent des télécommunications à la médecine, en passant par les moyens de transport ou encore l'industrie manufacturière. Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans-fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF est croissant.

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petite taille comparée aux longueurs d'ondes de fonctionnement, font depuis de nombreuses années l'objet de travaux de développement. Les limites de leurs performances en termes de facteur de qualité, d'efficacité de rayonnement ou de bande passante ont été largement étudiées durant ces soixante dernières années. Très peu d'études portent sur la directivité des antennes miniatures et les limites physiques associées à cette propriété de rayonnement sont moins matures.

Le besoin d'établir un rayonnement directif est nécessaire dans le contexte actuel où l'évolution des objets communicants est importante. La multiplication des standards de communication peut amener à cohabiter plusieurs antennes dans le même environnement. Par exemple, de nos jours, près d'une dizaine d'éléments rayonnants peuvent cohabiter sur un même terminal mobile. Dans ce contexte, l'utilisation d'antennes miniatures directives, en focalisant le rayonnement dans les directions utiles, ouvre de nouvelles perspectives pour les applications sans-fil. Avec l'essor de l'internet des objets (IoT) et la multiplication des objets connectés ces dernières années, il est important de pouvoir réduire le rayonnement électromagnétique non-souhaité qui limite la cohabitation des systèmes sans-fil.

L'utilisation d'antennes à la fois miniatures et directives ouvre également une multitude de perspectives pouvant mener à des ruptures d'usages. Alors que les fabrications additives et l'impression 3D connaissent un essor important ces dernières années, associer des antennes miniature directives à de la puissance RF pourrait alimenter des applications telles que la gravure, la fonte, la soudure ou la découpe de précision.

D'autres applications en rupture des usages actuels peuvent être envisagées en utilisant des antennes miniatures directives. A titre d'exemple, l'utilisation de tels éléments peut être envisagée pour des applications de télé-alimentation ou d'identification par radio fréquences (RFID). L'antenne miniature directive dotée d'une sélectivité spatiale permettrait de contrôler des objets relativement proches les uns des autres, contrairement à une antenne au rayonnement omnidirectionnel. La Figure 1 illustre une application d'antenne miniature directive pour le contrôle d'objets communicants en environnement domestique. La Figure 2 montre également un usage des antennes miniatures directives pour des applications de RFID pour la lecture d'articles dans un chariot de supermarché.



Objet pointé = Objet contrôlé

Figure 1 : Illustration d'une antenne miniature directive pour une application de RFID en environnement domestique

Lecture associée à un passage localisé Zone de lecture interdite

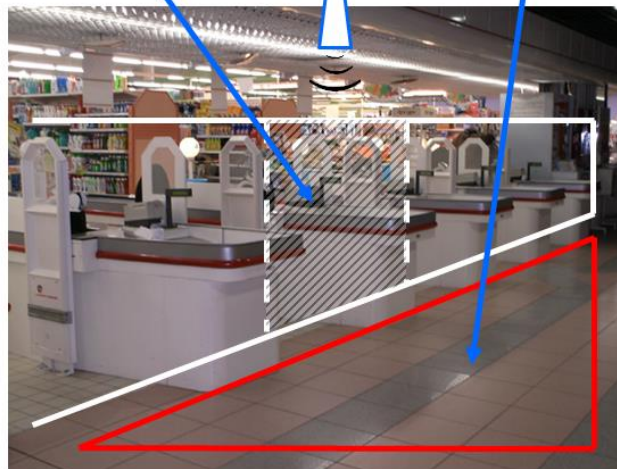


Figure 2: Illustration d'une antenne miniature directive pour une application de RFID en environnement industriel

Le contrôle du rayonnement à travers la maîtrise de la directivité des antennes reste un enjeu important pour les radiocommunications futures. Cependant les techniques classiques pour augmenter la directivité (réflecteurs, lentilles, réseaux...) aboutissent souvent à une augmentation de la taille de l'antenne rendant difficile son intégration dans les petits objets communicants. Cette difficulté est d'autant plus critique pour les fréquences inférieures au gigahertz lorsque l'on souhaite intégrer des antennes dans des objets dont les dimensions sont limitées à quelques centimètres. Un compromis liant la taille de l'antenne et sa directivité est nécessaire pour les systèmes d'antennes classiques.

Au cours de ces dernières années, le CEA-Léti a consacré une partie de ses recherches dans le domaine des antennes à l'élaboration de solutions pour dépasser les limites fondamentales connues qui régissent le fonctionnement des antennes miniatures. Ces travaux ont montré des résultats intéressants quant aux limites de directivité associées aux antennes miniatures. En particulier, de nouvelles perspectives pour l'établissement de super directivité c'est-à-dire pour dépasser la directivité naturelle faible des systèmes antennaires de taille électriquement petite ont été démontrées. Ces perspectives tiennent à des concepts de l'utilisation d'antennes parasites miniatures pour construire un rayonnement directif. Des travaux majeurs dans l'état de l'art des antennes miniatures

super directives ont été proposés. Des méthodes ont notamment été développées pour optimiser la directivité des réseaux d'antennes miniatures à éléments parasites. Ces méthodes ont permis de réaliser et de caractériser expérimentalement des antennes miniatures super directives.

Par ailleurs, des travaux récents pointent une méthode en rupture avec les approches classiques liées aux antennes miniatures. Cette méthode vise à utiliser des circuits électroniques actifs pour augmenter les performances des antennes miniatures. Quelques travaux ont été réalisés ces dernières années et des avancées significatives ont été obtenues en termes d'adaptation d'impédance des antennes miniatures à l'aide de ces circuits actifs.

Les travaux de cette thèse s'intègrent dans une continuité des travaux menés au CEA-Léti sur les antennes miniatures directives. Nous proposons d'étudier le potentiel qu'offre l'électronique active pour optimiser les performances des antennes miniatures en termes de directivité aux fréquences UHF. Les travaux proposés dans le domaine des antennes actives permettront d'envisager une approche moderne des problématiques liées à la super directivité des antennes miniatures.

2. Objectif de l'étude

Au cours de cette thèse, l'analyse de la problématique de super directivité des antennes miniatures a permis d'identifier deux axes de recherche.

D'une part, nous nous intéresserons aux perspectives d'améliorations qu'apportent les antennes actives aux problématiques des antennes miniatures super directives. La super-directivité étant très sensible aux tolérances sur les paramètres géométriques et électriques de l'antenne ; nous montrerons comment l'électronique active peut réduire cette sensibilité en optimisant la directivité des antennes miniatures sur une large bande de fréquences. Cette problématique sera traitée à travers l'optimisation de réseaux d'antennes à éléments parasites à l'aide d'impédances particulières en guise de charges dans un objectif de directivité large-bande. Des études seront menées sur le potentiel de ces impédances de charges particulières pour s'approcher des limites fondamentales associées à la super directivité des antennes miniatures.

Le second axe de recherche de ces travaux de thèse sera focalisé sur le type de circuits électroniques à mettre en œuvre pour concrétiser ces nouvelles perspectives de super directivité large-bande. Les circuits identifiés feront l'objet d'une analyse théorique appuyée par des résultats de simulations conjointes électromagnétiques et électriques. La réalisation de plusieurs prototypes permettra de valider les concepts proposés en théorie et d'ouvrir des perspectives de super directivité des antennes sur une large bande de fréquences.

3. Organisation du mémoire

Durant ces travaux de thèse, les deux questions de recherche abordées précédemment ont fait l'objet de diverses analyses et les résultats observés ont été confrontés à l'état de l'art. Les différents résultats obtenus ont permis d'ouvrir de nouvelles perspectives sur la directivité des antennes miniatures. Les réponses apportées à ces deux questions de recherche nous mènent à structurer ce manuscrit de la façon suivante :

Chapitre 1 : Antennes miniatures directives

Cette première partie de l'étude permet d'introduire les notions d'antennes électriquement petites, de directivité et de super directivité. Les techniques permettant d'augmenter la directivité des antennes miniatures sont analysées en termes de potentiel de super directivité et de miniaturisation d'antennes. L'optimisation de deux réseaux d'antennes à éléments parasites est étudiée en simulation électromagnétique afin de déterminer les conditions d'établissement de la super directivité large-bande pour ces antennes. Des impédances de charges pour les réseaux d'antennes, présentant des propriétés d'impédances particulières sont déterminées pour servir notre objectif. Le potentiel de l'électronique active pour réaliser ce type d'impédances apparaît à travers ces études.

Chapitre 2 : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Le deuxième chapitre propose un état de l'art sur les éléments Non-Foster. La théorie des éléments Non-Foster et les définitions essentielles à la compréhension de leur comportement seront exposées. Les différents circuits permettant de réaliser ce type de comportement, certaines propriétés particulières et les limites de ces circuits sont analysés. Une architecture particulière dite de Linvill est retenue pour la réalisation des impédances Non-Foster nécessaires pour obtenir des réseaux d'antennes super directifs large-bande. Quelques applications des éléments Non-Foster sont traitées à travers des exemples de la littérature.

Chapitre 3 : Evaluation du circuit de Linvill

La troisième partie des travaux propose une étude détaillée d'un circuit convertisseur d'impédance négative (NIC pour Negative Impedance Converter en anglais) de type Linvill. D'abord, l'architecture du circuit NIC est présentée. Puis, cette architecture est étudiée de manière théorique afin de déterminer le modèle analytique associé à son comportement RF. Une analyse préliminaire basée sur des résultats de simulations électriques du circuit permet d'évaluer le comportement réactif Non-Foster associé. Une étude de sensibilité aux éléments physiques d'un circuit imprimé est menée. Cette analyse est enrichie par une simulation électromagnétique et validée ensuite à travers des résultats expérimentaux. Finalement, cette architecture sera mise en perspective dans un contexte d'antenne super directive large bande et les limites associées seront présentées.

Chapitre 4 : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Ce quatrième chapitre vient compléter les études menées sur le circuit NIC dans le chapitre précédent. D'abord une architecture alternative de circuit NIC sera présentée. Le

potentiel que présente cette architecture par rapport à l'état de l'art pour la réalisation d'impédance Non-Foster sera décrit dans un contexte d'antennes compactes directives large-bande. Puis un processus de miniaturisation du NIC sur son circuit imprimé sera traité pour des applications d'antennes compactes en bande UHF. La brique technologique développée sera évaluée à travers des résultats théoriques et expérimentaux. Enfin, les performances de cette architecture alternative à l'architecture de Linvill, réalisée sur un circuit imprimé miniature, sera évaluée dans le contexte de réseau d'antenne compacte directif large bande.

Rapport-Gratuit.com

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Sommaire du chapitre I

Introduction	15
1. Antennes miniatures à rayonnement directif	16
1.1. Antennes électriquement petites.....	16
1.2. Directivité des antennes miniatures	17
1.3. Super directivité et limites associées	19
1.4. Etat de l'art : antennes miniatures directives.....	21
2. Réseaux d'antennes compacts à éléments parasites super directifs.....	26
2.1. Optimisation de la directivité des réseaux d'antennes.....	26
2.2. Limitations des antennes miniatures directives	29
2.3. Etude d'un réseau de dipôles à un élément parasite.....	32
2.4. Etude d'un réseau de dipôles à deux éléments parasites.....	39
Conclusion.....	43

Introduction

Dans cette première partie de l'étude, les définitions essentielles à la compréhension de ces travaux de thèse seront données. Les notions d'antennes électriquement petites, de directivité, de super directivité et les limites fondamentales associées seront définies et illustrées à travers quelques exemples issus de la littérature.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de deux antennes miniatures super directives. Un outil d'optimisation de la directivité des réseaux d'antennes sera décrit et utilisé pour améliorer les performances des antennes étudiées. Une analyse des exemples traités permettra de souligner le besoin en impédances, au comportement particulier, pour servir les antennes à la fois super directives et miniatures.

Ainsi, dans ce chapitre nous exposerons les motivations quant à l'utilisation de « d'impédances négatives » au sein d'une structure d'antenne compacte afin d'en améliorer les performances en directivité. La mise en œuvre de solution à base d'impédances négatives pour les antennes sera décrite dans le chapitre deux.

1. Antennes miniatures à rayonnement directif

1.1. Antennes électriquement petites

Les antennes miniatures font l'objet d'un intérêt particulier depuis ces 60 dernières années. Les travaux de Wheeler présentés en 1947 [1] sont à l'origine des travaux fondamentaux sur les antennes miniatures. Dans ces travaux, l'antenne est définie à l'intérieur d'un volume sphérique connu sous le nom de « *radian sphere* » ou sphère de Wheeler. En considérant l'antenne comme cette sphère équivalente, celle-ci est électriquement petite si son rayon électrique a est inférieur à $\frac{\lambda}{2\pi}$.

Une antenne de type dipôle et la sphère de Wheeler associée sont illustrées sur la Figure I.1. Le diamètre $2a$ représente la plus grande dimension de l'antenne.

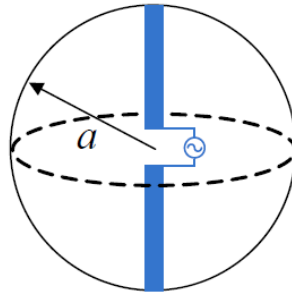


Figure I.1 : Sphère de Wheeler de rayon a , associée à un dipôle

La sphère englobant l'antenne (Figure I.1) permet de délimiter la transition entre l'intérieur de la sphère où l'énergie électromagnétique est stockée et l'extérieur de la sphère où celle-ci est rayonnée.

Les investigations menées durant le demi-siècle passé sur les antennes électriquement petites sont essentiellement basées sur les travaux de Chu [2] et de Wheeler [1]. Ces travaux ont mis en évidence une limite fondamentale liée aux dimensions électriques des antennes miniatures. En effet, ces travaux montrent que la diminution de la taille de l'antenne a pour conséquence une bande passante étroite qui est due à un facteur de qualité Q de l'antenne élevé.

Le facteur de qualité est défini pour une antenne comme le rapport entre la quantité moyenne dans le temps de l'énergie dans l'antenne (électrique W_e ou magnétique W_m) et la puissance rayonnée par l'antenne P_{ray} .

$$Q = \frac{2 \omega_0 \text{Max}(W_e \text{ ou } W_m)}{P_{ray}} \quad (I.1)$$

Wheeler adopte dans [1] une approche circuit des antennes miniatures afin d'en étudier les limites fondamentales à travers leur facteur de qualité. Il propose de modéliser une antenne électriquement petite de type électrique par une capacité C en parallèle avec une conductance G_e (inverse d'une résistance) et une antenne de type magnétique par une inductance L en série avec une résistance R_m comme l'illustrent respectivement les Figures I.2 (a) et (b).

Chapitre I : Antennes miniatures directives

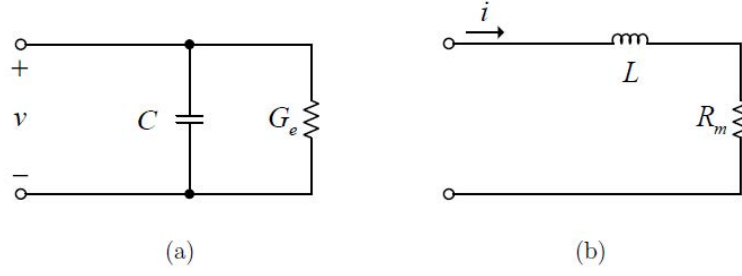


Figure I.2 : Modélisation circuit proposée par Wheeler pour des antennes électriquement petites [1]

Le facteur de qualité associé à ces deux types d'antennes peut s'écrire de la façon suivante :

$$Q = \frac{2 \omega_0 W_e}{P_{ray}} = \frac{\omega_0 C}{G_e}$$

Ou

$$Q = \frac{2 \omega_0 W_m}{P_{ray}} = \frac{\omega_0 L}{R_m}$$

Ainsi les antennes électriquement petites ont un facteur de qualité élevé car elles présentent une partie réactive importante et une résistance de rayonnement faible. La majorité de la puissance acceptée par l'antenne (énergie réactive) est stockée en champ proche de l'antenne, seule une petite partie de cette puissance est rayonnée en champ lointain.

Les travaux de Chu [2] complétant ceux de Wheeler ont permis d'établir une relation entre le facteur de qualité d'une antenne et ses dimensions électriques :

$$Q_{chu} = \frac{1 + 2 k^2 a^2}{(ka)^3 (1 + k^2 a^2)} \quad (I.2)$$

Dans l'expression I.2, a représente le rayon de la sphère de Wheeler et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ le nombre d'onde.

Comme les antennes électriquement petites sont définies pour $a \ll \frac{\lambda}{2\pi}$, c'est-à-dire $ka \ll 1$, l'expression du facteur de qualité devient :

$$Q_{chu} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (I.3)$$

Cette expression permet d'en déduire que les antennes électriquement petites ont des facteurs de qualité élevés ce qui a pour conséquence de limiter leur bande passante.

1.2. Directivité des antennes miniatures

Selon l'application considérée, le diagramme de rayonnement d'une antenne peut être décrit suivant trois catégories de rayonnement :

- Isotrope : le rayonnement isotrope est uniforme dans toutes les directions de l'espace et sert de référence pour calculer la directivité et le gain du rayonnement des antennes (Figure I.3(a)).
- Omnidirectionnel : rayonnement uniforme dans un plan de l'espace (Figure I.3 (b)).

Chapitre I : Antennes miniatures directives

- Directif : éclairage localisé dans une partie de l'espace. Idéal pour des applications nécessitant une liaison point à point ou des applications exploitant une sélectivité spatiale (Figure I.3(c)).

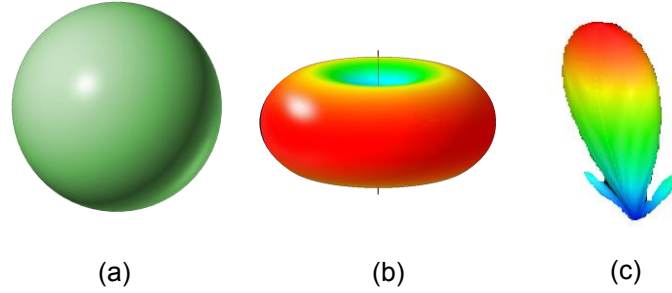


Figure I.3: Illustration des diagrammes de rayonnement isotrope(a), omnidirectionnel (b) et directif (c)

A partir du diagramme de rayonnement $\vec{F}(\theta, \varphi)$ d'une antenne, nous déterminerons ses caractéristiques de rayonnement en prenant comme référence l'antenne isotrope. Les angles θ et φ représentent respectivement les angles d'élévation et d'azimut dans le repère sphérique illustré sur la Figure I.4.

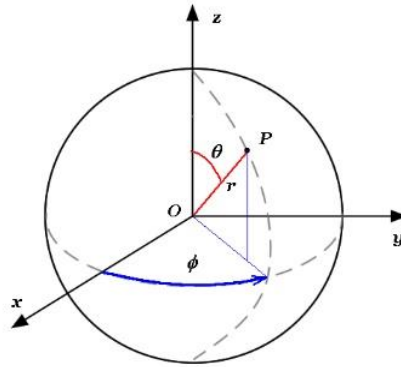


Figure I.4 : Repère sphérique illustrant les angles d'élévation θ et d'azimut ϕ

Le diagramme de rayonnement normalisé par rapport à l'antenne isotrope est défini par l'équation ci-dessous :

$$\vec{F}_{iso}(\theta, \varphi) = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{F}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{4\pi} \quad (I.4)$$

A partir de l'équation I.4, la directivité de l'antenne peut être décrite comme le rapport entre le rayonnement de l'antenne dans une direction donnée (θ, φ) et le rayonnement isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{F(\theta, \varphi)}{\vec{F}_{iso}(\theta, \varphi)} \quad (I.5)$$

Dans ces travaux de thèse, nous nous intéressons aux antennes miniatures à rayonnement directif. La démarche entreprise ne consiste pas à miniaturiser des antennes

déjà directives mais au contraire à améliorer les performances en directivité des antennes miniatures.

1.3. Super directivité et limites associées

Dans le cadre des antennes miniatures directives, nous nous intéressons à la directivité maximale atteignable pour des antennes électriquement petites devant leur longueur d'onde.

En 1958, Harrington [3] établit une limite de la directivité D maximale atteignable en fonction de la taille d'une antenne ka :

$$D_{max} = (ka)^2 + 2(ka) \quad (1.6)$$

Cette valeur référence de directivité définie en fonction de la taille de l'antenne, tracée en rouge sur la Figure I.5, est appelée la directivité « normale ». La directivité « normale » d'une antenne correspond à la directivité maximale que peut atteindre une antenne de rayon électrique ka . Selon Harrington, les antennes ayant une directivité supérieure à la directivité « normale » sont considérées comme « super directives ».

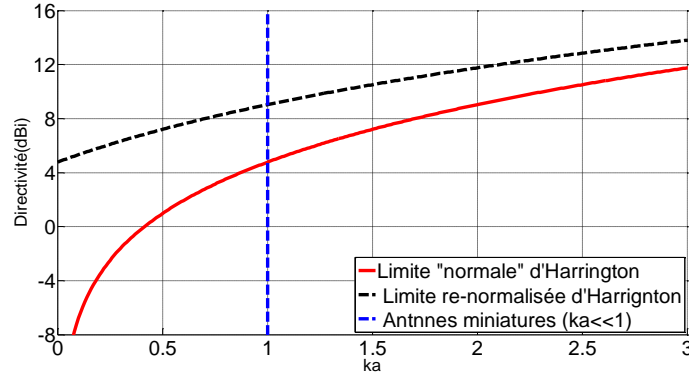


Figure I.5: Limite « normale » de la directivité selon Harrington et limite d'Harrington re-normalisée

En observant la Figure I.5, nous constatons que la directivité « normale » n'est pas applicable à toutes les antennes miniatures. En effet, pour des tailles d'antennes dont le ka est inférieur à 0.4, la directivité « normale » prend des valeurs négatives, ce qui ne correspond pas à la définition de la directivité. La limite « normale » de la directivité selon Harrington n'est donc pas adaptée aux antennes miniatures.

Très récemment dans [4] et [5], une analyse plus complète des limites fondamentales de la directivité a été exposée. Une re-normalisation de la limite d'Harrington a été établie pour les antennes miniatures en fonction de leur taille électrique. Cette limite « re-normalisée » d'Harrington est illustrée sur la Figure I.5 (courbe noire pointillée). La nouvelle limite inférieure est positive et correspond à 4.77 dBi. La limite exprimée dans l'équation (1.6) se réécrit de la façon suivante :

$$D_{max} = (ka')^2 + 2(ka') \quad (1.7)$$

Avec $a' = a + \frac{\lambda}{2\pi}$

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Les deux limites étudiées mettent en relation directe la directivité maximale des antennes avec leur taille. Cependant, faire des antennes à la fois miniatures et super directives en dépassant les limites de directivités reste un enjeu important.

Dans ce contexte de super directivité et des limites associées, les travaux [6] proposent une méthode de conception d'antennes électriquement petites à forte directivité. Cette méthode consiste à positionner des sources de dimensions infinitésimales sur une sphère dont le rayon est très faible devant la longueur d'onde et d'optimiser les courants de chaque source afin de maximiser la directivité du réseau. La méthode est illustrée sur un réseau de cinq dipôles infinitésimaux situés sur une sphère de rayon 0.12λ comme le montre la Figure I.6.

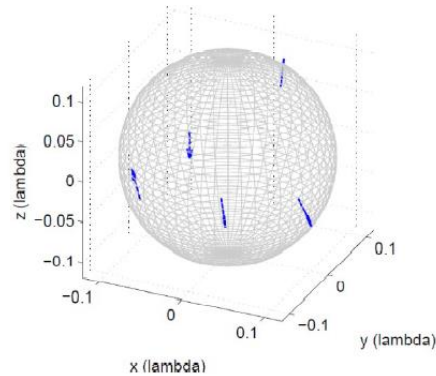


Figure I.6 : Antenne réseau miniature à 5 dipôles infinitésimaux [6]

L'optimisation consiste à appliquer un algorithme génétique ayant comme critères d'optimisation : la position, l'orientation, l'amplitude et la phase du réseau de dipôles. A chaque itération du processus d'optimisation, la directivité du réseau est calculée et comparée à la directivité maximale d'Harrington « re-normalisée » (équations I.7).

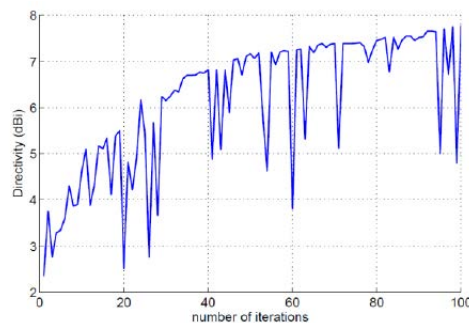


Figure I.7: Optimisation de la directivité du réseau dans [6]

Comme le montre la Figure I.7, au bout de 100 itérations, la directivité obtenue est de 7.8 dBi. Pour une sphère de rayon 0.12λ , la directivité maximale calculée à partir de l'équation I.7 est de 8.18 dBi. Les performances proposées dans cet exemple permettent d'obtenir des résultats proches de la limite d'Harrington « re-normalisée ». L'antenne n'est donc pas considérée comme super directive mais elle présente néanmoins des performances en directivité prometteuses. Cette étude a pu valider la méthode d'optimisation de la directivité sur un réseau de cinq dipôles infinitésimaux. Cependant, cette étude reste à ce stade purement théorique.

1.4. Etat de l'art : antennes miniatures directives

Un état de l'art réalisé dans [7] depuis 1920 à nos jours, permet de d'identifier quatre techniques pour atteindre des directivités importantes avec des antennes compactes ou miniatures. Ces techniques sont identifiées par les antennes associées à un plan réflecteur, les sources de Huygens, les antennes chargées et les réseaux d'antennes compacts.

Dans le cas des antennes miniatures avec réflecteur, on s'intéresse aux antennes associées à des surfaces méta-matériaux comme dans [8] et [9]. Ces antennes sont plus petites en épaisseur que les antennes associées à des réflecteurs métalliques. En effet une antenne sur plan métallique nécessite classiquement une distance de $\lambda_0/4$ entre l'antenne et ce plan pour avoir des interférences constructives du champ ; alors que l'on peut en théorie se mettre aussi près que possible d'une surface méta-matériaux et avoir le même comportement [10]. Ce type d'antenne permet d'atteindre des directivités importantes mais restent assez volumineuses par comparaison aux autres types d'antennes miniatures directives qui n'intègrent pas de plan réflecteur.

Dans [9], l'auteur propose une structure d'antenne électriquement petite constituée d'un dipôle de type *Egyptian Axe Dipole* (EAD) positionnée sur un plan réflecteur magnétique à base d'*Electromagnetic band-gap* (EBG). Cette structure illustrée sur la Figure I.8 (a) en vue de dessus et (b) en vue de profile, permet de former un diagramme directif représenté sur la Figure I.8 (c).

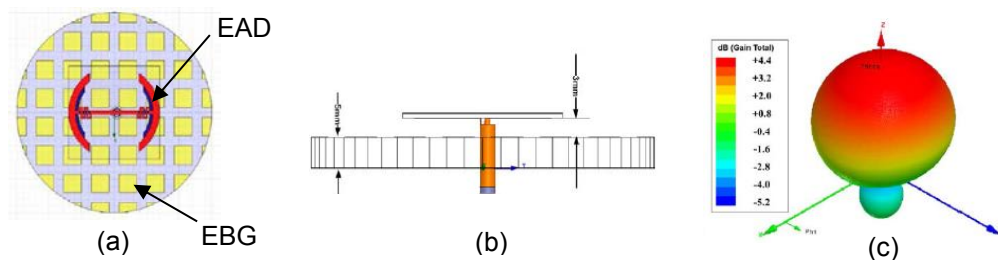


Figure I.8: Illustration d'une antenne électriquement petite et directive associée à un plan réflecteur de type méta-matériaux [9]

Une deuxième technique pour augmenter la directivité d'antennes compactes est de réaliser une source de Huygens. Théoriquement, une source de Huygens est définie comme une combinaison d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique. D'après la théorie [11] la directivité d'une telle antenne est au maximum de 4.7dBi. Les travaux décrits dans [12] proposent d'associer un dipôle de type électrique à un dipôle de type magnétique pour réaliser une source de Huygens (Figure I.9).

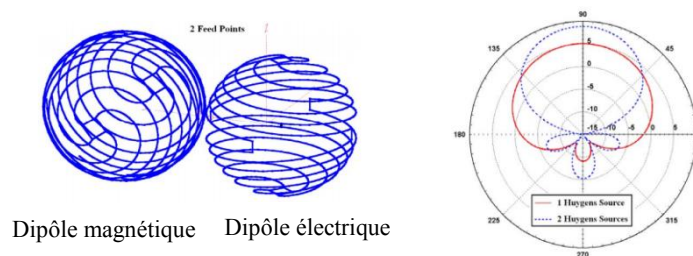


Figure I.9: Source de Huygens traitée dans [12] (a) et diagramme de rayonnement associé (rouge) (b)

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Une autre technique permettant de réaliser des antennes miniatures directives est d'associer des charges aux antennes. Par exemple, dans [13] l'auteur place une résistance dans la géométrie d'une antenne boucle afin d'absorber une partie des courants réfléchis dans chaque brin (Figure I.10). Cette méthode permet d'augmenter la directivité de l'antenne. C'est ainsi que dans [14], des antennes miniatures et directives sont réalisées. Cependant, l'introduction d'une résistance introduit des pertes et par conséquent diminue l'efficacité de l'antenne.

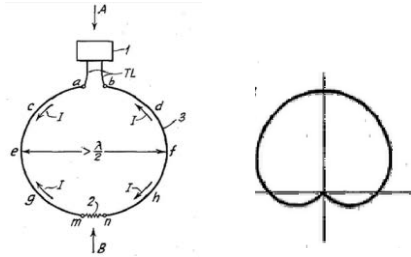


Figure I.10: Principe de directivité d'une antenne de Beverage [13]

Une autre technique visant à augmenter la directivité des antennes miniatures consiste à mettre en réseau plusieurs éléments rayonnants. La combinaison du rayonnement de multiples sources compactes permet d'augmenter la directivité du réseau [15].

Pour les antennes miniatures, la maîtrise des excitations de chaque élément est difficile du fait des couplages, ce qui rend l'implémentation de réseau d'alimentation complexe. En effet, intrinsèquement, un fort couplage existe entre les éléments d'un réseau d'antennes miniature dû à la grande proximité des éléments rayonnants. Ce couplage inter-élément modifie les caractéristiques du rayonnement de l'antenne car une partie de l'énergie est couplée d'une entrée du réseau à une autre. Pour y remédier, il existe des méthodes qui permettent de réduire le couplage dans un réseau.

Certains travaux issus de la littérature récente utilisent des méthodes de découplage afin d'optimiser la directivité des réseaux d'antennes miniatures.

A titre d'exemple, une réalisation d'un réseau constitué de deux monopoles *bow-tie* espacés de 0.13λ à 5.5 GHz, pouvant atteindre une directivité de 9.51 dBi est proposée dans [16]. Les deux monopoles, excités par un diviseur de puissance, sont associés à un circuit d'adaptation d'impédance et à un réseau de découplage. Cette mise en œuvre permet d'avoir la précision nécessaire sur les excitations de chaque élément en termes d'amplitudes et de phases pour remplir les conditions de super directivité. Le schéma bloc décrivant l'implémentation de ce réseau ainsi que sa réalisation sont illustrés sur la Figure I.11.

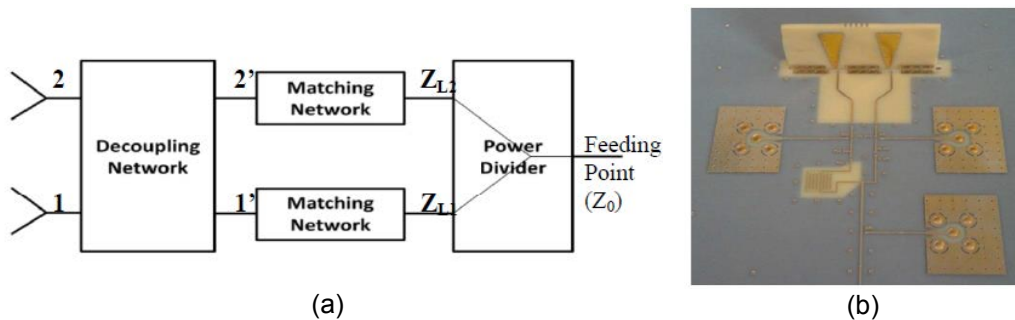


Figure I.11: Implémentation du réseau découplé et réalisation associée

Chapitre I : Antennes miniatures directives

La directivité du réseau mesurée est de 8 dBi contre 9.51 dBi en simulation. Ces écarts mettent en évidence la complexité de mise en œuvre des réseaux de découplages et les difficultés liées aux précisions nécessaires pour l'excitation en amplitude et en phase des éléments rayonnants.

En plus de leur complexité de mise œuvre, le réseau de découplage et des circuits d'adaptation composés d'éléments passifs discrets engendrent également des pertes qui dégradent les autres performances de rayonnement du réseau telles que le gain réalisé de l'antenne évalué en mesure à 4 dBi.

Dans le domaine des réseaux d'antennes miniatures découplés, un autre exemple propose une réalisation d'un réseau de trois monopoles séparés de 0.1λ opérant à une fréquence de 1GHz [17] (Figure I.12). L'étude porte sur la mise au point d'un circuit de découplage pour ce réseau de trois monopoles. Avec une certaine complexité associée au réseau de découplage, les résultats obtenus montrent une directivité de 9 dBi et une efficacité de 35%.

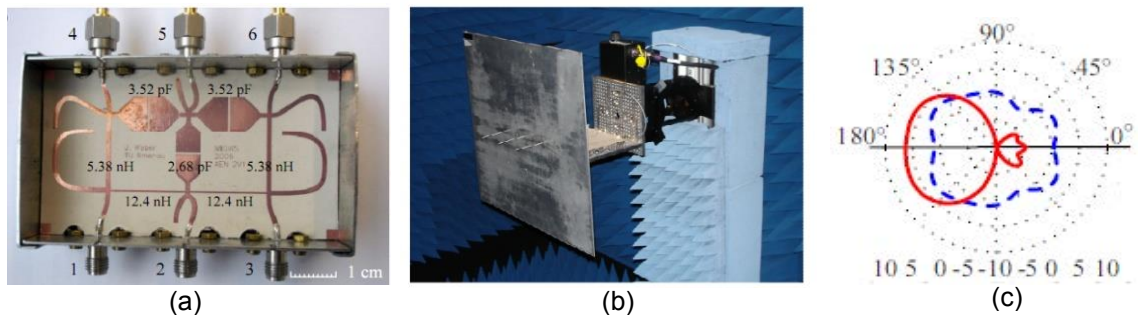


Figure I.12: Réseau de découplage (a) et réseau de monopoles miniatures (b). Diagramme avec (rouge) et sans réseau de découplage (bleu) (c)

Même si les réseaux de découplages et les alimentations associées permettent d'obtenir des performances intéressantes en termes de directivité, ils sont souvent complexes à réaliser. De plus, leur implémentation implique un encombrement important, comme le montrent les Figures I.11 et I.12, ce qui dessert la miniaturisation des réseaux d'antennes.

En revanche, le couplage entre les éléments d'un réseau peut être utilisé de façon bénéfique pour concevoir des antennes miniatures. En effet, les réseaux à éléments parasites exploitent ce phénomène.

Les antennes à éléments parasites sont utilisées depuis plusieurs années. Une des premières réalisations de ce type d'antenne est l'antenne Yagi-Uda (Figure I.13). Celle-ci est constituée de dipôles de différentes tailles reliés entre eux par une barre isolante. Cette antenne peut avoir un diagramme de rayonnement très directif.

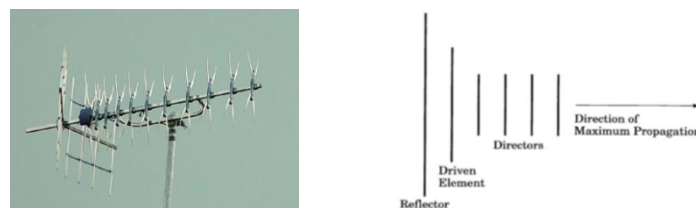


Figure I.13: Antenne Yagi-Uda

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Le principe de fonctionnement de cette antenne consiste à alimenter un seul élément du réseau. Les autres éléments, appelés parasites, participent au rayonnement par couplage et permettent de diriger le rayonnement dans la direction souhaitée.

Dans une antenne réseau de type Yagi-Uda, deux fonctions d'éléments parasites sont distinguées. L'élément réflecteur, qui est en théorie plus long que l'élément excité, est situé à une distance de $\lambda/4$ de l'élément alimenté afin d'obtenir une interaction d'onde de type constructive. L'élément parasite directeur est généralement plus court que l'élément alimenté. Sa fonction dans le réseau permet de réduire le niveau de lobes arrière provoqué par le rayonnement des éléments parasites de type réflecteur et l'élément alimenté [18].

Les travaux effectués dans [19] et [20] montrent le potentiel des réseaux d'antennes parasites chargées pour améliorer la directivité des antennes miniatures. La mise en réseau de plusieurs éléments rayonnants vient répondre aux limitations de rayonnement d'une antenne unique.

Dans [19], l'auteur étudie la directivité d'un réseau d'antenne miniature dont la structure, illustrée sur la Figure I.14, est inspirée des méta-matériaux. L'élément rayonnant du réseau est une demi-boucle court-circuitée par un plan de masse et chargée capacitivement afin de réduire les dimensions de l'antenne. La demi-boucle est alimentée par couplage avec une ligne microruban située à l'arrière du circuit imprimé. L'antenne de dimensions 17mm x 17mm soit $\lambda_0/19 \times \lambda_0/19$ à la fréquence de résonance de 919 MHz, présente une directivité de 2.12 dBi. Le rayon électrique de l'antenne $ka = 0.248 \lambda_0$ ne tient pas compte du plan de masse de dimensions 50mm x 50mm.

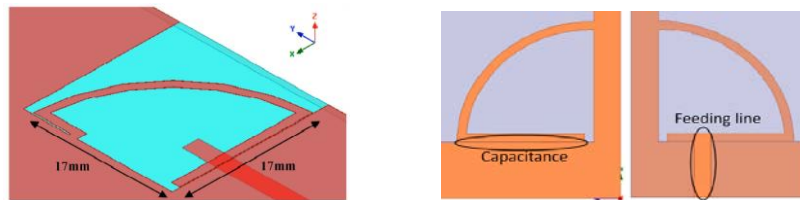


Figure I.14: Structure de l'élément du réseau proposé dans [19]

Deux réseaux d'antennes composés de l'élément rayonnant présenté sur la Figure I.14 ci-dessus sont empilés verticalement et comparés en termes de directivité. Le premier réseau présente deux éléments rayonnants excités en opposition de phase. Tandis que le second réseau présente un élément excité et un élément parasite. Les résultats de simulation pour un espacement optimal inter-éléments de 7 mm, illustrés sur la Figure I.15 (a), montrent que le réseau parasite permet d'atteindre une directivité plus importante d'environ 15% par rapport au réseau excité (Figure I.15 (b)).

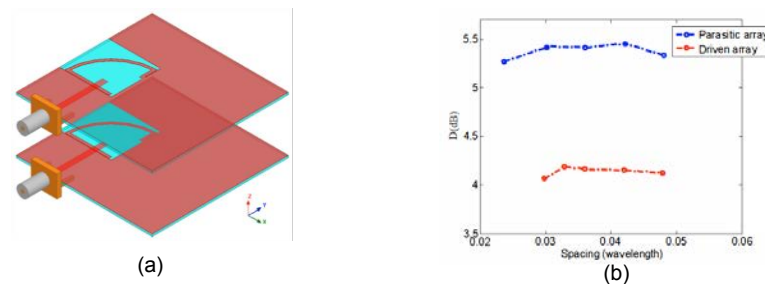


Figure I.15: Illustration du réseau (a) et des directivités associées (b) [19]

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Les travaux présentés dans [20] reprennent l'antenne étudiée dans [19] et proposent un réseau parasite miniature ($ka = 0.14$) à deux éléments mis côte à côte sur un même circuit imprimé et espacés de 1.5 mm soit $0.08 \lambda_0$ (Figure I.16 (a)). L'élément parasite est chargé par une résistance de 300 Ω afin de maximiser la directivité du réseau à la fréquence de résonnance de 890 MHz (Figure I.16 (b)). Un tel agencement du réseau d'antennes permet d'atteindre une directivité maximale de 5.8 dBi contre 5.3 dBi dans [19].

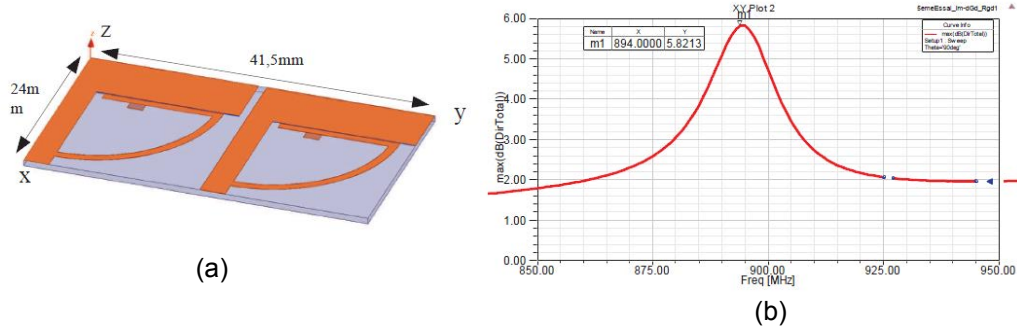


Figure I.16: (a) Structure du réseau proposée dans [20] et (b) directivité en fonction de la fréquence.

Enfin les travaux exposés dans [21], proposent d'optimiser la directivité d'un réseau d'antennes à éléments parasites chargés. L'exemple proposé met en place un réseau planaire constitué d'un dipôle alimenté et de 14 dipôles parasites chargés par les impédances réactives calculées de manière à augmenter la directivité de l'antenne.

Ce réseau illustré sur la Figure I.17 (a) présente une directivité maximale de 11.6 dBi à 2.45 GHz. La directivité ainsi que les éléments réactifs nécessaires pour obtenir cette directivité sont représentés sur les Figure I.17 (b) et I.17(c).

Le calcul de la limite « re-normalisée » d'Harrington appliqué à cette structure d'antenne donne une directivité maximale de 18 dBi. L'antenne présentée dans cet exemple n'est pas considérée comme super directive.

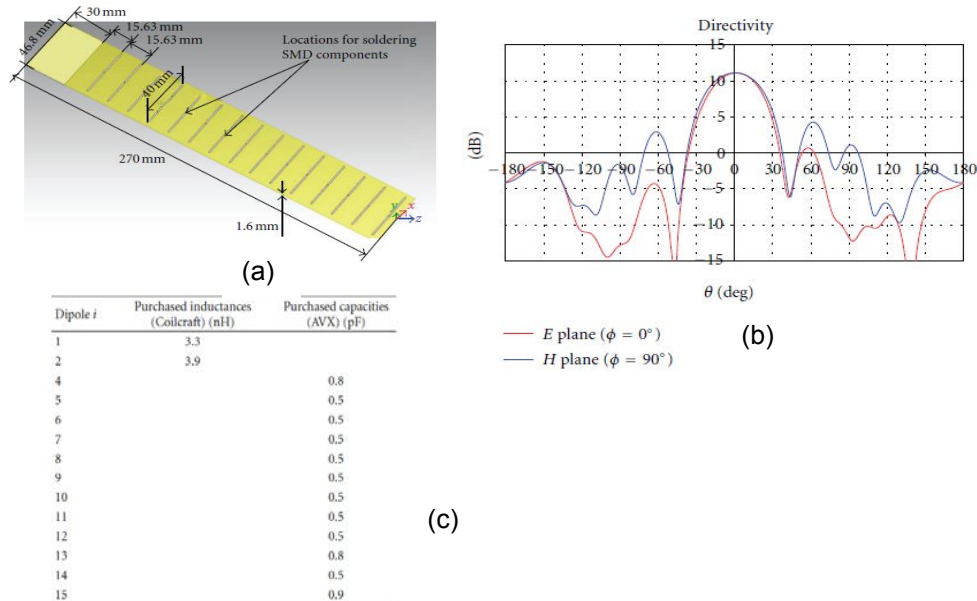


Figure I.17: Structure du réseau (a), Directivité maximale (b) et charges réactives associées aux éléments parasites (c)

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Finalement, dans ce paragraphe, une description des différentes méthodes visant à augmenter la directivité des antennes miniatures a été dressée à travers des exemples de la littérature.

Une analyse de l'état de l'art des antennes miniatures directives effectuée dans [7] conclue que les antennes directives les plus miniatures sont les sources de Huygens et les antennes chargées. Les antennes sur méta-matériaux restent moins prometteuses car elles sont plus volumineuses et moins directives. L'auteur conclue également dans [7] que les antennes miniatures les plus directives sont les réseaux d'antennes.

Nous avons vu par ailleurs que les méthodes traitant du découplage des antennes aboutissent à des réseaux d'alimentation assez complexes à mettre en œuvre et assez encombrants pour des antennes miniatures.

L'utilisation du couplage inter-éléments des réseaux présentent de bonnes perspectives en termes de directivité et de miniaturisation. Ces méthodes reviennent dans la plus part du temps à pondérer les réseaux d'antennes par des charges appliquées aux éléments parasites afin de former un diagramme directif.

Ainsi les études menées sur les réseaux d'antennes parasites ouvrent des perspectives intéressantes pour des problématiques d'antennes miniatures directives ou super directives. L'énergie couplée aux éléments parasites permet de superposer les propriétés de rayonnement des antennes parasites à celles de l'antenne excitée afin d'augmenter la directivité. L'enjeu de ce mode de réalisation est d'optimiser conjointement la disposition des antennes parasites et des charges qui leur sont associées.

A travers cette analyse de l'état de l'art sur les antennes miniatures et directives, notre intérêt est focalisé par la suite sur l'étude des réseaux d'antennes à éléments parasites chargés afin d'exploiter leur potentiel en termes de forte directivité et de capacité à la miniaturisation.

2. Réseaux d'antennes compacts à éléments parasites super directifs

2.1. Optimisation de la directivité des réseaux d'antennes

Les activités de recherche au sein CEA-Léti au cours de ces dernières années, ont montré des résultats intéressants liés au dépassement des limites de directivité associées aux antennes miniatures.

Les travaux majeurs présentés dans [22] traitent des réseaux d'antennes parasites et montrent qu'il est possible de mettre en relation les charges appliquées aux éléments du réseau et la directivité maximale de celui-ci.

Dans un contexte d'antennes miniature directives, une méthode d'optimisation de la directivité des réseaux d'antennes à éléments parasites chargés a été développée au CEA-Léti. Cette méthode a été utilisée dans le cadre d'intégration d'antennes compactes super directives dans des objets communicants de petites tailles pour des applications telles que la RFID.

L'algorithme d'optimisation développé utilise l'outil de décomposition en ondes sphériques du champ lointain rayonné par l'antenne [23]. Cet outil permet de décomposer le rayonnement de l'antenne en série de modes Transverse Electrique (TE) et Transverse

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Magnétique (TM). La pondération de ces modes en vue de maximiser la directivité de l'antenne permet de déterminer les charges adéquates à imposer sur chaque élément d'un réseau d'antennes à éléments parasites.

Le processus d'optimisation décrit dans [22] peut être représenté à l'aide du diagramme illustré par la Figure I.18 :

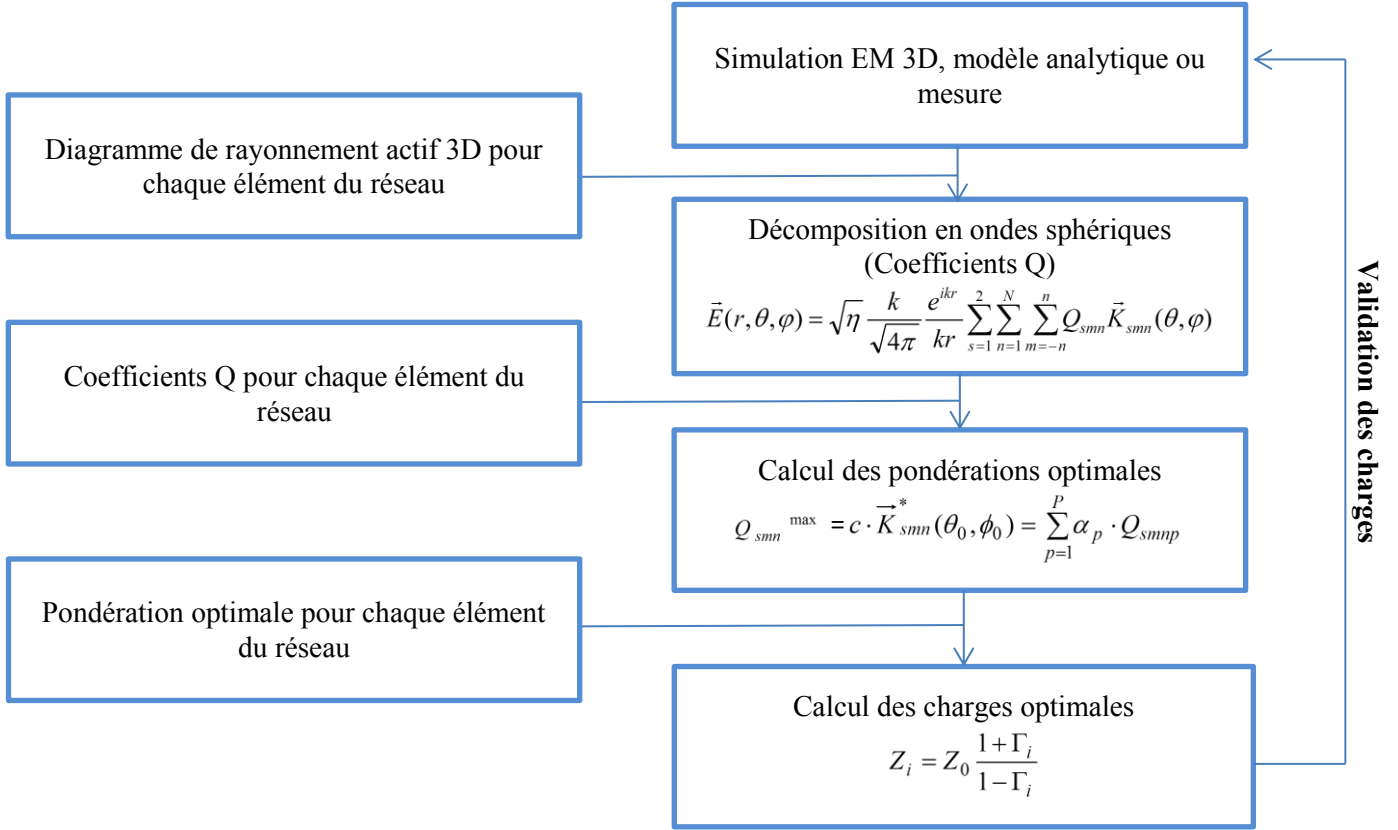


Figure I.18 : Processus d'optimisation de la directivité d'un réseau d'antenne

L'étape 1 consiste à récupérer la matrice des paramètres S de l'antenne ainsi que le diagramme de rayonnement actif de chaque élément du réseau d'antenne. Ces diagrammes dit actifs tiennent compte du couplage inter-éléments et sont issus de la simulation électromagnétique 3D de l'antenne.

L'étape 2 applique une décomposition en ondes sphérique sur le champ électrique actif en champ lointain issu de l'étape 1.

Le champ électrique \vec{E} pour des grandes distances ($kr \rightarrow \infty$) peut être exprimé sous la forme d'une combinaison linéaire de la fonction d'onde sphérique en champ lointain $\vec{K}_{smn}(\theta, \varphi)$ définie dans [23].

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \sqrt{\eta} \frac{k}{\sqrt{4\pi}} \frac{e^{ikr}}{kr} \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n Q_{smn} \vec{K}_{smn}(\theta, \varphi) \quad (I.8)$$

η est l'impédance caractéristique du milieu.

Chapitre I : Antennes miniatures directives

k est le vecteur d'onde.

Q_{smn} sont les coefficients de la décomposition en ondes sphériques.

A partir de l'expression en champ lointain du champ électrique \vec{E} (I.8), la directivité $D(\theta, \varphi)$ s'exprime de la façon suivante:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\left| \sum_{smn} Q_{smn} \vec{K}_{smn}(\theta, \varphi) \right|^2}{\sum_{smn} |Q_{smn}|^2} \quad (I.9)$$

D'après l'équation (I.9), maximiser la directivité revient à maximiser les coefficients de la décomposition en ondes sphériques Q_{smn} qui sont obtenus par le produit matriciel de la matrice $\vec{K}_{smn}(\theta, \varphi)$ inversée et de la matrice du champ \vec{E} en champ lointain (I.8).

L'étape 3 calcule les pondérations optimales α_p à appliquer sur chaque élément du réseau à p éléments. Ces pondérations sont déterminées à partir des coefficients Q_{smnp}^{\max} de la décomposition en ondes sphériques, calculés de manière à obtenir la directivité maximale $D_{\max}(\theta_0, \phi_0)$ atteignable par cette antenne.

$$Q_{smnp}^{\max} = c \cdot \vec{K}_{smn}^*(\theta_0, \phi_0) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \cdot Q_{smnp} \quad (I.10)$$

La pondération des p éléments du réseau d'antenne à lieu au niveau du point d'excitation de chaque élément. De ce fait, les poids appliqués vont pondérer les séries de modes de rayonnement associés aux éléments du réseau d'antenne. Ceci a pour but d'exciter les séries de modes permettant de focaliser le rayonnement de l'antenne dans une direction privilégiée et de rendre le rayonnement plus directif.

La dernière étape vise à traduire les pondérations optimales calculées à l'étape précédente en impédances de charges complexes à appliquer sur chaque élément du réseau d'antenne pour reformer un rayonnement directif (Figure I.19).

Le calcul des impédances Z_p à appliquer sur chaque élément du réseau est déterminé par le calcul des coefficients Γ_p (I.11). Les Γ_p sont calculés à partir des coefficients de transmission a_p et b_p (I.12), déterminés à l'aide de la matrice des paramètres S du réseau obtenue à l'étape 1.

$$Z_p = Z_0 \frac{1 + \Gamma_p}{1 - \Gamma_p} \quad (I.11)$$

$$\Gamma_p = \frac{b_p}{a_p} \quad (I.12)$$

Chapitre I : Antennes miniatures directives

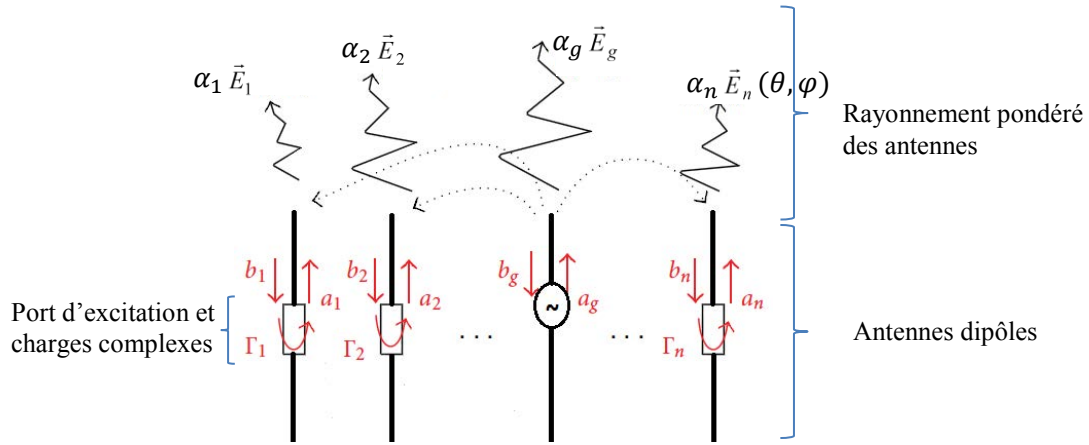


Figure I.19 : Réseau d'antennes dipôles parasites chargés

Ainsi, l'algorithme d'optimisation décrit ici de manière non exhaustive permet d'établir un diagramme directif grâce à la pondération des éléments parasites d'un réseau d'antenne. Cette pondération est basée sur la décomposition en ondes sphérique du champ électrique rayonné par les éléments du réseau. Dans paragraphe suivant, nous montrerons à travers deux exemples les limitations associées aux antennes miniatures directives et super directives.

2.2. Limitations des antennes miniatures directives

L'algorithme d'optimisation décrit dans le paragraphe précédent est appliqué dans [22] sur un réseau d'antennes dipôles à quatre éléments dans le but de concevoir une antenne super directive. La structure de l'antenne et ses dimensions sont illustrées sur la Figure I.20 (a).

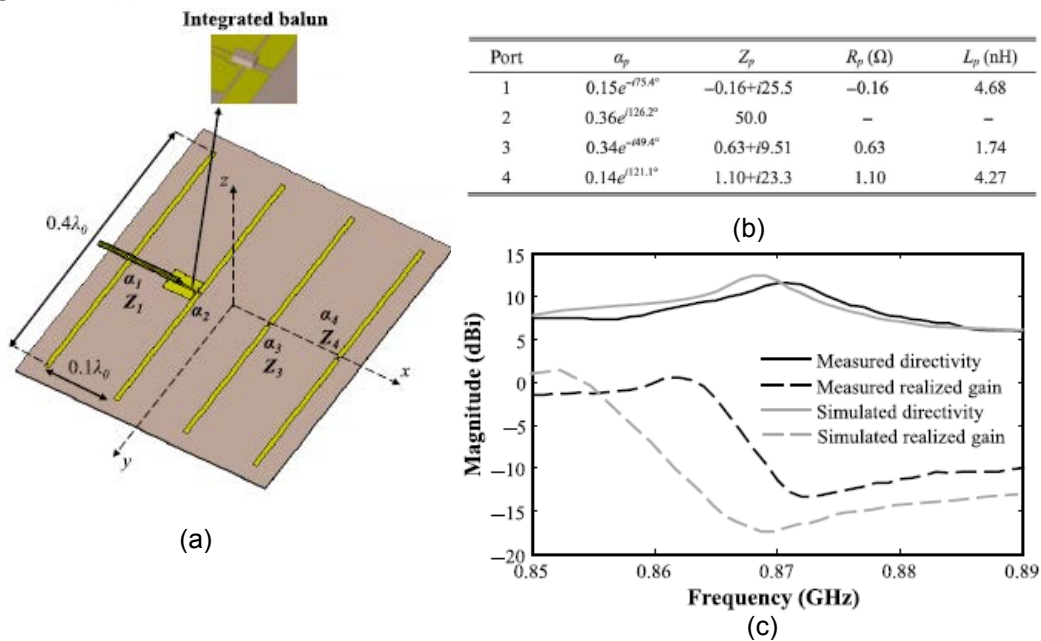


Figure I.20 : Structure d'antenne (a), impédances de charges optimales (b) et directivité (c) des travaux [22]

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Le réseau est composé de quatre dipôles de longueur $0.4 \lambda_0$, espacés de $0.1 \lambda_0$ à 868 MHz. Le deuxième dipôle du réseau est excité à travers un circuit symétriseur (balun). Les trois autres dipôles sont chargés par les impédances Z_1 , Z_3 et Z_4 déterminées à partir de l'algorithme d'optimisation. L'optimisation de la directivité de l'antenne est effectuée au point de fréquence de fonctionnement de 868 MHz où l'antenne est super directive.

Les valeurs de ces impédances optimales notées Z_p et leur interprétation en termes de composants résistifs R_p et inductifs L_p sont illustrées sur la Figure I.20 (b).

Une impédance optimale particulière est observée pour le premier dipôle (Z_1). Cette impédance correspond à l'association d'une résistance négative R_p de -0.16Ω et d'une inductance L_p de 4.68 nH. Cette résistance négative de faible valeur est fixée à une valeur de 0Ω pour l'évaluation de la directivité du réseau.

Les résultats de simulation et de mesure de la directivité du réseau d'antennes chargé par les impédances Z_p sont tracés en fonction de la fréquence sur la Figure I.20 (c). La directivité maximale obtenue en simulation est de 12.6 dBi à la fréquence d'optimisation de 868 MHz. Une directivité maximale de 11.7 dBi est mesurée à la fréquence décalée de 871 MHz.

D'autres travaux sur la directivité des antennes miniatures, proches des travaux proposés dans [22], optimisent la directivité d'un réseau de trois antennes demie-boucles [24]. Le réseau illustré sur la Figure I.21 présente une antenne excitée et deux éléments parasites chargés. L'optimisation de la directivité est faite sur les charges appliquées aux deux antennes parasites et permet d'atteindre une directivité théorique de 9 dBi.

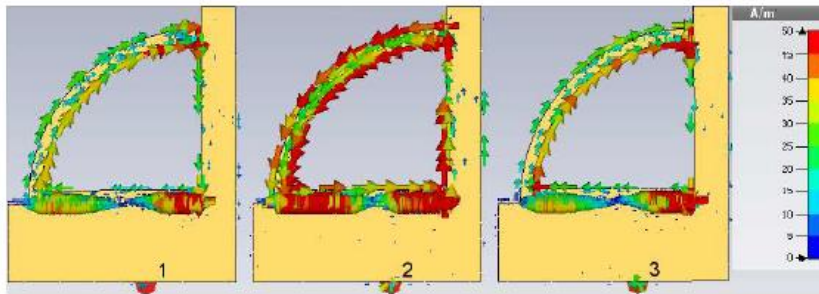


Figure I.21: Réseau d'antennes parasites étudié dans [24]

Comme le montre le Tableau I.1 ci-dessous, l'impédance optimale de charge à appliquer sur le second élément du réseau est complexe à partie réelle négative. Une résistance négative de l'ordre de -13Ω associée en série avec une inductance d'environ 55 nH sont à appliquer sur le deuxième élément parasite.

Tableau I.1: Impédances d'optimisation associées à chaque éléments du réseau

Element no.	Resistance (Ω)	Inductance (nH)
1	-	-
2	-13.07	55.85
3	8.25	45.79

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Négliger cette valeur résistive dans l'antenne reviendrait à réduire sa directivité à 6.7 dBi, soit 41% en moins par rapport à sa valeur optimale de 9 dBi. L'exemple traité dans [24] n'a pas fait l'objet d'une réalisation accompagnée de résultats expérimentaux car la solution optimale présente une résistance négative en guise de charge. Il existe néanmoins dans la littérature des solutions à base de circuits électroniques actifs qui permettent de construire de telles impédances négatives. Ces solutions et leurs limites seront décrites en détail dans le second chapitre de ces travaux de thèse.

La directivité des deux antennes étudiées dans [22] et [24], obtenue en simulation, est illustrée sur la Figure I.22 en comparaison avec les limites connues de directivité. La directivité des deux antennes proposées, tracée en fonction de ka , est au-dessus des limites « normale » et « re-normalisée » d'Harrington. Ces antennes sont donc super directives.

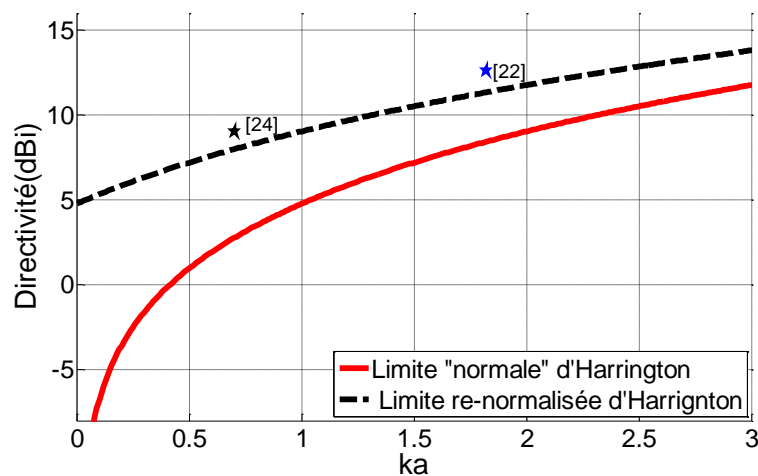


Figure I.22: Directivité des antennes étudiées dans [22] et [24] en fonction de ka

Finalement, les travaux présentés dans [22] et [24] proposent d'optimiser la directivité de deux réseaux différents d'antennes miniatures à éléments parasites. Les deux exemples traités mettent en évidence des impédances de charges optimales complexes à parties réelles négatives pour maximiser la directivité des réseaux d'antennes.

L'annulation de la résistance négative dans [22] induit une dégradation de la directivité évaluée à 0.3 dB. Cette faible dégradation est la conséquence de la faible valeur de R_p de -0.16Ω . Dans [24], une plus grande valeur de résistance optimale négative (-13Ω) est nécessaire pour établir des niveaux de forte directivité. L'annulation de cette résistance négative entraîne une dégradation plus forte (de l'ordre de 41 %) sur le niveau de la directivité du réseau d'antenne.

Les deux exemples traités montrent que l'optimisation des réseaux d'antennes à éléments parasites pour dépasser les limites fondamentales de directivité, fait appel à des éléments non naturels (résistances négatives). Ce point met en évidence une limitation liée à l'optimisation de la directivité des réseaux d'antennes miniatures super directives.

Utiliser des résistances négatives revient à apporter de l'énergie dans le système, ce qui ne peut pas être réalisé par des éléments passifs. Un tel comportement peut néanmoins être obtenu à partir de circuits électroniques actifs. Ces éléments permettent ainsi

d'envisager des optimisations innovantes des réseaux d'antennes miniatures chargés pour en améliorer les performances en termes de directivité.

Par ailleurs, en observant la directivité, optimisée à 868 MHz, de l'antenne [22] en fonction de la fréquence (Figure I.20 (c)), nous observons que celle-ci décroît assez rapidement lorsque l'on s'éloigne de la fréquence d'optimisation. La directivité maximale de l'antenne obtenue en simulation est de 12.6 dBi à la fréquence d'optimisation de 868 MHz. Une directivité maximale de 11.7 dBi est mesurée à la fréquence décalée de 871 MHz. Cependant, la directivité mesurée à 868 MHz est d'environ 8.5 dBi. Ceci met en évidence une sensibilité importante aux fréquences de la directivité optimisée.

Les deux limitations évoquées sont à l'origine de ces travaux de thèse qui visent à réaliser des réseaux d'antennes compacts associés à des circuits d'électronique active pour atteindre des niveaux de super directivité sur une large bande de fréquences. Dans la suite de ce chapitre, nous montrerons, à travers des exemples traités en simulation comment optimiser la directivité des réseaux d'antennes miniatures à éléments parasites sur une large bande à l'aide d'éléments actifs.

2.3. Etude d'un réseau de dipôles à un élément parasite

2.3.1. Description du réseau

L'algorithme d'optimisation présenté dans le paragraphe précédent est appliqué sur un réseau planaire de deux dipôles illustré sur la Figure I.23 ci-dessous. Les dipôles sont dimensionnés pour des applications RFID dans la bande UHF. De longueur $0.4 \lambda_0$ à 868 MHz, les dipôles sont imprimés sur un substrat Rogers Duroid RO4003 de constante diélectrique $\epsilon_r = 3.55$, de pertes $\tan \delta = 0.0027$ et d'épaisseur 813 μm . Dans cette structure, seul le premier dipôle est alimenté, le second élément est un dipôle parasite chargé par une impédance Z . Cette impédance est calculée avec l'algorithme présenté précédemment pour maximiser la directivité du réseau dans une direction privilégiée (suivant l'axe Ox dans l'exemple illustré ci-dessous). L'antenne est étudiée à l'aide du simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio afin de calculer les diagrammes de rayonnement actifs associés à chaque élément du réseau ainsi que la matrice des paramètres S de manière à appliquer le processus d'optimisation.

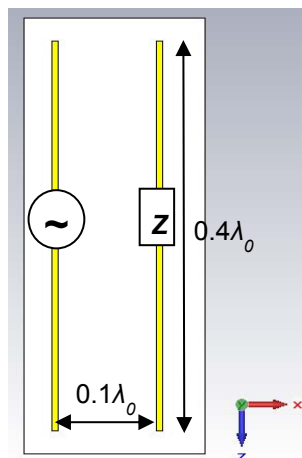


Figure I.23: Réseau planaire à deux dipôles

Chapitre I : Antennes miniatures directives

2.3.2. Optimisation du réseau et confrontation aux limites fondamentales de directivité.

L'optimisation du réseau à un unique point de fréquence qui correspond à la fréquence de fonctionnement de 868 MHz permet d'atteindre une directivité maximale de 7.3 dBi dans la direction $\varphi = 0^\circ$. La charge Z optimale nécessaire pour atteindre une telle directivité est donnée dans le tableau I.2. Z est une association en série d'une capacité de 19.3 pF et d'une résistance négative de -7.7Ω .

Tableau I.2: Charge optimale Z

	Resistance (Ω)	Capacité (pF)
Dipole 1	-	-
Dipole 2	-7.7	19.28

Les polarisations principales et croisées du réseau d'antennes optimisé à 868 MHz sont représentées à la fréquence d'optimisation sur la Figure I.24. La directivité de polarisation principale à $\varphi = 0^\circ$ est de 7.3 dBi avec une ouverture angulaire à -3 dB de 66.4° . La directivité de polarisation croisée présente des niveaux faibles, environ -43 dBi dans l'ouverture du lobe principal.

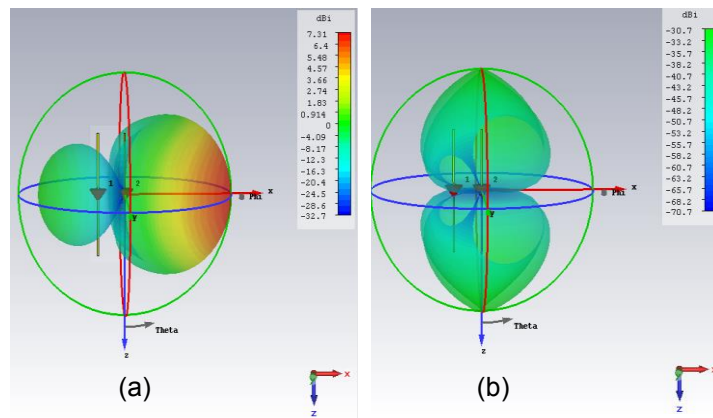


Figure I.24: Diagramme 3D de la directivité suivant les polarisations principale (a) et croisée (b) du réseau à 2 dipôles

La Figure I.25 positionne la directivité maximale que réalise le réseau chargé par l'impédance optimale Z en fonction de ka .

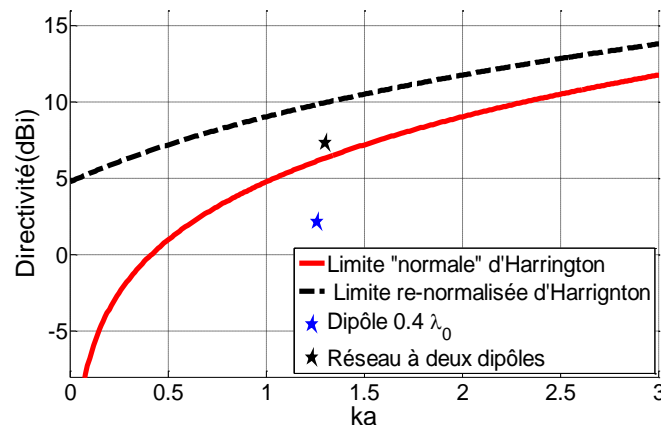


Figure I.25: Directivité en fonction de ka du réseau d'antennes à deux dipôles

Chapitre I : Antennes miniatures directives

La directivité atteinte est comparée à la limite normale de la directivité définie par Harrington [3] et la limite re-normalisée d'Harrington [5]. L'antenne est considérée comme super directive d'après la définition d'Harrington mais pas par rapport à la limite re-normalisée. L'antenne reste néanmoins directive par comparaison au dipôle initial.

2.3.3. Comportement en fréquence de la directivité optimisée à 868MHz

La directivité du réseau optimisée à 868 MHz à l'aide de la charge Z (tableau I.2), est tracée en fonction de la fréquence sur la Figure I.26. La bande de fréquences considérée sur cette courbe allant de 750 MHz à 950 MHz permet de positionner notre antenne sur toute la bande liée au standard RFID dans le monde, soit 860-950 MHz. On note que la directivité de l'antenne atteint sa valeur maximale de 7.3 dBi à la fréquence d'optimisation, mais que celle-ci décroît assez rapidement lorsque l'on s'éloigne de cette fréquence. En effet, la bande passante correspondant la directivité maximale -1 dB est de 840-886MHz, soit 5 % à 868 MHz. Ceci est une conséquence de l'optimisation de l'antenne à un point de fréquence, qui rend l'antenne très directive en ce point mais très sensible aux valeurs de charge. En effet, ici la charge Z est maintenue constante en fonction de la fréquence à sa valeur optimale sur toute la bande de fréquences d'intérêt.

On constate également que la directivité prend des valeurs négatives entre 920 MHz et 950 MHz. Ceci montre que la directivité de l'antenne augmente dans une autre direction (θ, φ) . En effet, l'optimisation appliquée sur ce réseau d'antennes est faite dans la direction $\theta=90^\circ$ et $\varphi=0^\circ$. Les valeurs négatives de directivité montrent que le diagramme de rayonnement de l'antenne devient directif dans la direction opposée l'optimisation, soit $\theta=90^\circ$ et $\varphi=180^\circ$.

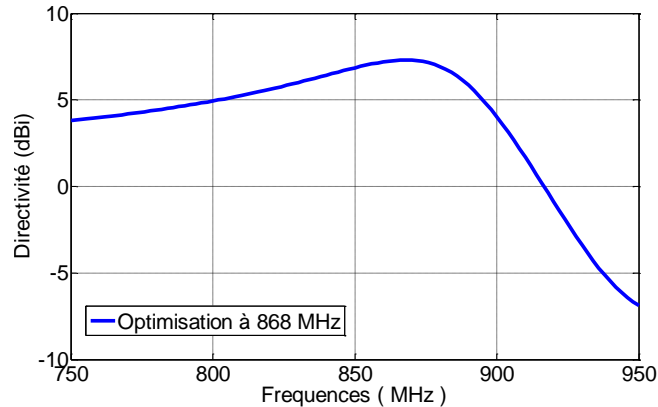


Figure I.26: Directivité en fonction de la fréquence dans la direction $\varphi=0^\circ$

2.3.4. Optimisation large bande du réseau à deux dipôles

La procédure d'optimisation présentée précédemment n'étant valide que pour un seul point de fréquence, nous avons adapté l'algorithme afin d'optimiser l'antenne sur une plus large bande.

Le comportement en fréquence de la directivité optimisée sur toute la bande considérée est illustré la Figure I.27. Une directivité optimale de 7.3 dBi est constatée sur toute la bande. La directivité optimale idéale présente par construction une bande passante infinie.

Chapitre I : Antennes miniatures directives

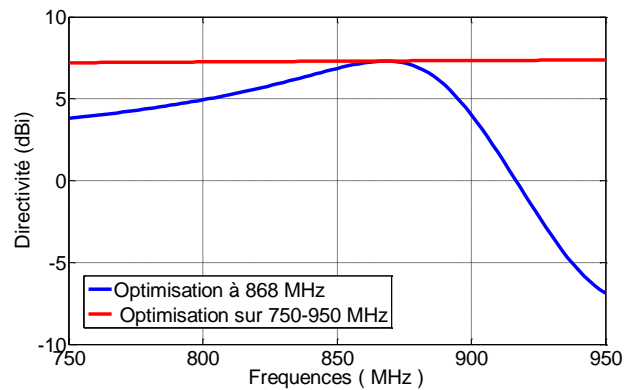


Figure I.27 : Optimisation large bande de la directivité (rouge) et optimisation à 868 MHz (bleu)

L'impédance complexe optimale Z associée à l'élément parasite du réseau a été calculée en fonction de la fréquence entre 750MHz et 950MHz. Les parties réelles et imaginaires de Z optimisée en fréquence sont illustrées sur la Figure I.28.

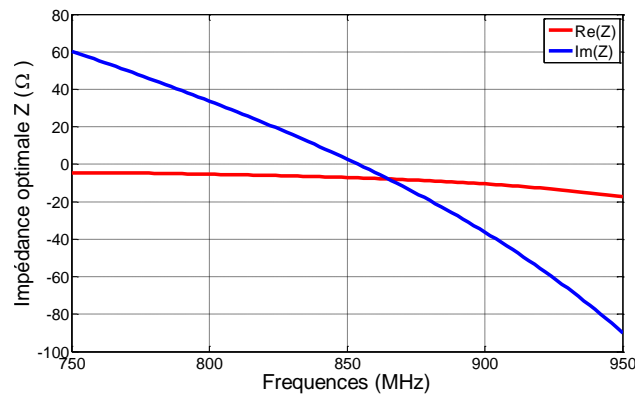


Figure I.28: Comportement en fréquence de Z optimisée sur 750-950 MHz

On observe une partie résistive négative sur toute la bande avec une faible variation par comparaison à la partie imaginaire. Nous rappelons que l'optimisation au point de fréquence unique de 868 MHz faisait appel à une impédance optimale dont la partie imaginaire interprétée en ce point de fréquence donnait lieu à une capacité de 19.28 pF.

Or, en observant le comportement fréquentiel de la partie imaginaire Z , nous nous apercevons que celui-ci ne s'apparente pas à un comportement classique d'une capacité. La partie imaginaire de l'impédance ou réactance présente un comportement décroissant en fonction de la fréquence.

Un tel comportement est représentatif d'un élément Non-Foster. Les éléments Non-Foster sont des éléments réactifs au comportement non naturel et sont associés à des capacités ou des inductances négatives. Ce type d'élément sera décrit de manière plus détaillée dans le chapitre suivant.

Afin d'obtenir un réseau à deux dipôles fortement directif sur une large bande passante, l'utilisation d'une charge Z optimale particulière est nécessaire. Cette charge dont le comportement en fréquence (Figure I.28) révèle la mise en série d'une résistance négative et d'un élément dont la réactance est décroissante, permet d'atteindre une directivité maximale de l'ordre de 7.3 dBi sur toute la bande considérée.

Chapitre I : Antennes miniatures directives

2.3.5. Investigations complémentaires sur le réseau à un élément parasite

2.3.5.1. Excitation du réseau

Sur le réseau à deux dipôles traité dans les paragraphes précédents, le premier dipôle est alimenté tandis que le second est chargé par l'impédance Z optimisée. Dans ce paragraphe, nous considérons un réseau à deux dipôles avec le premier dipôle chargé et le second alimenté. Le même processus d'optimisation de la directivité et de la charge Z associée est appliqué à ce réseau. On observe que la directivité optimale dans la direction $\varphi = 0^\circ$ reste la même que précédemment, soit une directivité de l'ordre de 7.3 dBi sur la bande 750-950 MHz. En effet, la directivité maximale est propre à la structure de l'antenne considérée et dépend des modes de rayonnements excités par la pondération du réseau. Cependant la charge Z optimale associée au premier dipôle pour réaliser la directivité maximale est différente. La comparaison des impédances optimales selon la configuration de l'excitation du réseau sont représentée dans la Figure I.29.

Même si les deux impédances optimales ne sont pas identiques, elles présentent néanmoins les mêmes caractéristiques d'impédance, à savoir une partie réelle négative et une partie imaginaire décroissante décrivant un comportement Non-Foster.

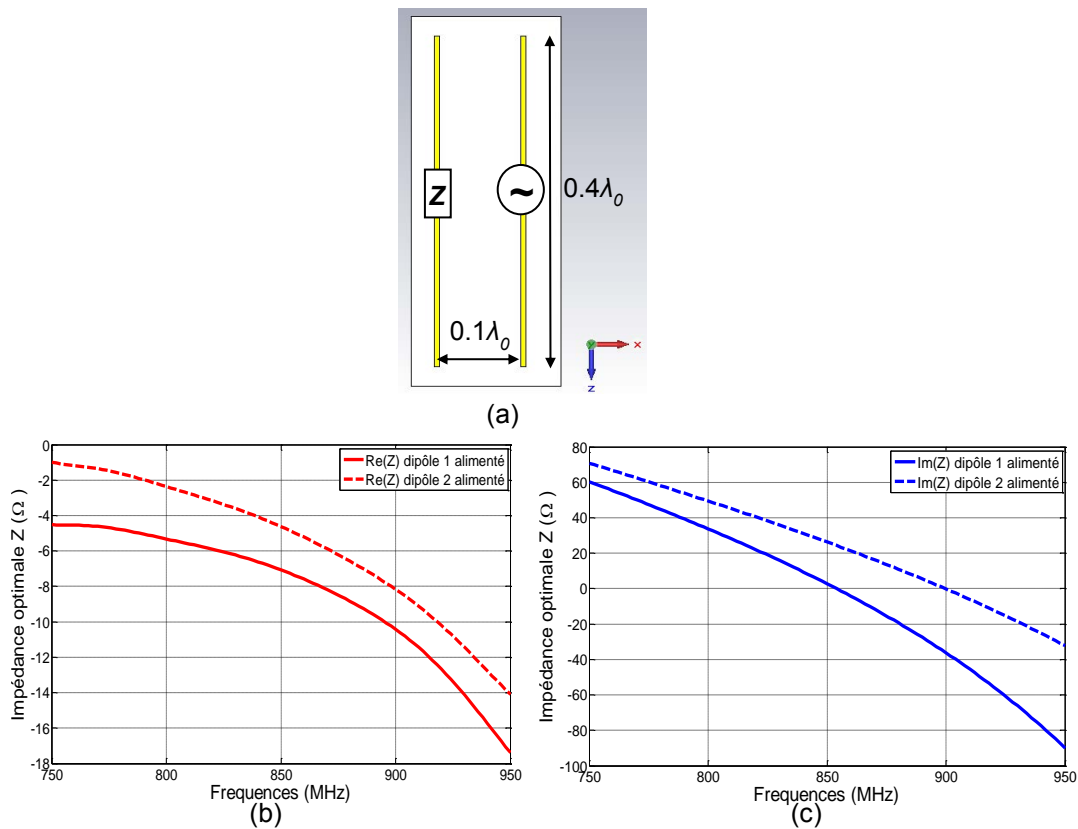


Figure I.29 : Excitation du réseau (a), comparaison des parties réelles de Z (b) et des parties imaginaires (c) selon l'excitation du réseau.

2.3.5.2. Fréquence de fonctionnement du réseau

Une investigation supplémentaire a été faite sur la fréquence de fonctionnement du réseau afin d'observer si des éléments Non-Foster et de résistances négatives sont nécessaires pour maximiser la directivité du réseau. Pour cela, le réseau à deux dipôles dont le premier élément est alimenté et le second est parasite chargé a été dimensionné pour les trois fréquences suivantes correspondant à des standards dans la bande UHF : 433 MHz, 868 MHz et 2.4GHz. Pour ces trois fréquences, la longueur du dipôle est de $0.4 \lambda_0$ et l'espacement inter-éléments est de $0.1 \lambda_0$. Afin d'observer le comportement en fréquence de la directivité des trois antennes, le processus d'optimisation est appliqué sur une bande relative de 8 % incluant chaque fréquence de fonctionnement. Le maximum de directivité ainsi que la bande considérée pour chaque fréquence de fonctionnement sont représentés sur le Tableau I.3.

Tableau I.3: Fréquence de fonctionnement, bande passante obsd'observation et directivité maximale du réseau

Fréquence de fonctionnement	433 MHz	868 MHz	2.4 GHz
Bande	416-450 MHz	832-904 MHz	2.3-2.5 GHz
Directivité max	7.29 dBi	7.34 dBi	7.36 dBi

Nous constatons que les directivités maximales associées à ces trois antennes sont proches. Changer la fréquence de fonctionnement du réseau ne modifie pas sa directivité maximale. Celle-ci est liée à la structure physique du réseau et en particulier au nombre d'éléments du réseau. La directivité optimisée sur chaque bande relative de 8 % est illustrée sur la Figure I.30. Les parties réelles et imaginaires de l'impédance Z optimisée pour avoir la directivité maximale sont présentées dans la Figure I.31.

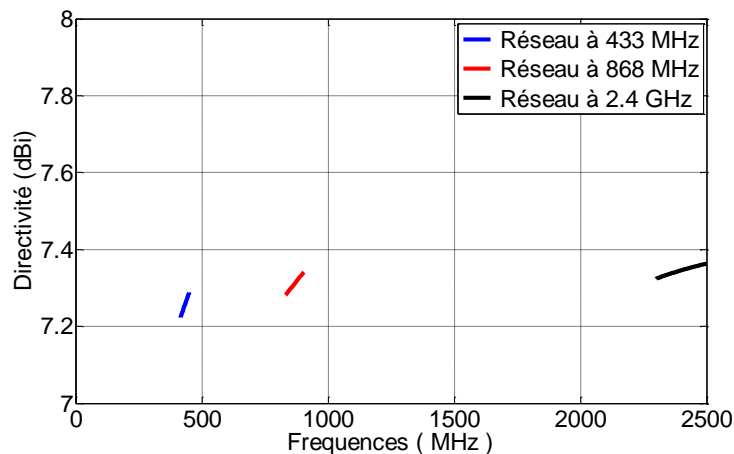


Figure I.30: Directivité optimale pour les trois fréquences de fonctionnement

Chapitre I : Antennes miniatures directives

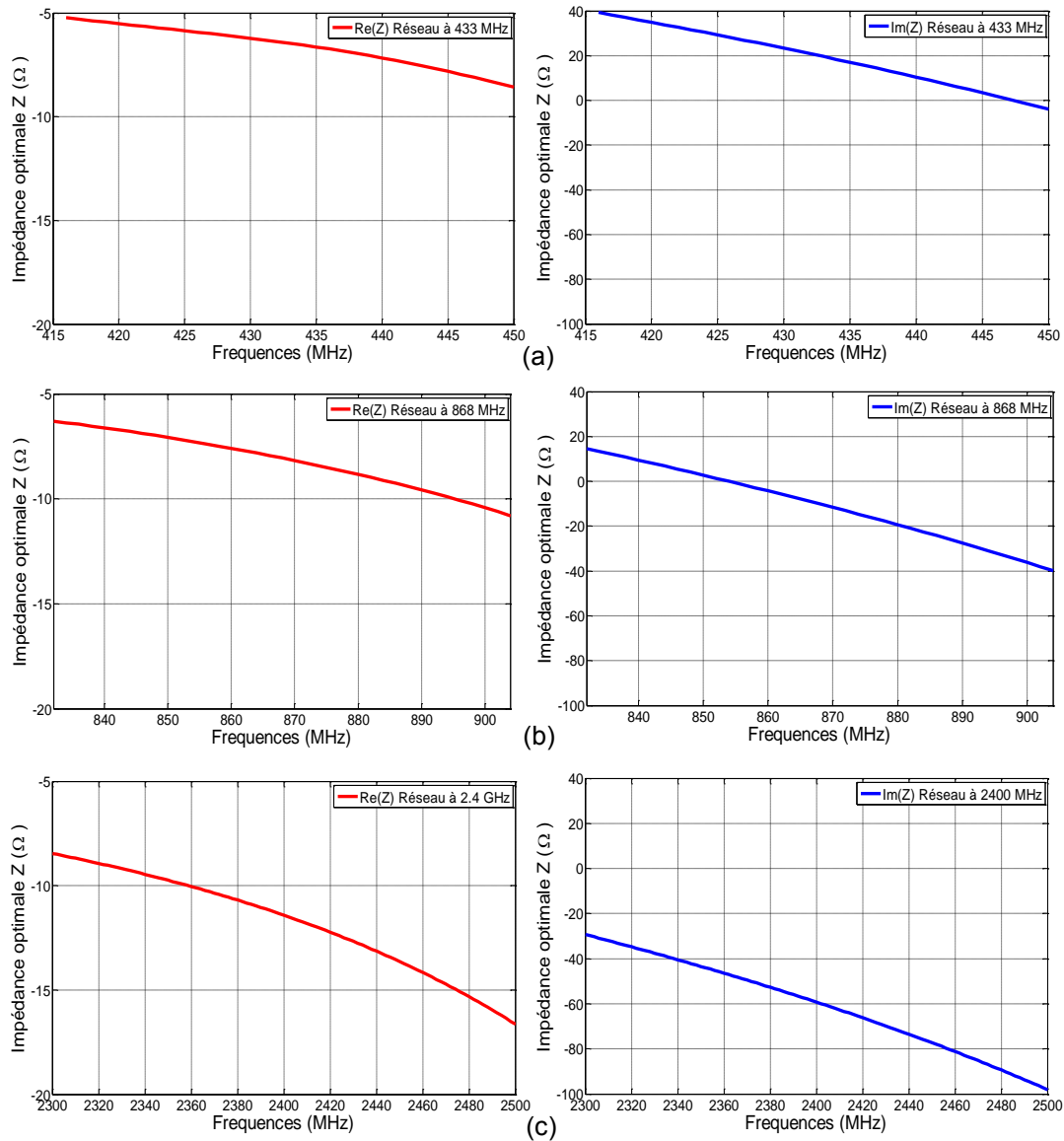


Figure I.31: Impédance Z optimale pour chaque fréquence de fonctionnement: 433 MHz (a), 868 MHz (b) et 2.4 GHz (c)

Pour les trois fréquences de fonctionnement, l'optimisation de Z sur les bandes considérées fait appel à des parties réelles négatives et des parties imaginaires décroissantes.

Lorsque la fréquence de fonctionnement de l'antenne augmente, deux phénomènes sont observés sur les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'optimisation Z . D'une part la pente des parties réelles et imaginaires de Z devient plus importante lorsque la fréquence de fonctionnement du réseau augmente.

Par ailleurs, un décalage en amplitude des parties réelles et imaginaires de l'impédance est constaté pour des fréquences de fonctionnement plus hautes. Ce phénomène de décalage vers des valeurs de plus en plus négatives est d'autant plus observable sur la partie imaginaire de Z . En effet, à la fréquence 433 MHz, la partie imaginaire de l'impédance optimale est décroissante à valeurs strictement positives, comme l'illustre la courbe en bleu sur la Figure I.31 (a). A 868 MHz, la partie imaginaire de Z est

Chapitre I : Antennes miniatures directives

décroissante à valeurs positives jusqu'à 853 MHz, puis celle-ci devient négative sur le reste de la bande de fréquences considérées (Figure I.31 (b)). La partie imaginaire de Z observée pour une fréquence de fonctionnement de 2.4 GHz est quant à elle décroissante à valeurs strictement négatives (Figure I.31 (c)).

Finalement, les investigations complémentaires menées sur le réseau directif à deux dipôles montrent que la permutation de l'alimentation du réseau ou son dimensionnement à des fréquences de fonctionnement différentes fait appel à une impédance optimale de même nature. Cette impédance optimale présente pour les différents cas considérés, une partie réelle négative et une partie imaginaire dont le comportement est décroissant en fonction de la fréquence. Dans le paragraphe suivant, nous étudions la directivité d'un réseau de dipôles à trois éléments afin confirmer les principes constatés sur le réseau à deux éléments.

2.4. Etude d'un réseau de dipôles à deux éléments parasites

2.4.1. Optimisation de la directivité de l'antenne

La méthode d'optimisation de la directivité présentée dans les paragraphes précédents est appliquée sur un réseau planaire à trois dipôles illustré sur la Figure I.32. Les dipôles de longueur $0.4\lambda_0$ et espacés de $0.1\lambda_0$ à 868 MHz sont imprimés, comme précédemment, sur un substrat Rogers Duroid RO4003 de constante diélectrique $\epsilon_r = 3.55$, de pertes $\tan\delta = 0.0027$ et d'épaisseur 813 μm . Dans cette structure, seul le premier dipôle est alimenté, les deux autres sont des dipôles parasites chargés des impédances Z_1 et Z_2 .

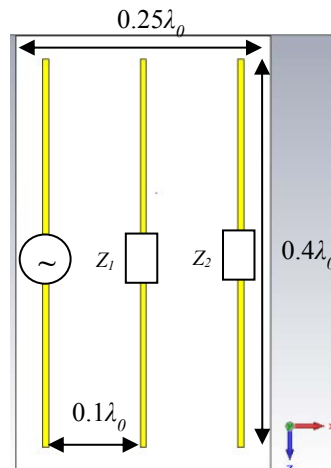


Figure I.32 Réseau planaire à deux éléments parasites

L'optimisation du réseau à la fréquence de 868 MHz permet d'atteindre une directivité maximale de 10.3 dBi. On constate que l'ajout d'un élément parasite au réseau d'antenne permet d'augmenter la directivité maximale du réseau de manière significative, soit 49 %.

Les charges exprimées à partir des impédances Z_1 et Z_2 calculées pour optimiser la directivité de l'antenne sont synthétisées dans le Tableau I.4 ci-dessous. Z_1 est une

Chapitre I : Antennes miniatures directives

association en série d'une inductance avec résistance négative. Z_2 quant à elle est une association en série d'une inductance et d'une résistance positive.

Tableau I.4: Charges Z_1 et Z_2 optimisées à 868 MHz

	Resistance (Ω)	Inductance (nH)
Dipole 1	-	-
Dipole 2	-2.2	0.9
Dipole 3	4.95	3.3

Les directivités selon les polarisations principales et croisées du réseau d'antennes optimisé à 868 MHz sont représentées à la fréquence d'optimisation sur la Figure I.33. La directivité de polarisation principale à $\varphi = 0^\circ$ est de 10.3 dBi avec une ouverture angulaire à -3dB de 51.4° . La directivité de polarisation croisée présente des niveaux faibles dont le lobe principal et de -30.5 dBi.

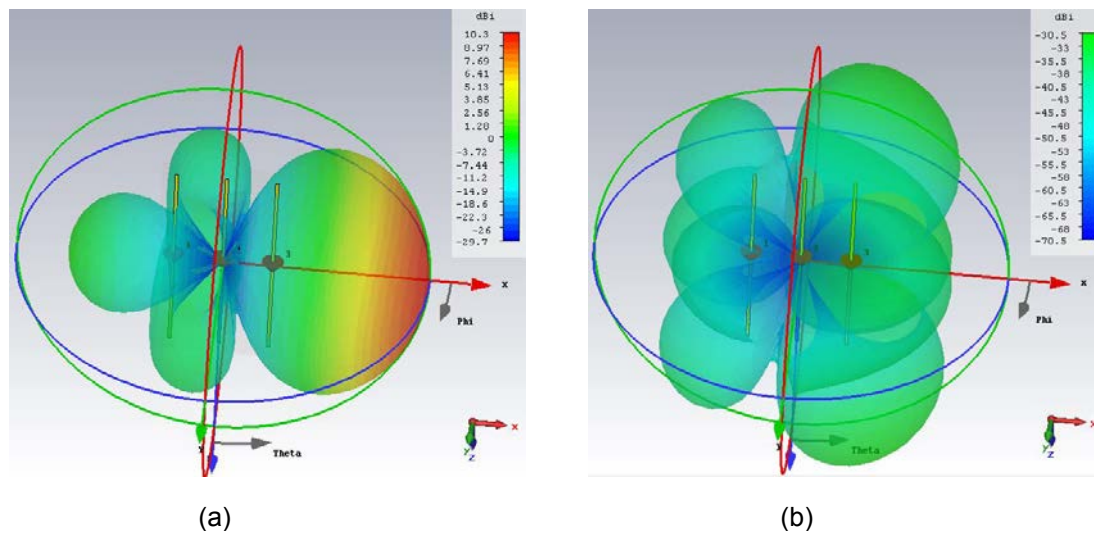


Figure I.33: Diagramme 3D de la directivité suivant les polarisations principale (a) et croisée (b) du réseau à 3 dipôles

La Figure I.34 ci-dessous positionne la directivité optimisée réalisée par le réseau à trois dipôles par rapport aux deux limites « normale » et « re-normalisée » d'Harrington en fonction de ka . L'antenne étudiée présente une directivité de 10.3 dBi. Cette antenne optimisée est considérée comme super directive puisqu'elle dépasse les deux limites de directivité. Il est important de noter que la directivité de 10.3 dBi de l'antenne proposée ($ka = 1.4$) est très supérieure à la directivité d'un dipôle élémentaire ($ka = 1.26$) qui est de 2.1 dBi, sachant que leurs dimensions électriques sont proches.

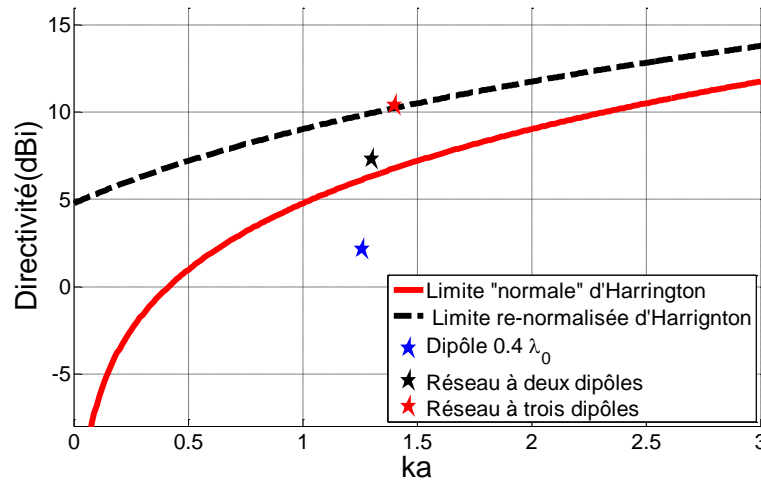


Figure I.34: Directivité maximale en fonction de la dimension électrique de l'antenne et sa confrontation aux limites de directivité

2.4.2. Comportement en fréquence de la directivité de l'antenne

Le comportement en fréquence de la directivité du réseau optimisé à 868 MHz est observé sur la bande de fréquences 750-950 MHz. Pour tracer cette courbe illustrée sur la Figure I.35, les valeurs des charges Z_1 et Z_2 sont maintenues constante à leur valeur d'optimisation à 868 MHz. De manière similaire au réseau à deux dipôles, la directivité se dégrade assez rapidement lorsque l'on s'éloigne de la fréquence d'optimisation. Etant donné que la directivité du réseau à trois dipôles est plus importante, la bande passante correspondant à la directivité maximale – 1dB est plus faible. En effet, $D_{\max-1dB}$ est réalisée sur une bande de fréquences 865 et 870 MHz, soit une bande relative très faible de 0.6% à 868 MHz.

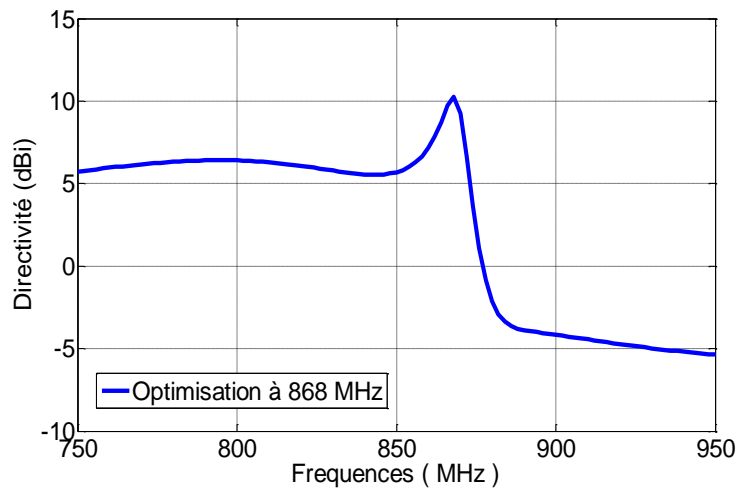


Figure I.35: Directivité en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée à 868 MHz

Chapitre I : Antennes miniatures directives

2.4.3. Optimisation large-bande de la directivité et calcul des charges associées

L'optimisation large-bande de la directivité du réseau à trois éléments permet d'obtenir une directivité optimale de 10.3 dBi sur l'ensemble de la bande d'intérêt comme le montre la Figure I.36.

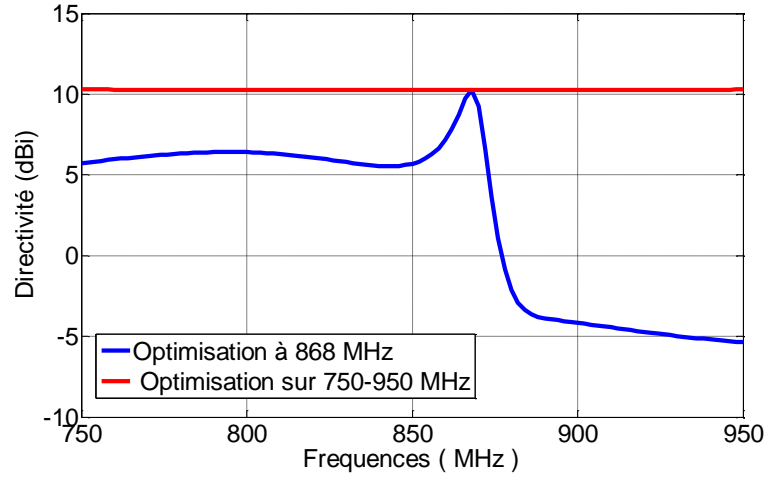


Figure I.36: Directivité en fonction de la fréquence sur 850-880MHz

La directivité optimale observée sur la Figure I.36 nécessite les impédances complexes Z_1 et Z_2 dont les parties réelles et imaginaires sont illustrées sur la Figure I.37.

La résistance optimale associée à Z_1 est négative tandis que celle associée à Z_2 est positive. Comme pour le réseau à deux dipôles, les parties imaginaires de Z_1 et Z_2 sont toutes deux décroissantes. Deux éléments Non-Foster sont nécessaires pour optimiser la directivité du réseau considéré.

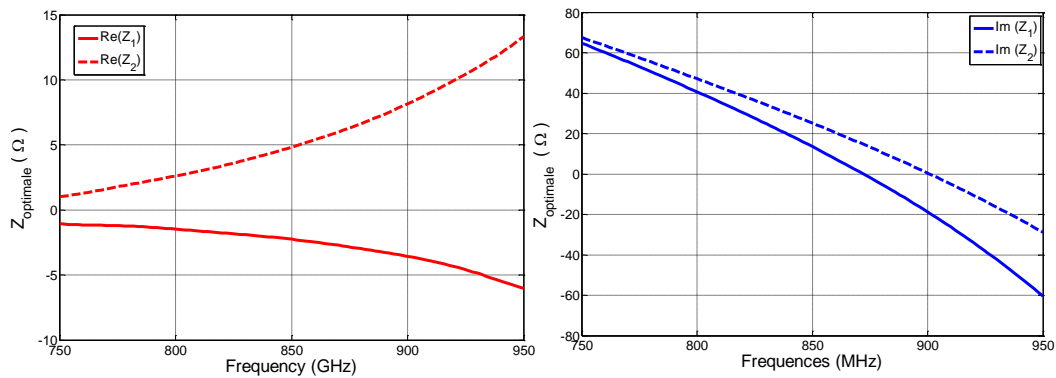


Figure I.37: Impédance optimale Z_1 et Z_2 nécessaires avoir une directivité maximale entre 850MHz et 880MHz

L'introduction des charges optimales Z_1 et Z_2 , aux réactances Non-Foster, calculées sur la bande 750-950 MHz permet d'augmenter considérablement la bande passante de la directivité du réseau d'antennes.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné dans un premier temps les définitions des principes abordés dans ces travaux de thèse. Les notions d'antennes miniatures, de directivité et les limites associées ont pu être explicitées.

Nous avons pu voir à travers un état de l'art des antennes miniatures et directives les différentes techniques permettant d'augmenter la directivité des antennes miniatures. Le potentiel des réseaux d'antennes parasites chargées a été mis en évidence pour la conception d'antennes à la fois miniatures et fortement directives voir super directives.

Dans un second temps, une technique d'optimisation de la directivité des antennes réseaux a été introduite. Cette technique basée sur la décomposition en ondes sphériques du rayonnement des antennes et la pondération des modes de rayonnements a été appliquée sur deux réseaux d'antennes à éléments parasites.

Deux exemples de réseaux d'antennes à éléments parasites optimisés en termes de directivités ont mis en évidence les limites engendrées par la super directivité des antennes.

Des résultats prometteurs ont été identifiés grâce à l'utilisation d'impédances complexes en guise de charges associées aux éléments parasites des réseaux d'antennes. Ces impédances optimales présentent notamment des parties imaginaires dont le comportement est particulier. Un tel comportement de réactance décroissante associée à des résistances négatives permet d'établir une super directivité sur une large bande de fréquences.

Ces éléments non naturels réalisés à partir de circuits électroniques actifs permettent d'envisager des optimisations innovantes des réseaux d'antennes miniatures chargés pour en améliorer les performances en termes de directivité.

Les propriétés et les applications de ce type d'impédances particulières sont traitées de manière détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre I : Antennes miniatures directives

Chapitre 2 : Etude des éléments Non-Foster et réalisations associées

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Sommaire du chapitre II

Introduction	47
1. Impédances négatives et éléments Non-Foster	48
1.1. <i>Théorie des éléments Non-Foster</i>	<i>48</i>
1.2. <i>Réalisation des éléments Non-Foster</i>	<i>51</i>
2. Applications des éléments Non-Foster et propriétés des circuits associés	61
2.1. <i>Applications des éléments Non-Foster</i>	<i>61</i>
2.2. <i>Propriétés des NIC : stabilité et bruit</i>	<i>71</i>
Conclusion.....	79

Introduction

Ce deuxième chapitre est consacré à l'étude des éléments Non-Foster :

Dans un premier temps, la théorie de ces éléments sera exposée. Puis nous donnerons une analyse des différentes techniques et circuits issus de l'état de l'art permettant de réaliser les éléments Non-Foster.

Par la suite, quelques applications de ces circuits, les propriétés associées ainsi que les contraintes qu'ils présentent seront traitées sur des exemples de la littérature récente. Nous traiterons plus particulièrement le potentiel de ces circuits pour pallier les limites des antennes miniatures.

1. Impédances négatives et éléments Non-Foster

1.1. Théorie des éléments Non-Foster

Avant d'adresser les réactances Non-Foster, il est important de rappeler ce qu'est une réactance de type Foster. Tout élément sans perte respectant le théorème de Foster [25] est désigné comme élément ou réactance Foster. Ce théorème traite des éléments passifs sans perte et fait référence en particulier aux capacités et aux inductances idéales.

Selon le théorème de Foster, la dérivée en fonction de la fréquence de la réactance $X(\omega)$ (partie imaginaire de l'impédance) est positive. En d'autres termes, la pente de $X(\omega)$ liée à l'énergie stockée dans l'élément Foster est toujours positive. De ce fait, les éléments Foster ont un coefficient de réflexion Γ qui tourne dans le sens horaire sur un abaque de Smith lorsque la fréquence augmente.

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial \omega} > 0 \quad (\text{II.1})$$

Un corolaire [26] du théorème de Foster sur les réactances impose trois critères caractéristiques des éléments Foster :

- 1- L'impédance (ou admittance) du système peut être représentée sous forme d'un quotient de deux fonctions polynomiales de Laplace $p = \sigma + j\omega$:

$$Z(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (\text{II.2})$$

- 2- Les coefficients $D(p)$ et $N(p)$ sont réels et positifs.
- 3- La différence de l'ordre de $N(p)$ et $D(p)$ est de 0 ou 1.

Par exemple, une capacité idéale dont l'impédance s'écrit $Z(p) = \frac{1}{pC}$ ou encore une combinaison en série d'éléments idéaux R, L, C dont l'impédance s'écrit $Z(p) = R + pL + \frac{1}{pC} = \frac{p^2LC + pRC + 1}{pC}$, respectent les trois critères ci-dessus.

Le terme Non-Foster fait référence plus particulièrement aux capacités et aux inductances négatives dont les caractéristiques sont opposées à celles des éléments Foster conventionnels. En effet, les éléments Non-Foster ont par définition une réactance $X(\omega)$ décroissante en fonction de la fréquence.

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial \omega} < 0 \quad (\text{II.3})$$

La Figure II.1.1-1 ci-dessous décrit le comportement bien connu de capacité et d'inductance classiques en trait plein ainsi que le comportement d'une inductance et d'une capacité Non-Foster en pointillés. La courbe décroissante à valeurs positives reflète le comportement d'une capacité négative ($\frac{1}{jC\omega} = \frac{-j}{C\omega}$ avec $C < 0$). La courbe décroissante à valeurs négatives décrit une inductance négative ($jL\omega$ avec $L < 0$).

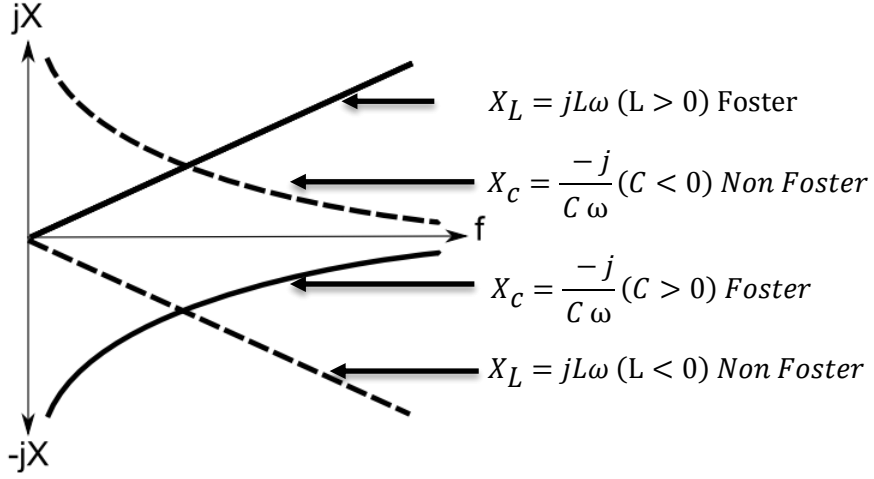


Figure II.1 : Comparaison de la réactance des éléments Foster et Non-Foster

Le coefficient de réflexion des éléments Non-Foster tourne dans le sens antihoraire sur l'abaque de Smith lorsque la fréquence augmente. Le coefficient de réflexion est représenté sur un abaque de Smith pour une capacité négative idéale sur la Figure II.2 (a) et pour une inductance négative idéale sur la Figure II.2 (b).

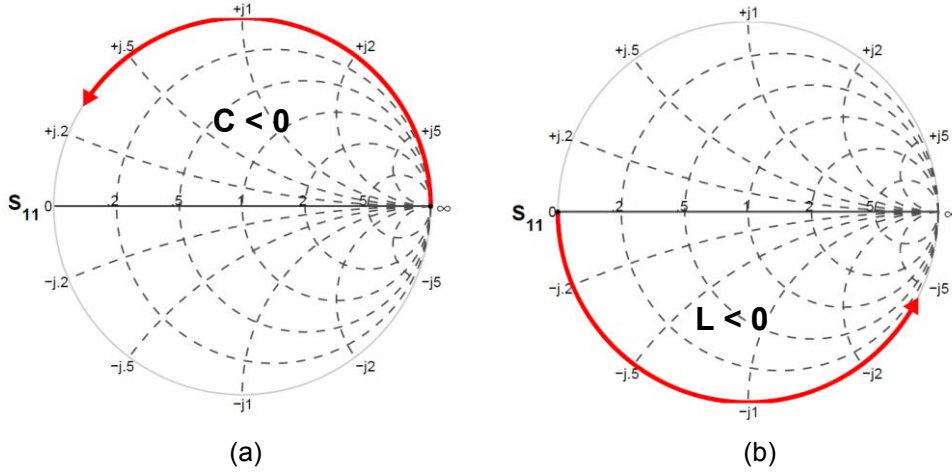


Figure II.2 : Coefficient de réflexion pour une capacité négative idéale (a) et une inductance négative idéale (b) pour des fréquences croissantes

Les caractéristiques des éléments Non-Foster ont suscité un intérêt important ces dernières années pour les concepteurs d'antennes car ils offrent des perspectives intéressantes pour la miniaturisation des antennes. L'une des contraintes majeures qui s'appliquent au domaine des antennes miniatures est la bande passante. L'utilisation d'éléments réactifs négatifs, tels que des capacités ou des inductances négatives, apporte une solution avantageuse pour résoudre le problème de bande passante lié aux antennes miniatures [26]–[28].

Comme le montre la Figure II.3 ci-dessous, l'impédance équivalente d'une antenne miniature peut être modélisée par la mise en série d'une réactance X_a et d'une résistance R_a [26] :

$$Z_a = R_a + jX_a = R_r + R_l + jX_a \quad (II.4)$$

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

R_l : Résistance des pertes dans l'antenne

R_r : Résistance de rayonnement de l'antenne.

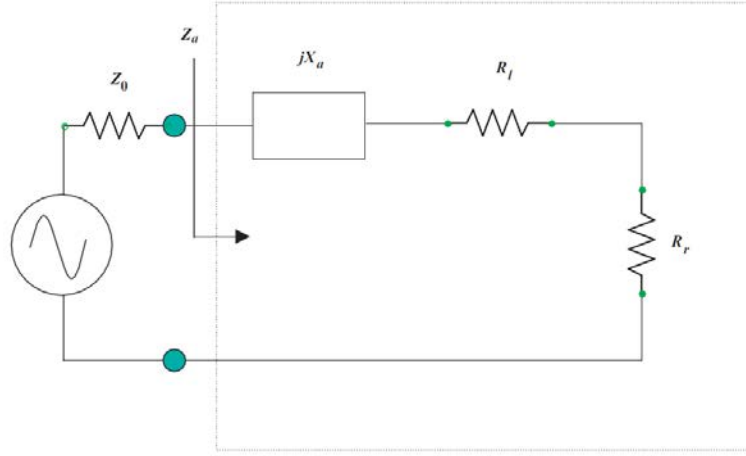


Figure II.3: Modélisation circuit d'une antenne électriquement petite de type résonante

Comme il a été vu dans le chapitre I, les antennes miniatures présentent des réactances élevées et par conséquent un facteur de qualité $Q(f)$ élevé. De manière générale, le coefficient de qualité d'une antenne miniature résonnante peut s'exprimer en fonction de la réactance X_a de la façon suivante [29] :

$$Q(f) = \frac{f}{2R_a} \left| \frac{dX_a}{df} + \left| \frac{X_a}{f} \right| \right|, \quad (II.5)$$

De plus la bande passante d'une antenne $FBW(f)$ s'exprime de manière inversement proportionnelle à son facteur de qualité [29] :

$$FBW(f) \approx \frac{2\sqrt{\beta}}{Q(f)}, \quad (II.6)$$

avec $\sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} < 1$ et $s = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$,

S : Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Γ : Coefficient de réflexion de l'antenne.

Le coefficient de qualité des antennes miniatures étant élevé, leur bande passante devient faible d'après l'équation II. 6. Classiquement, des circuits d'adaptation passifs sont utilisés mais compte-tenu de la limite décrite par Bode et Fano [30], l'adaptation d'impédance ne peut se faire que sur une bande passante limitée. A l'inverse, l'introduction d'éléments Non-Foster permet de résoudre le problème de bande passante. En effet, l'introduction d'éléments réactifs négatifs Non-Foster permet de compenser la réactance de l'antenne X_a . Par conséquent, le facteur de qualité de l'ensemble est également réduit d'après l'équation II.5, ce qui implique une augmentation de la bande passante (équation II.6).

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

A titre d'exemple [31], prenons un dipôle miniature de réactance capacitive. Un circuit d'adaptation classique du premier ordre modélisé par une inductance est appliqué à cette antenne (Figure II.4 (a)). Ce circuit d'adaptation permet d'annuler la réactance totale du système sur une seule fréquence. Lorsqu'une capacité négative Non-Foster idéale est appliquée en série à l'antenne, la réactance totale du système s'annule sur une large bande de fréquences (Figure II.4 (b)). Ce circuit d'adaptation à base d'une capacité Non-Foster permet d'augmenter de manière considérable la bande passante de l'antenne. Une telle adaptation d'impédance serait impossible avec un circuit d'adaptation classique.

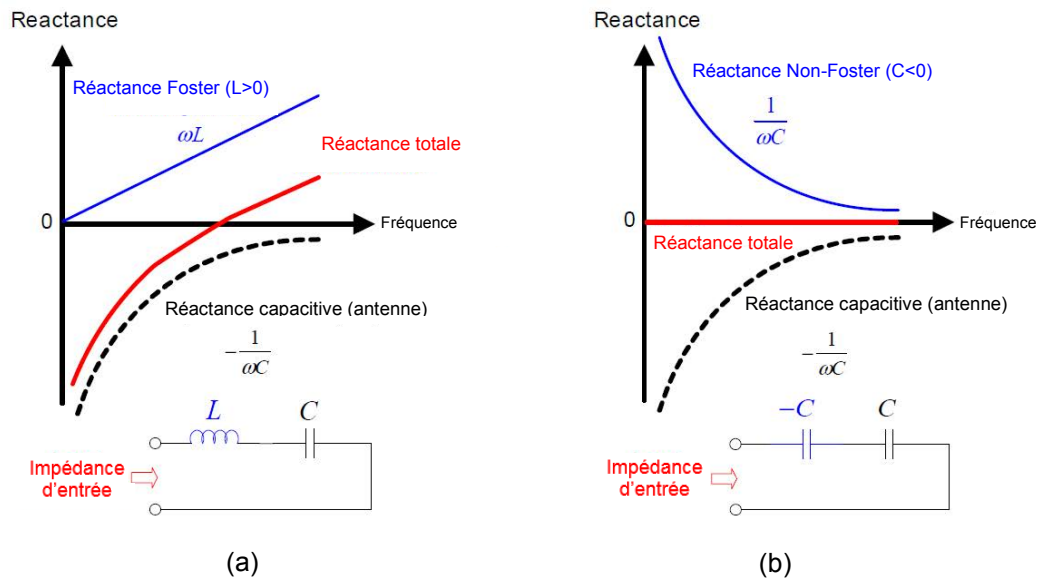


Figure II.4 : Adaptation d'impédance avec un circuit passif classique (a) et avec un élément Non-Foster (b)

1.2. Réalisation des éléments Non-Foster

1.2.1. Convertisseurs d'Impédances Négatives

Le paragraphe précédent montre le comportement des éléments Non-Foster et leur potentiel pour améliorer la bande passante des antennes miniature. Cependant, ces capacités et inductances négatives ne sont pas disponibles en composants discrets simples. Des circuits électroniques actifs appelés convertisseurs d'impédance négative ou *Negative Impedance Converters* en anglais (NIC) permettent de réaliser ce type de comportements particuliers.

Pour reprendre les termes de Linvill [32] : un circuit NIC idéal est un quadripôle actif dont le courant d'entrée est égal au courant de sortie et dont la tension d'entrée est égale à l'opposé de la tension de sortie. Cette inversion de polarité est réalisée à l'aide d'une boucle de rétroaction positive et permet ainsi d'obtenir en entrée du montage NIC une impédance négative dont la valeur est proportionnelle à la charge Z_L appliquée en sortie du montage (Figure II.5). Dans la théorie des NIC, l'impédance d'entrée du circuit s'exprime, de manière simplifiée, en fonction de la charge Z_L par une fonction linéaire de type $Z_{NIC} = -k Z_L$ où k est un réel positif.

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

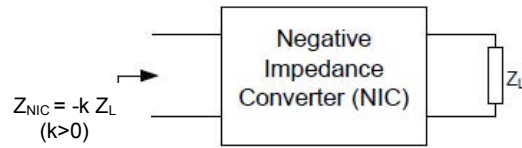


Figure II.5: Principe du montage NIC

Les NIC sont étudiés depuis environ une cinquantaine d'année. Les premières études théoriques sur les NICs ont été réalisées par Merrill en 1950 [33] mais les premiers montages expérimentaux à base de transistors ont été développés par Linvill en 1953 et présentés dans [32] et [34].

L'architecture de Linvill décrite sur la Figure II.6 est réalisée à partir de deux transistors bipolaires. Les transistors forment une boucle de rétroaction permettant d'inverser le signe de l'impédance de charge Z_L . En effet, la base du transistor 1 est connectée au collecteur du transistor 2. De la même façon la base du transistor 2 est connectée au collecteur du transistor 1. La charge Z_L est placée au centre de la boucle, entre les deux collecteurs des transistors 1 et 2. Les quatre résistances de 5.6 k Ω servent à la polarisation des deux transistors. L'impédance négative issue du NIC est évaluée en différentiel entre les deux émetteurs des transistors 1 et 2. De ce fait, ce NIC est qualifié de flottant. Une autre version du NIC de Linvill où l'un des deux émetteurs est mis à la masse d'un point de vue RF, permet d'évaluer une impédance négative référencée à la masse.

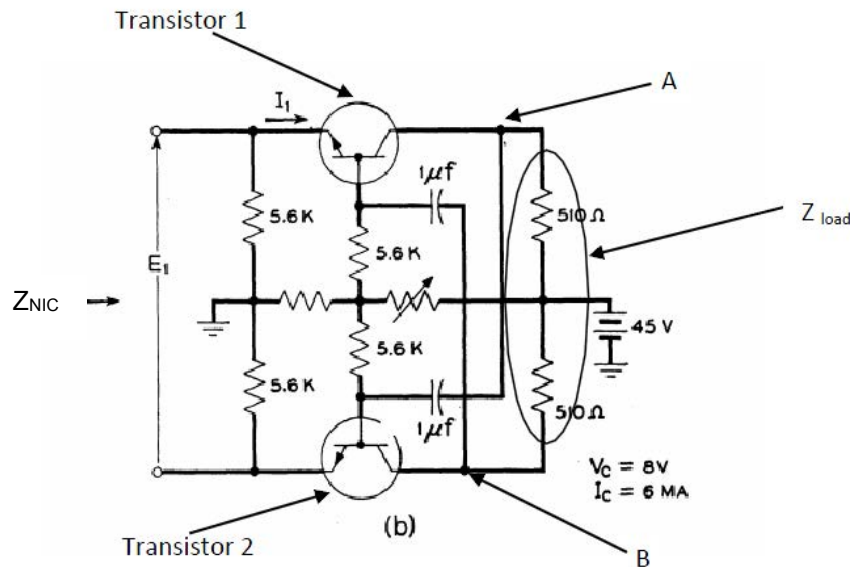


Figure II.6: Circuit NIC de Linvill [32]

Un exemple récent s'inspirant de l'architecture de Linvill afin d'obtenir des éléments Non-Foster est présenté dans [35]. Ce circuit permet de réaliser une capacité négative variable entre -7,5 pF et -12,5 pF à l'aide d'une diode Varactors polarisée entre 5 V et 30 V. L'architecture du NIC et les résultats sont représentés sur la Figure II.7.

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

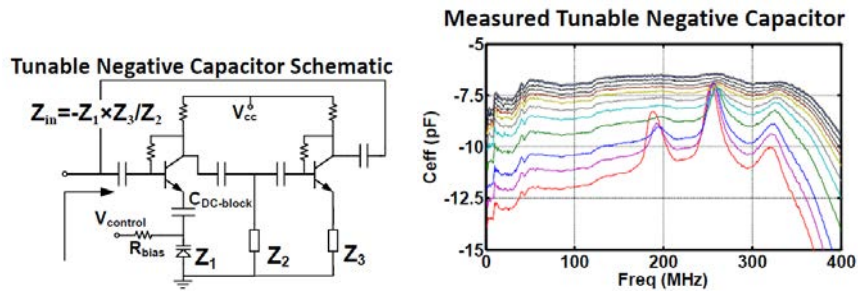


Figure II.7: Architecture du NIC et résultats de capacité négative[35]

Les architectures de NIC les plus répandues dans la littérature sont celles inspirées de Linvill mises en œuvre à partir de transistors bipolaires. Cependant d'autres configurations sont utilisées pour remplir la fonction de conversion d'impédance négative.

Par exemple dans [31], afin d'obtenir des éléments Non-Foster, l'auteur propose un convertisseur d'impédance négative avec un transformateur. Le transformateur permet d'effectuer une inversion de phase nécessaire à la conversion d'une impédance de charge en impédance négative. Comme l'illustre la Figure II.8, l'impédance négative obtenue dépend du rapport de transformation n .

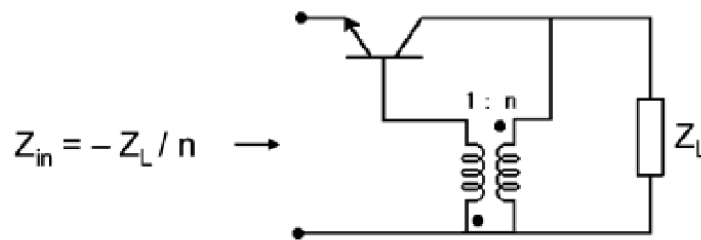


Figure II.8: Architecture NIC proposée dans [31]

Des architectures à base d'Amplificateurs opérationnels (AOP) sont également utilisées afin de réaliser des circuits NIC permettant d'obtenir des impédances négatives. Ces réalisations sont destinées à des bandes de fréquences inférieures au GHz. Par exemple, Aberle [26], dans son étude des éléments non-Foster comme solution d'adaptation des antennes miniatures, réalise une architecture référencée à la masse et une architecture flottante de NIC à base d'AOP.

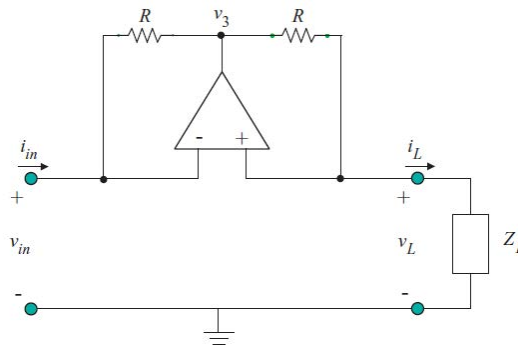


Figure II.9 : Structure NIC référencée à la masse à base d'AOP

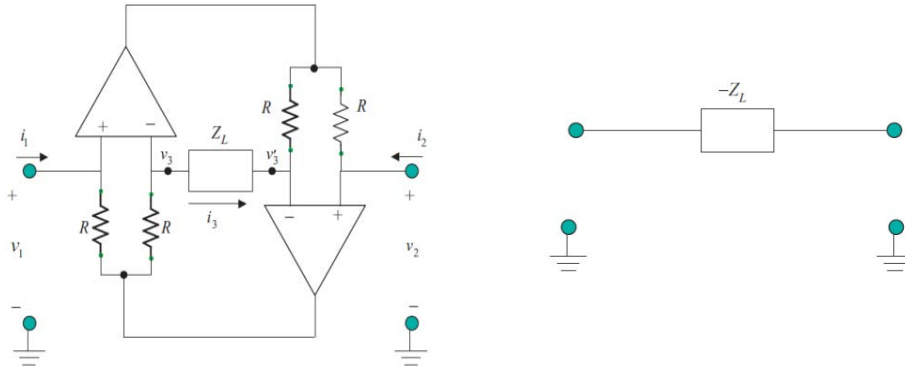


Figure II.10: Structure NIC à base d'AOP de type flottante et sa représentation simplifiée

D'autre part, dans [36], l'auteur met en place une structure à base d'AOP qui lui permet de réaliser des capacités négatives d'une dizaine de picofarads à partir d'une charge capacitive en entrée du NIC (Figure II.11).

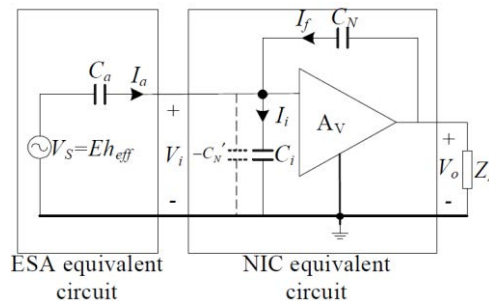


Figure II.11 : NIC à base d'AOP [36]

L'état de l'art sur les éléments non-Foster et les circuits NIC indique que l'architecture la plus utilisée et qui est la plus présente dans la littérature reste l'architecture à base de transistors bipolaires. Par ailleurs, T.Aberle [26] privilégie cette architecture par rapport aux AOP pour des raisons de bande passante du NIC. Une étude théorique appuyée par des résultats expérimentaux réalisés dans [37] montrent les limites des architectures à base d'AOP pour réaliser des circuits destinés à adapter des antennes miniatures. L'utilisation de tels circuits est notamment déconseillée pour réaliser des capacités négatives de valeurs faibles ($< 10\text{pF}$) car ce circuit introduit une résistance parasite négative de valeur très importante ($-120\ \Omega$). Par ailleurs, les AOP présentent des fréquences de transitions relativement faibles, ce qui limite leur utilisation en hautes fréquences. Pour ces raisons, les NIC à base de transistors sont plus souvent utilisés pour des applications d'antennes aux fréquences VHF et supérieures.

1.2.2. Inverseurs d'impédance négative

Une autre famille de circuits appelés Inverseurs d'Impédance Négative (NII pour *Negative Impedance Inverters en anglais*) sont souvent confondus avec les circuits NIC dans la littérature. Contrairement aux NIC qui transforment une impédance de charge Z_L en impédance négative Z_{NIC} , les NII transforment l'admittance de la charge Y_L en impédance négative Z_{NII} (Figure II.12).

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

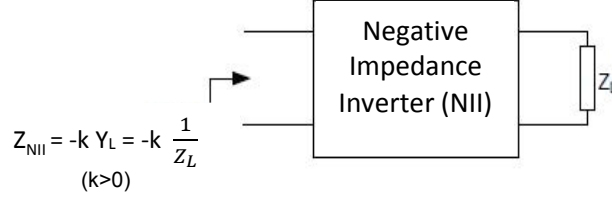
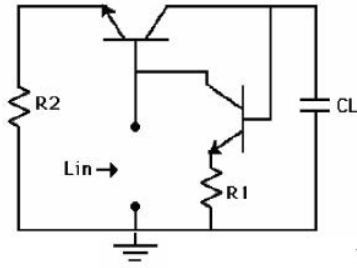


Figure II.12: Principe de fonctionnement d'un inverseur d'impédance négative

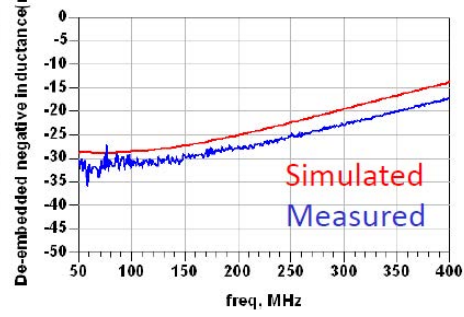
A titre d'exemple, des travaux récents menés par Sievenpiper dans [35] montrent la réalisation de circuit NII à partir de transistors bipolaires. Comme le montre la Figure II.13 (a), ce circuit transforme une capacité passive en inductance négative. L'inductance négative obtenue de l'ordre de -30nH, montre une bonne adéquation sur la bande 50-400 MHz entre les résultats de simulations et de mesure du circuit II.13 (b).

-L Circuit Schematic



(a)

Inductance of about -30 nH



(b)

Figure II.13 : Architecture de NII et inductance négative associée [35]

Les circuits NIC et NII abordés précédemment sont réalisés à partir d'éléments discrets disponibles chez les constructeurs de composants électroniques. Grâce à l'essor de la microélectronique, des circuits NIC et NII intégrés sur Silicium ont été réalisés ces dernières années. De tels convertisseurs réalisés sur technologies intégrées permettent d'adresser des bandes de fréquences plus hautes qu'avec des éléments discrets.

Par exemple, dans [38] l'auteur réalise un circuit NII intégré sur Silicium permettant de générer une inductance négative variable à partir d'une diode Varactor (capacité variable) polarisée entre 0V et 3V. Le circuit NII et son *layout* permettant d'obtenir des inductances négatives flottantes entre -61 nH et -40 nH sont représenté sur la Figure II.14 (a) et (b). L'expression simplifiée de l'inductance négative issue de cette architecture s'écrit en fonction de la transconductance des transistors (g_m) de la manière suivante :

$$L_{NII} = -\frac{C_L}{K^2} \text{ avec } K^2 = \frac{g_m^2}{(2 + g_m R_1)(2 + g_m R_2)} \quad (II.7)$$

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

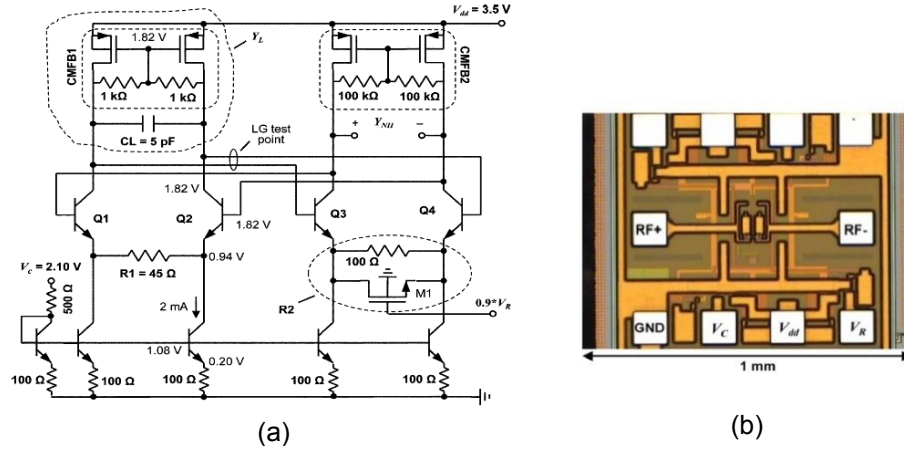


Figure II.14: Circuit intégré réalisant une inductance négative à partir de capacité variable [38]

De la même façon, une réalisation de NIC à partir de circuits intégrés sur silicium vise à réaliser une inductance négative de -1 nH entre 100 MHz et 6 GHz [39]. Le circuit proposé est basé sur une architecture de Linvill implémentée à l'aide de transistors CMOS en technologie 65 nm. L'architecture du circuit, son layout et ses performances en termes d'inductances négatives sont illustrés respectivement sur les Figures II.15 (a), (b) et (c).

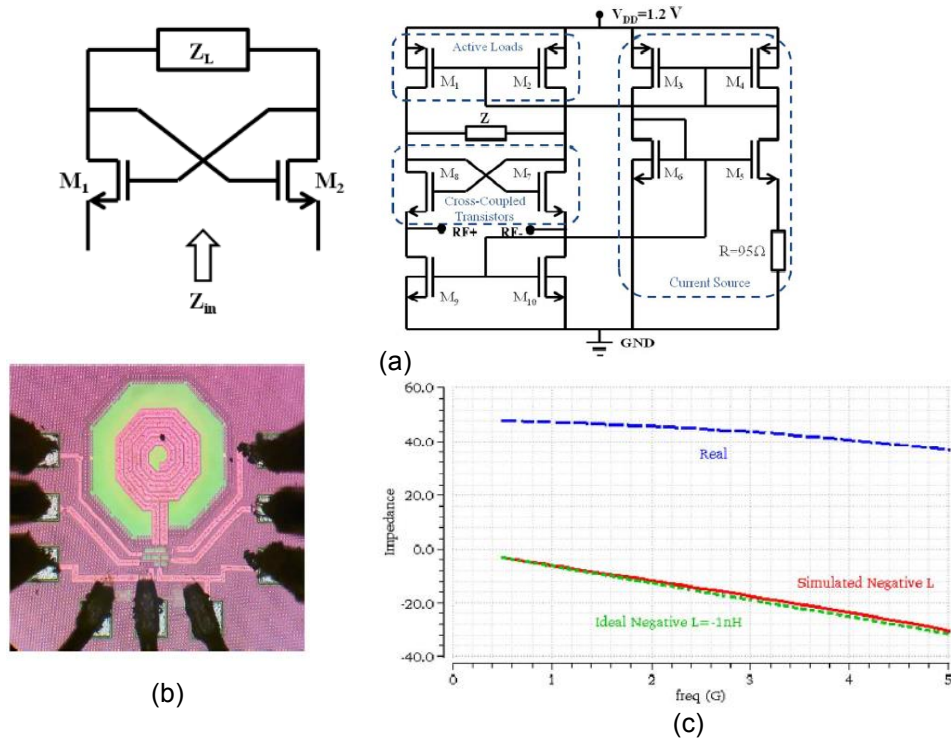


Figure II.15: Architecture du circuit NIC (a), layout (b) et inductances négatives (c) présentés dans [39]

Les convertisseurs d'impédances négatives et les inverseurs d'impédances négatives sont les circuits classiquement utilisés pour obtenir des éléments Non-Foster. D'autres

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

méthodes, moins classiques, font l'objet d'études récentes pour modéliser le comportement Non-Foster. Deux de ces techniques sont traités dans les deux paragraphes suivants.

1.2.3. Éléments à délai de groupe négatif

Les éléments Non-Foster sont des éléments réactifs négatifs et sont classiquement réalisés à partir de circuits actifs NIC ou NIL. De récents travaux [40] montrent une équivalence entre les éléments Non-Foster et les structures passives à base de résonateurs présentant un délai de groupe négatif (NGD pour Negative Group Delay en anglais). En effet, l'auteur propose de synthétiser la fonction NIC à partir de résonateurs passifs RLC, en série ou en parallèle comme illustrés sur la Figure II.16.

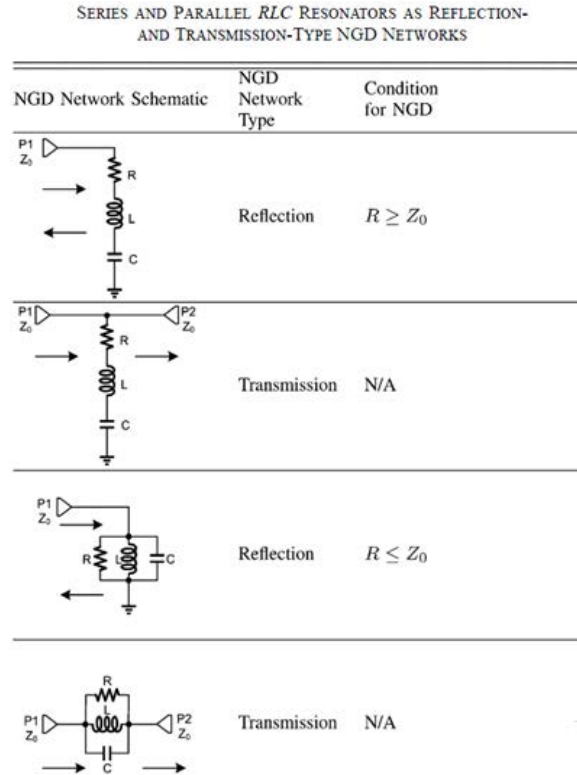


Figure II.16: Différents types de NGD illustrés dans [40]

Par définition, les éléments Non-Foster présentent une impédance dont la partie imaginaire $X(\omega)$ de l'impédance est décroissante en fonction de la fréquence (II.1). Les NGD quant à eux présentent par définition un délai de groupe τ_D négatif comme le montre l'équation (II.8).

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial \omega} < 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\tau_D = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} < 0 \quad (\text{II.8})$$

L'auteur démontre l'équivalence possible entre les deux équations (II.1) et (II.8) pour différentes structures d'éléments Non-Foster. La démonstration de l'implication Non-Foster vers NGD est illustrée sur la Figure II.17.

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

NON-FOSTER REACTANCE, IN EVERY POSSIBLE NETWORK ARRANGEMENT, REPRESENTS A NETWORK WITH AN NGD RESPONSE

Scheme Type	Schematic	S-Parameters	Phase Response	Group Delay	NGD type
single-ended one-port		$S_{11} = \frac{jX_{NF}/Z_0 - 1}{jX_{NF}/Z_0 + 1}$	$\varphi_{11} = \pm\pi - 2 \tan^{-1}\left(\frac{X_{NF}}{Z_0}\right)$	$\tau_{D11} = -\frac{\partial\varphi_{11}}{\partial\omega} = \frac{\frac{2}{Z_0} \frac{\partial X_{NF}}{\partial\omega}}{1 + \left(\frac{X_{NF}}{Z_0}\right)^2} < 0$	reflection-type NGD
floating two-port		$S_{11} = \frac{jX_{NF}/Z_0}{2 + jX_{NF}/Z_0}$, $S_{21} = \frac{2}{2 + jX_{NF}/Z_0}$	$\varphi_{11} = \pm\pi/2 - \tan^{-1}\left(\frac{X_{NF}}{2Z_0}\right)$, $\varphi_{21} = -\tan^{-1}\left(\frac{X_{NF}}{2Z_0}\right)$	$\tau_{D11} = \tau_{D21} = -\frac{\partial\varphi_{11}}{\partial\omega}$ $= -\frac{\partial\varphi_{21}}{\partial\omega} = \frac{\frac{1}{2Z_0} \frac{\partial X_{NF}}{\partial\omega}}{1 + \left(\frac{X_{NF}}{2Z_0}\right)^2} < 0$	both reflection and transmission-type NGD
shunting two-port		$S_{11} = \frac{-1}{1 + j2X_{NF}/Z_0}$, $S_{21} = \frac{j2X_{NF}/Z_0}{1 + j2X_{NF}/Z_0}$	$\varphi_{11} = \pm\pi - \tan^{-1}\left(\frac{2X_{NF}}{Z_0}\right)$, $\varphi_{21} = \pm\pi/2 - \tan^{-1}\left(\frac{2X_{NF}}{Z_0}\right)$	$\tau_{D11} = \tau_{D21} = -\frac{\partial\varphi_{11}}{\partial\omega}$ $= -\frac{\partial\varphi_{21}}{\partial\omega} = \frac{\frac{2}{Z_0} \frac{\partial X_{NF}}{\partial\omega}}{1 + \left(\frac{2X_{NF}}{Z_0}\right)^2} < 0$	both reflection and transmission-type NGD

Figure II.17: Démonstration de l'implication : Non-Foster vers NGD

Une topologie de circuit en T reproduisant le comportement Non-Foster de deux inductances négatives de -1.25 nH et d'une capacité négative de -1 pF est illustrée sur la Figure II.18 (a). Le schéma du circuit NGD permettant de réaliser ces trois impédances Non-Foster ainsi que sa réalisation sont illustrés respectivement sur les Figures II.18 (b) et (c).

L'amplificateur à gauche du schéma sur la Figure II.18 (b) permet de compenser les pertes introduites par les éléments passifs du circuit. En effet, les éléments Non-Foster sont par définition des éléments purement réactifs (sans perte) dont la réactance est décroissante en fonction de la fréquence.

Enfin, les résultats de mesures de capacités et d'inductances négatives, obtenus par ces structures NGD sont illustrés sur la Figures II.18 (d) et (e).

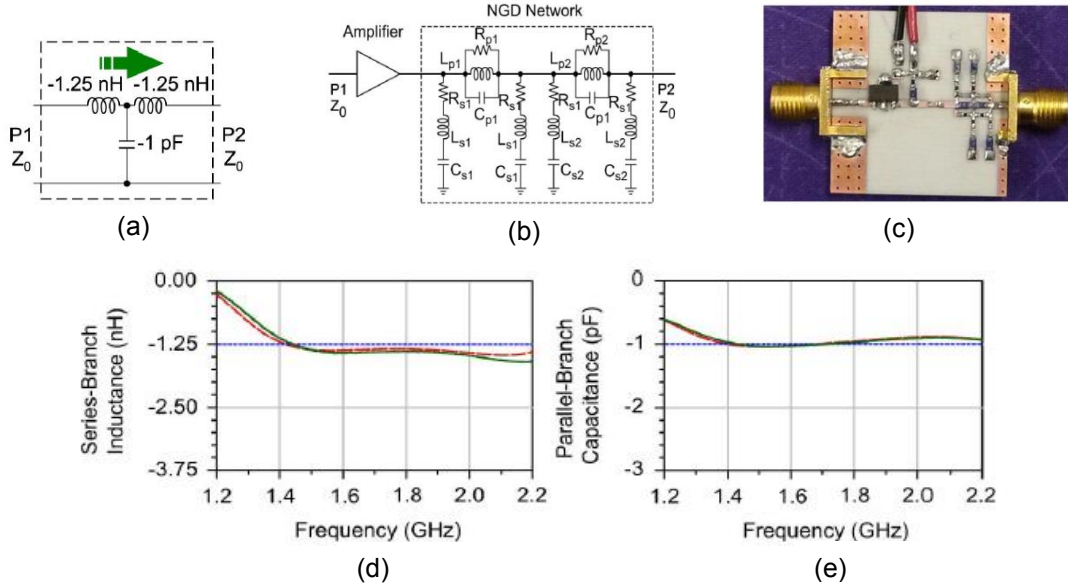


Figure II.18: (a) cellule en T d'éléments Non-Foster, (b) Circuit NGD associé à la cellule en T, (c) réalisation du circuit NGD, mesure d'inductance négative (d) et de capacité négative (e).

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Les résultats de mesure des NGD correspondent au comportement Non-Foster attendu sur une bande de fréquence assez large, soit de 1.2GHz à 2.2 GHz. Ainsi une démonstration à la fois théorique et expérimentale de l'équivalence entre les Non-Foster et les NGD est proposée dans ces travaux.

Néanmoins, dans les résultats proposés de manière expérimentale, l'auteur associe aux circuits à délais de groupe négatif un amplificateur actif pour compenser les pertes de ces circuits. En effet, le comportement Non-Foster est par définition un comportement purement réactif. Les parties réelles associées aux NGD réalisés ne font pas l'objet d'illustration dans l'étude proposée. L'utilisation d'un amplificateur laisse à supposer que les pertes générées par les résonateurs NGD sont importantes.

1.2.4. Non-Foster discrets

Une méthode non conventionnelle de synthèse d'impédances Non-Foster basée sur une modélisation numérique du comportement de ce type d'impédances est étudiée dans [41]. La discrétisation des courants et tensions continues suivant le schéma décrit sur la Figure II.19 permet de synthétiser des impédances dont la réponse est de type Non-Foster. Une capacité à temps discret de -25 pF et une inductance à temps discret de -1 nH ont été obtenus par cette méthode.

La discrétisation de la tension d'entrée $v(t)$ et du courant d'entrée $i(t)$ est faite à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (ADC). Les signaux sont traités de manière numérique afin d'obtenir la fonction de transfert de l'impédance Non-Foster souhaitée $H(z)$. Puis les signaux sont convertis à nouveau en temps continu à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique (DAC).

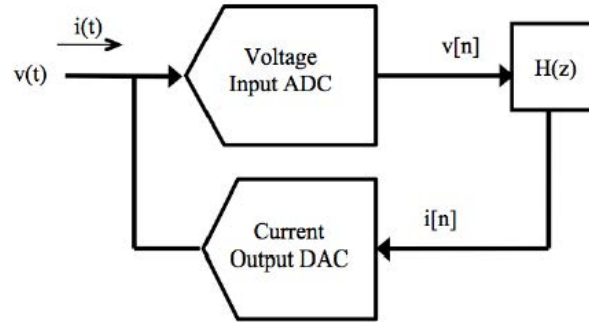


Figure II.19: Schéma block d'un circuit Non-Foster à temps discret

L'impédance d'entrée discrétisée s'écrit de la manière suivante :

$$Z(p) = \frac{V(p)}{I(p)} \approx \frac{pT}{(1 - z^{-1})H(z)} \Big|_{z=e^{pT}} \quad (\text{II.9})$$

p : la variable de Laplace (nombre complexe)

T : la période d'échantillonnage des convertisseurs ADC et DAC

z : variable de Laplace discrète (nombre complexe).

Pour une impédance Non-Foster capacitive C , $H(z)$ peut s'écrire :

$$H(z) = \frac{C(1 - z^{-1})}{T} \quad (\text{II.10})$$

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

Ainsi, l'impédance d'entrée du système tracée pour avoir une capacité Non-Foster de -25 pF est illustrée sur la Figure II.20. L'impédance évaluée à 10 MHz vaut $-182 \Omega + j 623 \Omega$, ce qui correspond à une capacité de -25.6 pF en série avec une résistance négative de -182Ω . Une capacité négative proche de la valeur attendue est obtenue, mais une résistance parasite assez forte lui est associée. L'auteur montre que modifier le temps d'échantillonnage permet de diminuer cette résistance de moitié tout en maintenant la valeur de la capacité négative à la valeur souhaitée.

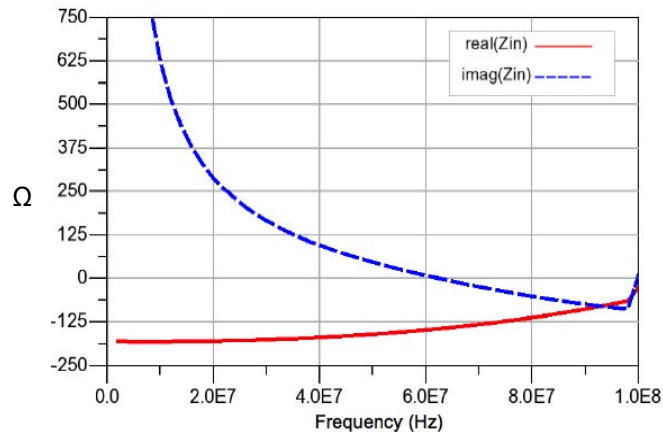


Figure II.20 : Impédance d'entrée évaluée de manière à obtenir une capacité de -25 pF

Une approche différente de synthèse d'éléments Non-Foster est présentée ici. Les résultats mis en évidence montrent une convergence avec la réponse de la partie imaginaire attendue uniquement en un point de fréquence (10 MHz). Par ailleurs, une partie réelle de forte valeur est associée, ce qui peut limiter l'utilisation d'un tel élément. De plus, ces études purement théoriques utilisent des éléments parfois idéaux et n'ont pas fait l'objet d'une validation expérimentale. Enfin, la bande de fréquence considérée est inférieure à 100 MHz , ce qui limite fortement l'utilisation de ces éléments pour des applications d'antennes dans les bandes VHF et UHF.

1.2.5. Bilan

Nous avons pu observer dans cet état de l'art qu'il existe plusieurs familles de montages permettant d'obtenir des comportements de type Non-Foster. Les plus utilisés restent les circuits NIC ou NII à base de transistors ou d'AOP.

Toutes fois, les AOP limitent le fonctionnement des circuits NIC aux fréquences inférieures au GHz. En effet, les architectures d'AOP sont composées de plusieurs étages à transistors tels que les étages différentiels et des miroirs de courant. La superposition de ces étages rebouclés par une contre-réaction de l'AOP, génèrent des délais de propagation de signaux important, ce qui limite leur fonctionnement aux hautes fréquences.

D'autres méthodes telles que les circuits NGD ou les Non-Foster numériques font l'objet de nouvelles investigations. Les NGD présentent des perspectives intéressantes pour la réalisation d'éléments Non-Foster dans la bande UHF. Typiquement, une telle solution serait à privilégier pour réaliser, à l'aide de résonateurs passifs, des comportements Non-Foster associés à des résistances positives.

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

Dans notre application visant à réaliser des impédances présentant à la fois des parties résistives négatives et des réactances décroissantes, le recours aux circuits actifs NIC est plus approprié. En effet, même si le comportement Non-Foster peut être obtenu à l'aide de résonateurs passifs, les résistances négatives nécessitent la mise en œuvre de circuits actifs.

Le paragraphe suivant consiste à décrire les différentes utilisations et applications des convertisseurs d'impédances négatives et des éléments Non-Foster.

2. Applications des éléments Non-Foster et propriétés des circuits associés

2.1. Applications des éléments Non-Foster

Les circuits convertisseurs d'impédances négatives sont prometteurs pour de nombreuses applications dans le domaine des microondes. Les antennes par exemple font l'objet d'une dégradation de leur bande passante lorsqu'elles sont miniaturisées (partie réelle très faible de l'ordre de quelques ohms et réactance fortement capacitive). Cette dégradation ne peut pas être corrigée de manière efficace à l'aide de circuits d'adaptation passifs car ils sont contraints par la limite du produit gain-bande passante [30]. Les circuits NIC sont associés à des réseaux d'adaptation d'impédance pour améliorer la bande passante des antennes miniatures.

Le concept d'adaptation des antennes miniatures à l'aide de circuits NIC n'est pas récent mais les progrès technologiques réalisés en microélectronique, notamment sur les transistors et les amplificateurs opérationnels, ont permis d'obtenir de meilleures performances aux cours des dernières années.

Les premiers travaux proposant d'introduire un élément Non-Foster dans un circuit d'adaptation d'impédance associé à une antenne ont été réalisés par Harris [42] en 1968. Les deux antennes miniatures évaluées dans ces travaux pionniers sont des monopôles de 63.5 mm ($0.002 \lambda_0$ à 10 MHz) et 254 mm ($0.008 \lambda_0$ à 10 MHz) de long recouvertes d'un disque capacitif de diamètres respectifs 63.5 mm et 254 mm. L'auteur introduit une capacité négative en parallèle de chacune des deux antennes considérées et compare l'amélioration en termes de gain effectif d'antenne apportée par la capacité Non-Foster entre 0.5 MHz et 10 MHz. L'amélioration du gain des deux antennes associées à des capacités Non-Foster, par rapport à une antenne fouet de 4880 mm de long ($0.16 \lambda_0$ à 10 MHz), est illustrée sur la Figure II.21.

La Figure II.21 montre que les deux antennes monopôles miniatures ont un meilleur gain comparé à l'antenne fouet sur la bande 0.5 MHz-4MHz grâce à la capacité Non-Foster qui améliore l'adaptation d'impédance des antennes sur cette bande. Ces résultats préliminaires ont permis d'ouvrir des perspectives de recherche dans l'adaptation d'impédances des antennes miniatures à l'aide d'éléments Non-Foster. La capacité Non-Foster utilisée dans les travaux [42] est réalisée à partir d'un circuit NIC à base d'AOP.

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

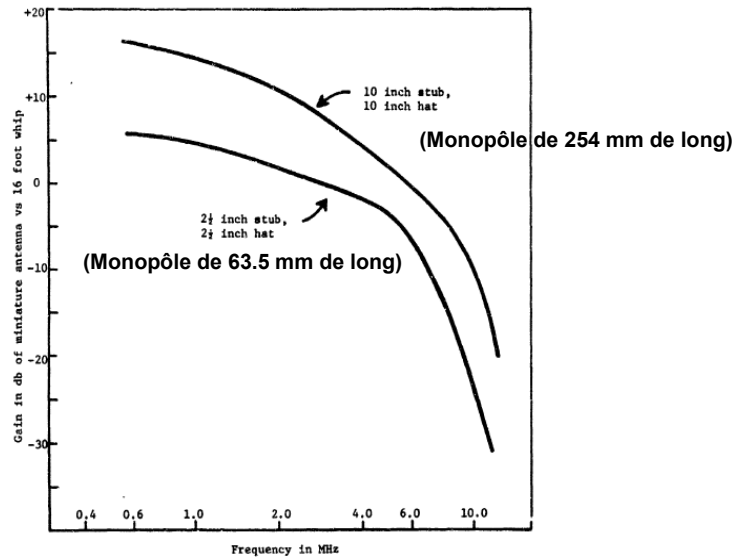
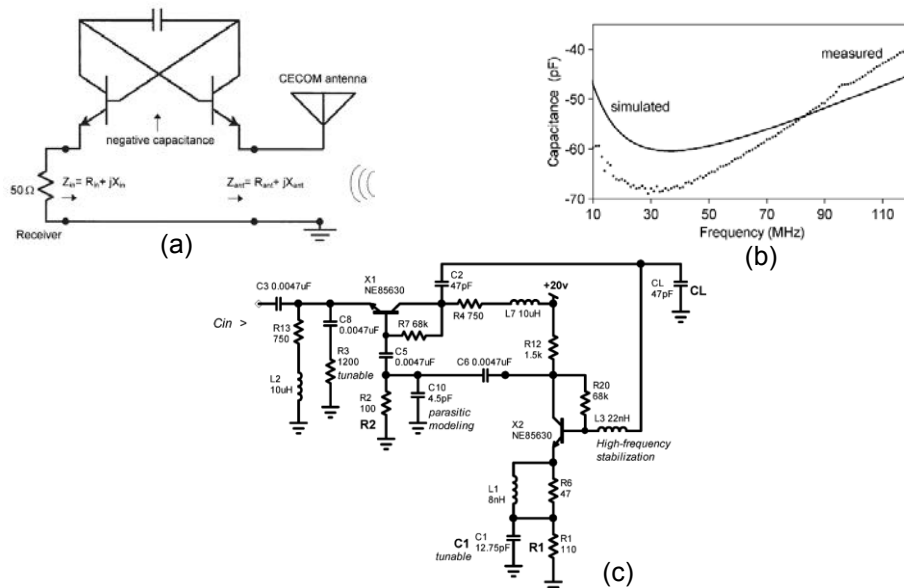


Figure II.21 : Amélioration du gain des antennes miniatures associées à une capacité Non-Foster par rapport à une antenne fouet [42]

A partir des années 2000, l'évolution des composants électroniques actifs et leur miniaturisation ont relancé l'intérêt d'utiliser des éléments Non-Foster pour adapter des antennes miniatures. Sussman-Fort [43] publie une synthèse des circuits NIC présents dans la littérature. Il présente également la réalisation d'une capacité négative associée en série à une antenne monopôle de 152 mm ($0.06 \lambda_0$ à 120 MHz) dans le but d'adapter son impédance sur la bande 20-120 MHz (Figure II.22 (a)). Cette méthode permet de réduire la réactance totale associée au système antenne et de réduire son coefficient de qualité. Une comparaison des résultats de simulation et de mesure de la capacité Non-Foster est illustrée sur la Figure II.22 (b). Le circuit utilisé par l'auteur pour obtenir une capacité négative correspond à une architecture de type Linvill à transistors bipolaires illustrée sur la Figure II.22 (c).



Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Plus récemment, une implémentation d'un circuit NIC et son intégration sur une antenne est proposée par White en 2012 [44]. Le circuit NIC illustré sur la Figure II.23 (a) est construit sur une architecture de type Linvill formée par les transistors Q1 et Q2. Les transistors Q3 et Q4 forment un circuit de polarisation actif pour les transistors Q1 et Q2. Le NIC est associé à un monopôle (Figure II.23 (b)) de 15 cm ($0.06 \lambda_0$ à 200 MHz) de long et 5 mm de diamètre ($0.002 \lambda_0$ à 200 MHz). Une capacité C_L de 4.7pF mise en série avec une résistance R_L de 45.4 Ω en guise d'impédance de charge du NIC permet d'annuler la réactance totale du système entre 10 et 100 MHz. En effet, la comparaison illustrée sur la Figure II.23(c) montre la réactance de l'antenne seule (traits pleins) qui évolue entre -1200 Ω et 0 Ω entre 10 MHz et 200 MHz ; tandis que la réactance totale après l'ajout du NIC, ajusté pour différentes tensions de polarisation (pointillés), est proche de 0 Ω sur la bande 10-100 MHz.

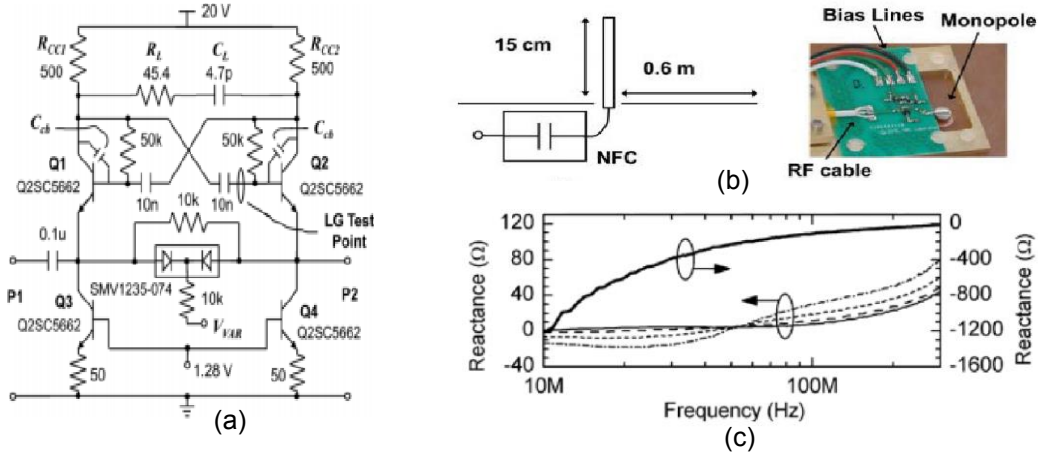


Figure II.23: Circuit NIC (a), son association avec l'antenne monopole (b) et les résultats sur la réactance (c) des travaux [44]

Des travaux récents initiés en 2012 par Ziolkowsky [45] mettent en œuvre la réalisation d'un circuit NIC associé à une antenne. L'auteur introduit un élément Non-Foster inductif négatif dans la géométrie d'une antenne dipôle avec réflecteur afin d'élargir sa bande passante entre 280 MHz et 320 MHz. La géométrie de l'antenne ainsi que son adaptation d'impédance pour une charge inductive passive de 47 nH sont illustrées sur les Figures II.24 (a) et (b).

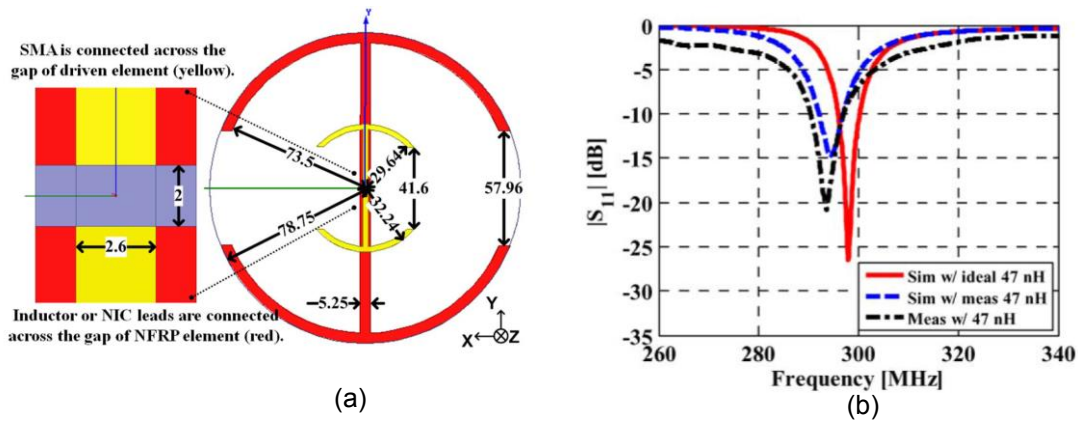


Figure II.24: Géométrie de l'antenne (a) et coefficient de réflexion pour une inductance de charge de 47 nH (b) des travaux [45]

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

L'antenne dont la géométrie est inspirée des méta-matériaux est constituée de deux dipôles EAD (*Egyptian Axe Dipole en anglais*). Le premier dipôle (jaune) est plus court et alimenté via un connecteur SMA. Le second dipôle (rouge) nommé dipôle NFRP (*Near Field Resonant Parasitic en anglais*) se trouvant sur l'autre face du circuit imprimé. Ce dipôle parasite est chargé par une impédance pour adapter l'antenne. L'antenne est réalisée sur un substrat faible perte Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$).

En comparant la bande passante de l'antenne avec et sans circuit d'adaptation à base d'éléments Non-Foster, l'auteur met en évidence une augmentation significative de la bande passante. En effet la bande passante à -10 dB du système est passée de 4,2 MHz (inductance de 47 nH) à 41,6 MHz (inductance négative Non-Foster). L'architecture NIC utilisée, les résultats d'adaptation d'impédance reflétant la bande passante de l'antenne et une réalisation de cette antenne active sont représentés respectivement sur les Figures II.25 (a), (b) et (c) ci-dessous.

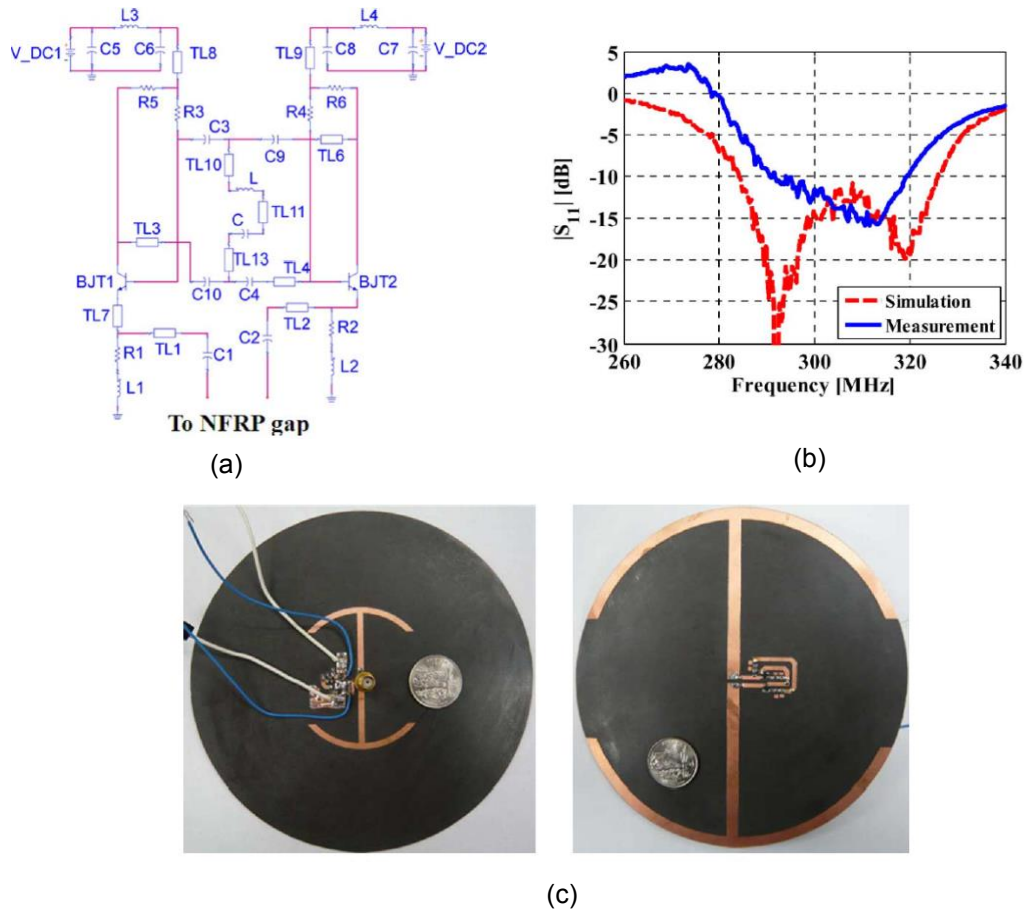
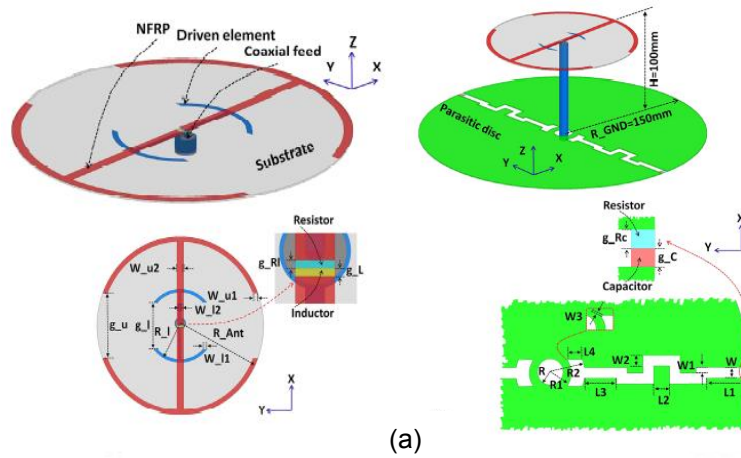


Figure II.25: Circuit NIC utilisé (a), Bande passante observée avec une inductance négative en simulation en mesure (b), réalisation de l'antenne (c)

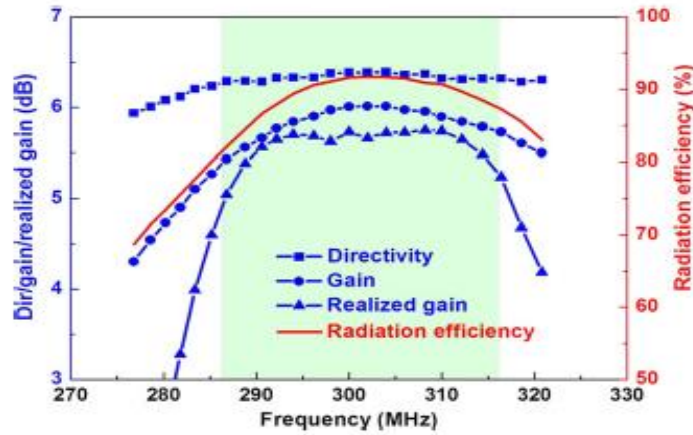
Une seconde partie de ces travaux a été publiée en 2013 [46], où l'auteur s'appuyant sur une étude théorique, s'intéresse à la directivité de l'antenne. Un disque à fentes en guise de réflecteur est ajouté au dipôle décrit dans [45] afin d'augmenter la directivité de l'antenne. Les fentes situées sur le disque servent à réduire le rayonnement arrière du dipôle et ainsi augmenter la directivité de l'antenne. Des éléments actifs Non-Foster sont associés à cette antenne afin d'augmenter ses performances.

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

Comme précédemment, une inductance négative est introduite au centre du dipôle parasite NFRP afin de compenser sa réactance et par conséquent améliorer sa bande passante. Par ailleurs, une capacité Non-Foster est positionnée à chaque extrémité du disque, en bout de fente, afin d'augmenter de la même manière la bande passante de celui-ci et de ce fait ne pas contraindre la bande passante du système d'antenne. La structure de l'antenne proposée par l'auteur ainsi que les résultats de simulation en termes de directivité, d'efficacité, de gain et de bande passante sont représentés sur les Figure II.26 (a) et (b). Ces travaux théoriques montrent des résultats prometteurs en termes de propriétés de rayonnement des antennes miniatures associées aux éléments Non-Foster. En effet, cette antenne miniature ($ka=0.94$ à 300 MHz), présente simultanément une efficacité de rayonnement supérieure à 81%, une directivité supérieure à 6.3 dBi et un rapport avant-arrière supérieur à 26.7 dB sur une bande relative de 10 %.



(a)



(b)

Figure II.26 : Structure d'antenne présentée dans [46] (a), résultats issus de la co-simulation du NIC et de l'antenne (b).

Les travaux proposés dans [45], [46] sont proches des questions de recherches que nous traitons dans ces travaux de thèse. En effet, des éléments Non-Foster sont associés à un élément parasite d'un réseau d'antenne et à un élément réflecteur. L'inductance Non-Foster chargeant le dipôle parasite NFRP permet d'augmenter la bande passante du réseau de dipôles. Les deux capacités Non-Foster associées au disque réflecteur permettent d'augmenter la bande passante de celui-ci. L'élément réflecteur chargé par des éléments

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Non-Foster entraîne une amélioration de la directivité et du rapport avant-arrière du système d'antenne sur une bande passante plus importante.

D'autres travaux récents sont proposés par Sievenpiper en 2013 [47] où des circuits d'adaptation d'impédance à base d'éléments Non-Foster sont réalisés pour améliorer la bande passante d'une antenne autour de 100 MHz.

Ces travaux comparent deux circuits d'adaptation d'impédance (Figure II.27 (a)) pour illustrer le phénomène d'amélioration de la bande passante de l'antenne (Figure II.27 (b)). Le premier circuit d'adaptation, entièrement passif, permet d'obtenir une bande passante à -10 dB de 4 MHz autour de 100 MHz. Tandis que le circuit comprenant des éléments Non-Foster, à savoir une capacité négative de -9.7 pF et une inductance négative de -97 nH, permet d'obtenir une bande passante à -10 dB de 100 MHz autour de la fréquence d'intérêt. La réalisation du NIC et sa connexion avec le circuit équivalent reprenant le comportement de l'antenne considérée est illustré sur la Figure II.1.3-7 (c). Enfin, la comparaison entre les résultats de simulation et de mesure du système constitué du NIC et de l'antenne apparaît sur la Figure II.1.3-7 (d).

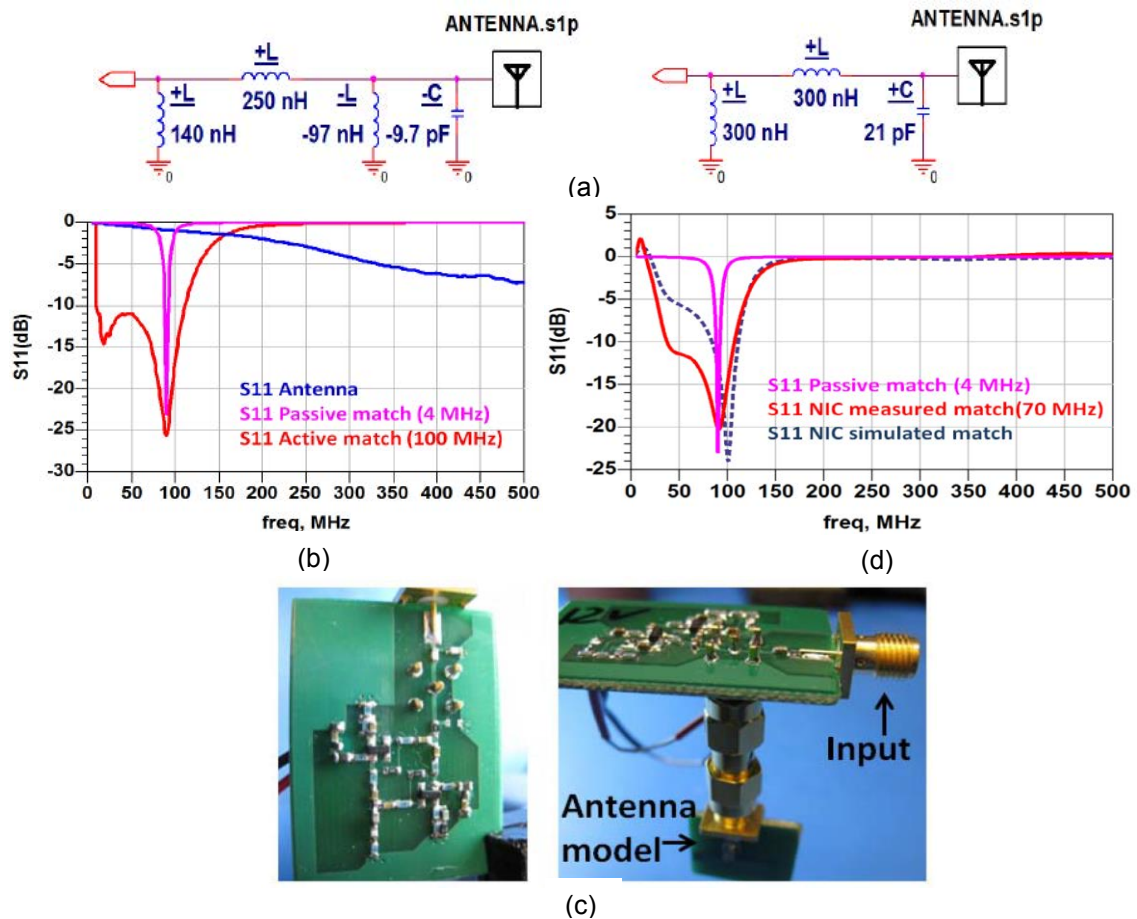


Figure II.27: Circuits d'adaptation d'impédance passif et actif (a), Comparaison des deux circuits sur l'adaptation de l'antenne (b), réalisation du système NIC et antenne (c), comparaison simulation/mesure de l'adaptation d'impédance (d).

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

L'application la plus courante des convertisseurs d'impédance négative à travers l'utilisation des éléments Non-Foster reste l'adaptation d'impédance des antennes miniatures. Cependant d'autres applications des circuits NIC et des éléments Non-Foster sont présents dans la littérature.

Une application des éléments Non-Foster qui s'approche de l'adaptation d'impédance des antennes miniatures est l'adaptation des structures à méta-matériaux ou inspirées des méta-matériaux. Par exemple dans [48], l'auteur utilise deux éléments Non-Foster pour améliorer la bande passante d'une structure faible bande de type *Split Ring Resonator* (SRR). Comme le montre la Figure II.28 (a), la SRR est associée à une antenne monopôle pour améliorer ses performances dans la bande VHF. Pour cela, une impédance Non-Foster constituée d'une capacité négative en parallèle avec une inductance négative est utilisée pour charger la SRR afin d'annuler la réactance du système et d'augmenter sa bande passante. Le circuit NIC utilisé pour réaliser les deux éléments Non-Foster est illustré sur la Figure II.28 (b), pour le cas particulier de la capacité négative. La bande passante du système est illustrée à travers le paramètre S11 du système sur la Figure II.28 (c). Les deux éléments Non-Foster réalisés permettent d'augmenter la bande passante d'un facteur 7 (courbe orange) par rapport au cas où la SRR n'est pas chargée (courbe noire). Les résultats obtenus de manière expérimentale montrent une augmentation importante de la bande passante même s'ils n'atteignent pas les résultats attendus en simulation. La bande passante relative de l'antenne mesurée autour de 100 MHz est augmentée de 40 %.

Par ailleurs, la Figure II.28 (d), montre que le système antenne est directif et que la directivité maximale observée est maintenue aux trois fréquences 96.1 MHz, 100 MHz et 106.1 MHz. La directivité maximale du système antenne mesuré est de l'ordre de 4.7 dBi. La combinaison du monopole et de la structure SRR forment ici une source de Huygens avec une directivité typique de 4.7 dBi.

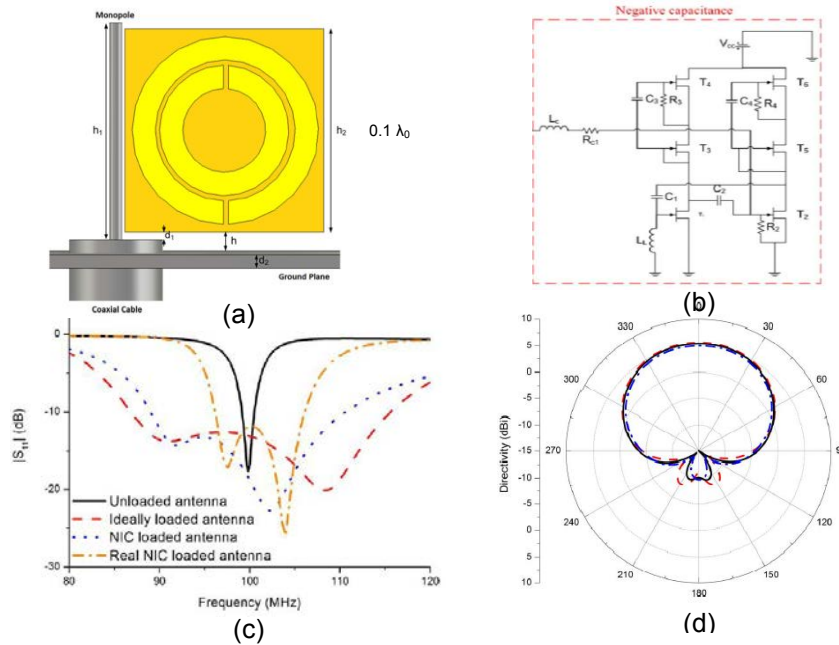


Figure II.28 : Système antenne associant une structure SRR et un monopole (a), Circuit NIC utilisé (b), coefficient de reflexion du système chargé et non chargé par les éléments Non-Foster (c), Directivité dans le plan H à 96.1, 100 et 106.1 MHz (d)

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Les éléments Non-Foster sont également utilisés pour améliorer des dispositifs destinés à des applications de filtrage [49], [50] et [51]. Par exemple dans [50], une capacité négative réalisée à partir de circuit NIC intégrés a été utilisée dans un filtre passe-bande ajustable de type *Bulk Acoustic Wave (BAW)* pour le standard *Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)*. Classiquement, une inductance est associée en parallèle du résonateur du filtre pour compenser d'éventuelles variations de fonctionnement lié au processus de fabrication sur silicium. Comme le montre la Figure II.29 (a), une telle inductance fait apparaître une anti-résonance souhaitée à la fréquence f_{p1} et une anti-résonance parasite à la fréquence f_{p2} . Ce second phénomène, en dépit d'un certain degré d'ajustement, contribue à diminuer le coefficient de qualité du filtre, ce qui n'est pas souhaitable. L'utilisation d'une capacité Non-Foster C_{neg} au lieu d'une inductance passive apporte une solution à ce problème. L'architecture du NIC utilisée ainsi que les résultats du filtre ajustable à l'aide d'une capacité Non-Foster sont présentés sur les Figures II.29 (b) et (c).

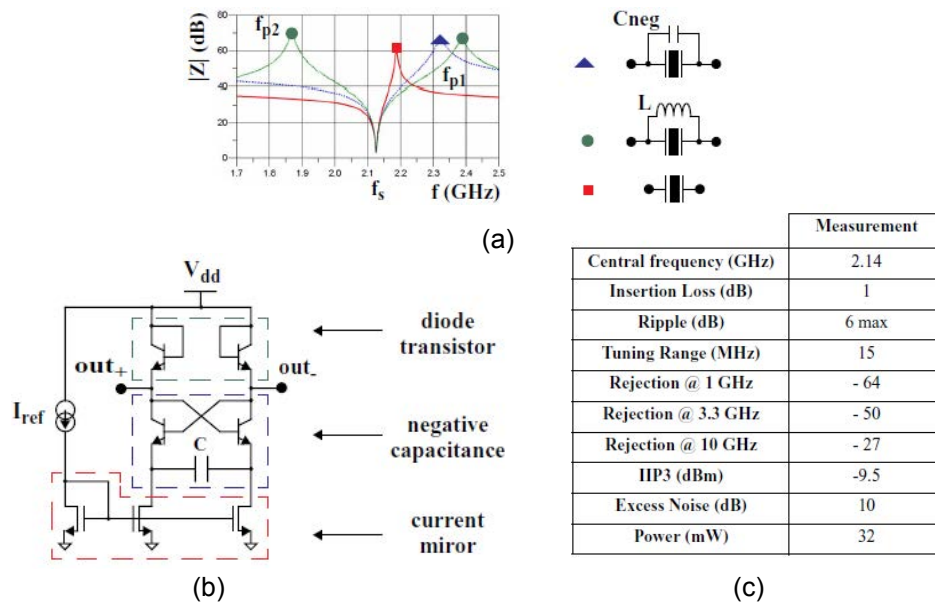


Figure II.29 : Fréquences d'anti-résonances du filtre (a) , architecture du NIC associée (b) et performances RF (c)

D'autres travaux utilisent les propriétés des éléments Non-Foster pour réaliser des sources de courant très précises visant des applications de diagnostic médical [52]. La mesure de bioimpédance pour la caractérisation non invasive des tissus et le diagnostic médical est un domaine réglementé par le standard IEC-60601. Celui-ci impose aux dispositifs de diagnostic de maintenir un courant de sortie précis, stable et très peu dépendant aux variations des impédances de charge (tissus mesurés, impédance des électrodes, effets de contacts...) sur la bande de fréquence de travail. La majorité des sources de courants pilotées en tension pour de telles applications ne remplissent pas de manière stricte toutes les conditions fixées par les standards de santé. En effet, la présence de capacités parasites dans les circuits, ayant un comportement variable en fréquence, va

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

impacter la mesure de la bioimpédance et peut augmenter les erreurs de mesure jusqu'à 15 % aux fréquences hautes d'utilisation.

Ainsi les travaux [52] proposent d'introduire une capacité Non-Foster associée à la source de courant pour annuler les effets des capacités parasites C_s (Figure II.30 (a)). Ce procédé permet de concevoir une source de courant dont l'impédance de sortie est supérieure à 10 MΩ à 5 kHz et supérieure à 1 MΩ jusqu'à 1 MHz. L'évaluation expérimentale du courant de sortie montre que ce procédé permet de réduire fortement la dépendance aux impédances de charge et maintenir une amplitude de courant quasi constante avec une précision inférieure à 0.022% de 5 kHz à 1 MHz (Figure II.30 (b)). L'architecture NIC ainsi que l'expression de l'impédance négative N_{CC} associée sont illustrées sur la Figure II.30 (c).

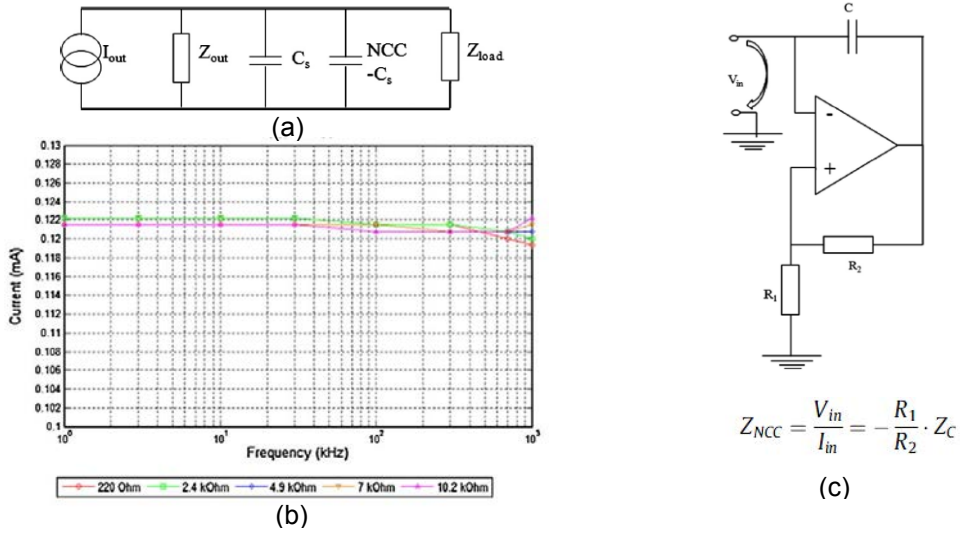


Figure II.30: Association de la capacité Non-Foster à la source de courant (a), courant mesuré pour différentes impédances de charges (b) et architecture NIC utilisée (c) dans [52]

Certains travaux mettent en évidence une autre application des éléments Non-Foster visant à réaliser des guides d'ondes à propagation d'ondes rapide (*Fast Wave Propagation en anglais*) [53],[54],[55]. Ces guides d'ondes particuliers permettent notamment de réaliser des antennes large bande à ondes de fuite (*Leaky Wave Antennas en anglais*) [56].

Dans [57], l'auteur connecte de façon périodique des capacités négatives entre une ligne microruban et son plan de masse (Figure II.31) afin de créer de manière artificielle une ligne où les ondes se propagent à une vitesse de phase supérieure à la vitesse de la lumière.

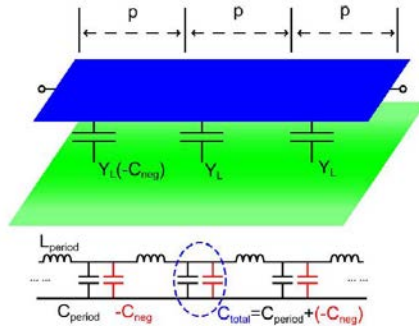


Figure: II.31: Capacités Non-Foster associées à un guide d'ondes [57]

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

La vitesse de phase d'une onde v_p s'exprime en fonction de la vitesse de la lumière dans le vide c , de la permittivité ϵ_r et de la perméabilité μ_r de la façon suivante :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{II.10})$$

Pour que la vitesse de phase v_p soit plus grande que c , l'auteur souhaite diminuer la valeur du ϵ_r ($\epsilon_r < 1$) du matériau diélectrique du guide d'onde. La capacité C_{period} étant proportionnelle au ϵ_r du diélectrique, l'ajout d'une capacité négative C_{neg} en parallèle de C_{period} permet de diminuer sa valeur et par conséquent de diminuer la valeur du ϵ_r .

La ligne microruban considérée présente des dimensions de 100 mm de long et 10 mm de large. Elle est construite sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=4,4$, $\tan\delta_e=0.03$). La valeur de C_{period} évaluée est de 10 pF. Trois capacités négatives de l'ordre de -8 pF, réalisées à partir de circuits NIC sont disposées de manière périodique et connectées à la ligne par l'intermédiaire d'un via (Figure II.32 (a)). Cette configuration permet d'évaluer une vitesse de phase des ondes de 1.2 fois supérieure à la vitesse de la lumière c entre 50 MHz et 150 MHz. Le circuit NIC et sa réalisation sont illustrés sur la Figure II.32 (b) et les capacités négatives réalisées pour une charge passive C_L de 10pF ainsi que leur coefficient de qualité sont illustrés sur la Figure II.32 (c).

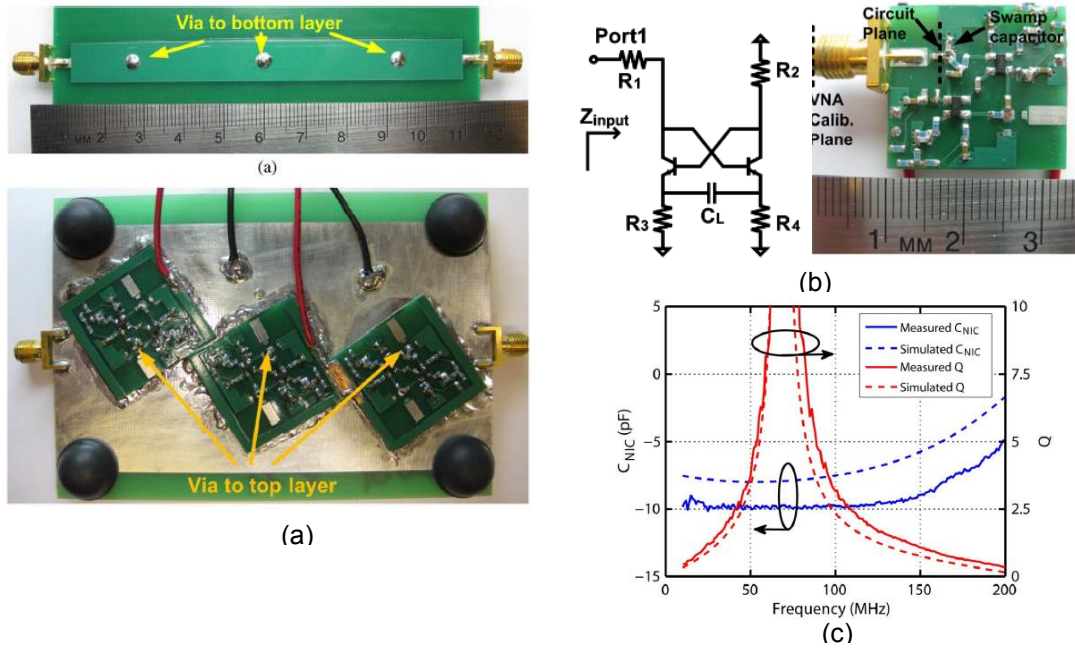


Figure II.32 : guide d'onde considéré en vue top et bottom (a), schéma électrique et circuit imprimé du NIC réalisé (b), capacité négative et quoefficient de qualité associé (c)

Des réalisations de plus en plus abouties d'éléments Non-Foster ces dernières années, mènent vers l'émergence d'autres applications faisant appel aux impédances négatives. L'adaptation d'impédance reste l'application la plus utilisée des éléments Non-Foster. Néanmoins, des applications de filtrage, de source de courant, de transmissions d'ondes rapides ou encore de conception d'amplificateurs de puissance large bande [58] mettent en évidence un large panel d'utilisation des éléments Non-Foster aux fréquences microondes. Cependant, une contrainte importante propre à ce type de circuits est la

stabilité. Des techniques de stabilisations et d'étude de la stabilité de tels circuits sont abordées dans la littérature.

2.2. Propriétés des NIC : stabilité et bruit

2.2.1. Stabilité des NIC

Tous les auteurs travaillant sur les éléments Non-Foster et les circuits NIC s'accordent à dire qu'une des difficultés majeures pour ce type de circuit reste la stabilité. Par construction, les circuits NIC présentent une boucle de rétroaction positive qui amplifie le signal en sortie du NIC, ce qui peut mener le circuit à osciller sous certaines conditions.

Différents critères sont pris en compte pour étudier la stabilité des circuits NIC. Aberle utilise dans [26] le critère μ qui est une méthode fréquemment utilisée pour évaluer la stabilité des amplificateurs en régime petits signaux. Ce facteur calcule la distance entre le centre de l'abaque de Smith et le point instable le plus proche. Pour que le circuit soit inconditionnellement stable, le facteur μ doit respecter la règle suivante :

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta_s S_{11}^*| + |S_{12} S_{21}|} > 1 \quad (\text{II.11})$$

Steve Sedlock répertorie plusieurs critères de stabilités des circuits actifs dans [59] et dresse une comparaison entre ces différents critères.

Le facteur de Rollet (K) permet d'étudier la stabilité des circuits à N-nœud, en régime petits signaux à partir de l'étude des paramètres S du circuit. Le facteur de Rollet indique une stabilité inconditionnelle sur une bande de fréquences si les deux conditions suivantes sont respectées :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_s|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (\text{II.12})$$
$$|\Delta_s| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Les deux critères présentés précédemment, à savoir μ et K sont présents dans les logiciels de simulation de circuits électroniques tels qu'ADS (Advanced Design System de Agilent Technologies) ou Ansys Designer. Ces critères permettent de définir qu'un circuit est inconditionnellement stable sur une certaine bande de fréquence. Or les circuits NIC ne sont pas des circuits inconditionnellement stables, au contraire ils sont potentiellement instables sur certaines bandes de fréquences. De ce fait, les critères μ et K ne paraissent pas tout à fait pertinents pour l'étude de la stabilité des circuits NIC. Lorsque les conditions de stabilité sur les facteurs μ et K ne sont pas respectées, cela n'indique pas forcément que le système est instable mais plutôt qu'il peut être instable.

L'analyse des pôles et des zéros de la fonction de transfert du circuit permet également d'étudier la stabilité de celui-ci. Si les pôles d'un circuit sont tous dans le demi-plan complexe gauche, le circuit est dit stable. Si un ou plusieurs pôles sont sur l'axe des imaginaires ou dans le demi-plan complexe droit (Figure II.33), le circuit est dit instable.

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

L'analyse des pôles et des zéros de la fonction de transfert d'un circuit reste l'une des méthodes les plus complètes pour l'étude de stabilité. Néanmoins, les algorithmes de traitement pour cette méthode sont lents et nécessitent souvent beaucoup de ressources car les fonctions de transferts sont souvent associées à des matrices de dimensions élevées.

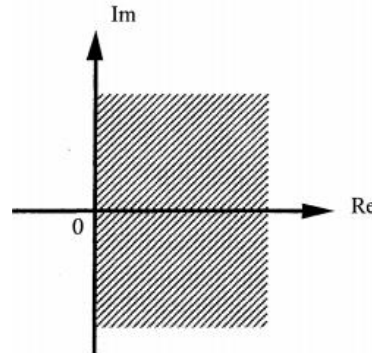


Figure II.33: demi-plan complexe droit, zone où pôles de la fonction de transfert sont instables

Une autre méthode d'analyse de stabilité est présentée dans [59] et illustrée sur deux exemples dans [60] et [61]. Ce critère nommé NDF (*Normalized Determinant Function en anglais*) est définie de la manière suivante :

$$NDF = \frac{\Delta(s)}{\Delta_0(s)} \quad (\text{II.13})$$

$\Delta(s)$ représente le déterminant du circuit analysé et $\Delta_0(s)$ représente le déterminant du circuit lorsque toutes les sources indépendantes sont éteintes.

Le système est instable lorsque la NDF, en représentation polaire, encercle l'origine des axes dans le sens horaire. Ceci indique qu'il y a un zéro dans le déterminant de la NDF. Le critère NDF est un critère efficace quant à l'évaluation de la stabilité des circuits. Cependant, l'outil ou le logiciel permettant d'appliquer ce critère doit être capable de désactiver les sources indépendantes (lors de l'utilisation de paramètres S des composants, les constructeurs ne laissent généralement pas l'accès aux sources internes).

Les critères d'analyses présentés dans les paragraphes précédents sont des critères dans le domaine fréquentiel. Des critères dans le domaine temporel sont aussi étudiés. Une approche analytique a été menée dans [62] pour étudier la stabilité d'un circuit Non-Foster associé à une antenne électriquement petite (Figure II.34). L'antenne de type monopôle est représentée par son modèle RLC équivalent (R_A , C_A , L_A), auquel sont connectés une capacité négative Non-Foster (C_N) et un circuit d'adaptation passif (C_M , L_M).

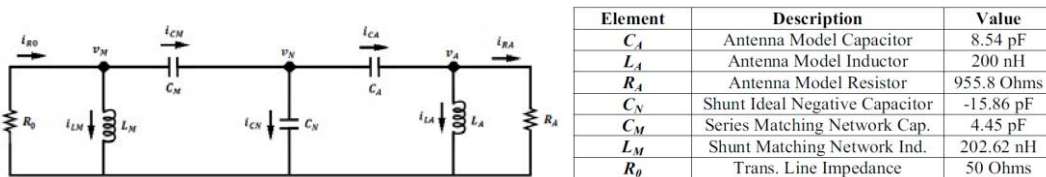


Figure II.34: Circuit d'adaptation Non-Foster et modèle équivalent de l'antenne

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Une résolution numérique des équations différentielles du circuit représentées sur la Figure II.35 (a) à l'aide du logiciel Matlab permet de tracer les courants et tensions dans le circuit pour effectuer une analyse de stabilité. Une condition d'instabilité est présente dans le circuit lorsque $C_A + C_M + C_N > 0$. Ceci se traduit par l'apparition d'un pôle dans le demi-plan droit du plan complexe. Le phénomène se traduit également par une croissance exponentielle des courants dans le circuit comme le montre la Figure II.35 (b). En jouant sur la condition de stabilité, notamment sur le paramètre C_A du modèle équivalent de l'antenne, le système peut être stabilisé. Le courant sur la Figure II.35 (c) tend asymptotiquement vers 0, ce qui permet de dire que le circuit total est stable.

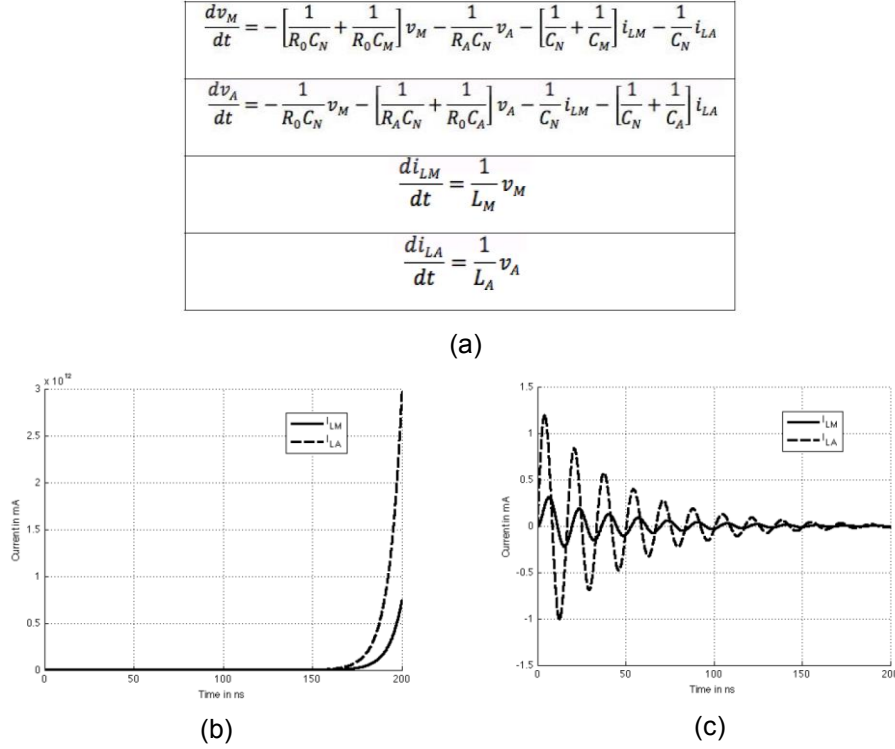


Figure II.35: (a) équations différentielles du circuit total, (b) illustration du courant lorsque le circuit est stable et (c) lorsque celui-ci est instable.

Dans cet article, l'auteur a modélisé dans le circuit total, l'élément Non-Foster comme une capacité négative idéale. Pour la suite des travaux, celui-ci propose de modéliser le comportement non linéaire de la capacité négative (Figure II.36) afin de développer une méthode d'analyse de stabilité des éléments Non-Foster plus complète.

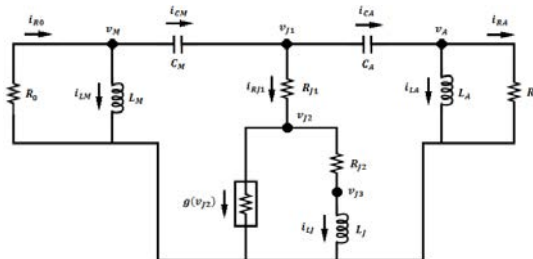


Figure II.36: modèle équivalent de l'antenne et circuit d'adaptation Non-Foster avec les non-linéarités

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

Par ailleurs, dans [63], l'auteur partage l'idée que les méthodes spectrales classiques d'étude de stabilité ne sont pas pertinentes pour l'étude des circuits non-linéaires tels que les NIC. Celles-ci peuvent mener à de fausses conclusions de stabilité dues la présence de modes instables masqués par l'annulation de certains pôles avec des zéros dans le demi-plan complexe droit. Il s'accorde également sur le fait que la NDF soit un bon critère d'étude, mais reste compliquée à implémenter car il est souvent impossible d'accéder à certains nœuds de circuit ou aux sources internes indépendantes des éléments non-linéaires.

L'auteur propose dans [63] une approche temporelle permettant de donner une analyse de stabilité sans accès aux topologies internes des circuits. Cette analyse se base sur la méthode des coefficients de Lyapunov [64] qui évalue les écarts par rapport au régime permanent du système. A partir des données de simulation ou de mesure du circuit, l'utilisation d'un algorithme de calcul [65]–[67], permet d'évaluer la stabilité du système et de donner une information sur la marge de stabilité de celui-ci.

Un exemple est traité sur la Figure II.37, où l'auteur évalue la stabilité d'un circuit NIC associé à une antenne miniature. L'antenne considérée est un monopole de longueur 76.2 mm située sur un plan de masse carré de 76.2 x 76.2 mm² observé sur la bande de fréquences 30-520 MHz. Une impulsion gaussienne dont la largeur spectrale couvre toute la bande du circuit actif est appliquée au système. Deux signaux de test (1) et (2) sont sélectionnés sur les nœuds critiques à savoir au niveau du NIC et à l'entrée de l'antenne (Figure II.37 (a)) afin d'évaluer la stabilité du système. Les coefficients de Lyapunov les plus élevés sont calculés à partir des signaux de test (1) et (2) et sont respectivement +0.00937 et +0.0087. Ces résultats révèlent une instabilité que l'on peut remarquer sur le signal (2) (Figure II.37 (b)) qui présente des oscillations soutenues. Après ajout d'un circuit de stabilisation (non référencé), l'auteur recalcule les coefficients de Lyapunov qui sont -0.0307 et -0.2251. Le système est stable, le signal (2) (Figure II.37 (c)) tend de manière asymptotique vers une valeur finale (régime permanent).

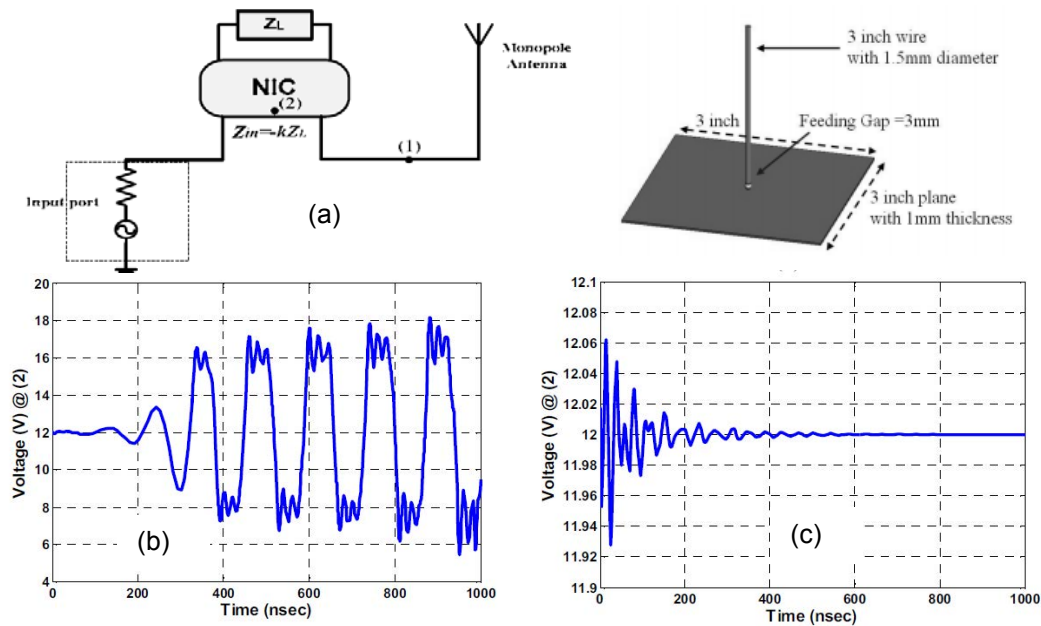


Figure II.37 Stabilité du système d'antenne et de NIC évaluée en appliquant les coefficients de Lyapunov [63].

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Par ailleurs, une méthode permettant de stabiliser un circuit NIC est mise en place dans [68]. Il s'agit d'un système de stabilisation adaptative qui compare l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie du NIC afin d'empêcher d'éventuelles oscillations. Les circuits Non-Foster sont construits sur une boucle de contre réaction positive qui, par un apport d'énergie, aura tendance à amplifier les signaux en sortie du NIC. Le système mis en œuvre dans [68] vise à compenser les éventuelles amplifications de signaux grâce à une rétroaction qui est illustrée sur la Figure II.38.

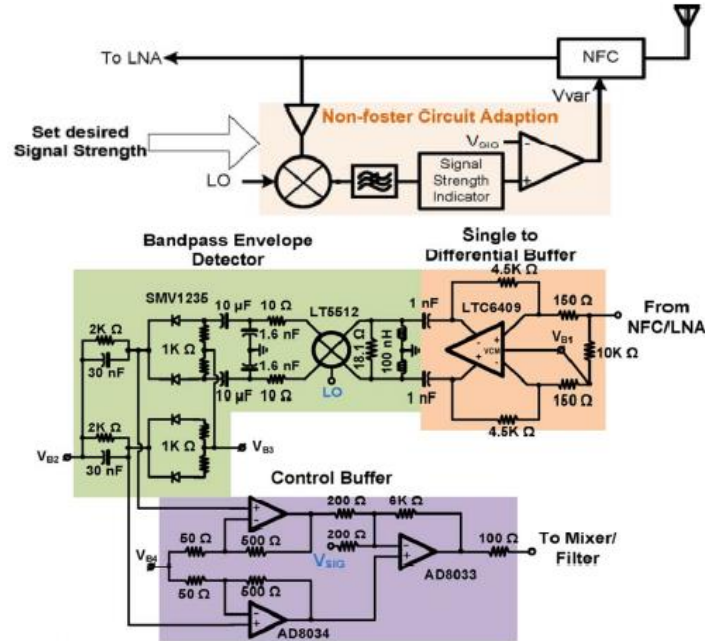


Figure II.38: boucle de rétroaction appliquée pour stabiliser le NIC et une implémentation de cette boucle [68]

2.2.2. Bilan

Pour synthétiser ce paragraphe sur la stabilité, une conception fonctionnelle de circuit NIC a pour nécessité d'être stable dans la bande de fréquence d'utilisation du circuit. Or, la présence d'une boucle de rétroaction positive (par construction des NIC) apporte de l'énergie dans le circuit. Cela peut mener à l'apparition d'oscillations non désirées, ce qui conduit à une instabilité du circuit.

Les critères classiques d'étude de stabilité en régime petits-sinaux des amplificateurs tels que le critère μ ou le critère de Rollett [59] sont à écarter car ils ne permettent pas de prédire l'instabilité d'un circuit mais plutôt de dire que le circuit n'est pas inconditionnellement stable. Par ailleurs dans [69] l'auteur montre par des contre-exemples que les critères μ et K d'étude de stabilité ne sont pas applicables aux NIC car ils ne prennent pas en compte le comportement interne du circuit. En effet, l'auteur prouve à l'aide d'un contre-exemple qu'un circuit NIC est en état d'instabilité alors que celui-ci est prédit inconditionnellement stable par le facteur de Rollett.

Des critères moins classiques tels que l'étude des pôles et des zéros de la fonction de transfert ou le critère NDF [60], sont plus pertinents pour notre application mais restent difficiles à implémenter de manière numérique car ils nécessitent l'accès à des sources de

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

courants internes aux transistors auxquels les constructeurs ne donnent pas forcément accès.

L'étude de stabilité intervient de manière pertinente dans nos travaux lorsque le NIC est connecté au réseau d'antennes. En effet, les conditions de stabilité du NIC dépendent à la fois de la structure et des éléments du circuit, mais aussi de l'impédance présentée aux ports de sortie du NIC [54]. Cette impédance représente pour notre étude, l'impédance d'entrée du dipôle parasite chargé par le NIC. La stabilité sera donc considérée ultérieurement lorsque le NIC sera connecté à l'antenne.

2.2.3. Rapport signal à bruit

Comme nous l'avons vu précédemment, les circuits NIC sont des circuits actifs réalisés le plus souvent à partir de transistors ou d'AOP. Ce qui implique une source de bruit supplémentaire dans un système d'antenne, lorsque celle-ci est couplée à un ou plusieurs éléments Non-Foster en réception.

Une évaluation du Rapport Signal à Bruit RSB (où SNR pour Signal Noise Ratio en anglais) fait partie des éléments à observer lorsque l'on travaille sur des systèmes d'antennes couplées à des éléments Non-Foster. Paradoxalement, ce point est rarement étudié dans la littérature.

Sussman-Fort réalise dans [31] une étude assez complète sur une antenne électriquement petite adaptée par élément Non-Foster. L'auteur étudie de manière comparative le RSB d'une antenne avec et sans circuit d'adaptation Non-Foster.

Comme illustré dans la Figure II.39 ci-dessous, l'auteur utilise un émetteur sur la bande 20-100MHz et une antenne de type monopôle de 152.4mm, connectée à un récepteur faible bruit ayant un facteur de bruit de 8 dB. Le gain en signal apporté par le circuit Non-Foster est calculé ainsi que la contribution positive en bruit apportée par ce même circuit. Ceci permet de calculer la contribution du circuit d'adaptation Non-Foster sur le RSB du système antennaire étudié :

$$\begin{aligned}
 RSB_{contribution\ Non-Foster}(dB) &= GAIN_{contribution\ Non-Foster}(dB) - Bruit_{Non-Foster}(dB) \\
 &= (S_1 - S_0) - (B_1 - B_0) \\
 &= (S_1 - B_1) - (S_0 - B_0)
 \end{aligned}$$

S_i : Signal reçu par l'antenne sans circuit Non-Foster (S_0) et avec circuit Non-Foster (S_1).

B_i : Niveau de bruit sur le récepteur sans circuit Non-Foster (B_0) et avec circuit (B_1).

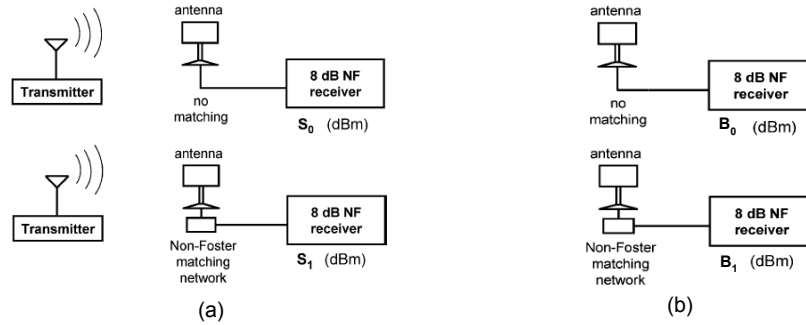


Figure II.39: Mesure du signal (a) et du bruit (b) du récepteur avec et sans circuit non-Foster

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

L'auteur montre à travers la Figure II.40 que l'ajout d'un circuit d'adaptation par éléments Non-Foster permet d'améliorer le RSB du système d'au maximum 9 dB sur la bande 20-100MHz.

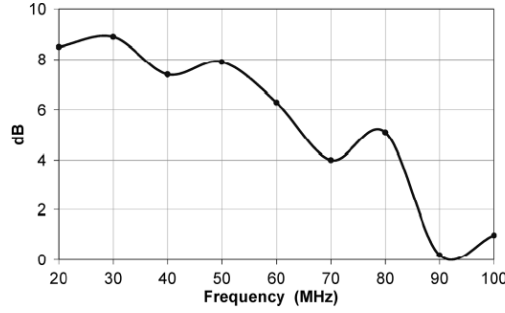


Figure II.40: Amélioration du RSB suite à l'ajout d'un circuit Non-Foster.

Dans [47], l'auteur réalise une étude de bruit et évalue comme dans l'article précédent, la contribution d'un circuit NIC d'adaptation sur l'amélioration du RSB.

L'antenne seule en réception et le système antennaire constitué de l'antenne en réception et du circuit d'adaptation à éléments Non-Foster sont schématisés sur la Figure II.41. P_{in} , B_{in} représentent respectivement la puissance du signal et le niveau de bruit en entrée de l'antenne. T_{ant} , T_{rx} , T_{nic} sont respectivement les températures de bruit introduites par l'antenne, le récepteur et le NIC. G_{rx} et G_{nic} sont les gains du récepteur et du NIC. Enfin, RSB_{ant} et RSB_{nic} représentent le rapport signal à bruit de l'antenne sans circuit et avec circuit d'adaptation Non-Foster.

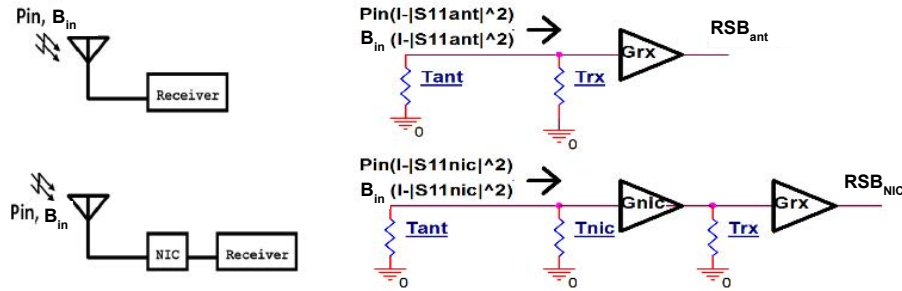


Figure II.41 : Analyse de bruit et de RSB avec et sans circuit NIC

L'auteur établit à travers l'équation II.14 que l'amélioration du RSB est limitée par le bruit du récepteur T_{rx} . Puis dans l'équation II.15, il détermine le facteur de bruit maximal du NIC T_{nic} , pour une température de bruit du récepteur donnée, permettant une contribution positive du circuit NIC par rapport au RSB.

$$\frac{RSB_{nic}}{RSB_{ant}} = \frac{(1 - |S_{11nic}|^2) * [T_{ant}(1 - |S_{11ant}|^2) + T_{rx}]}{(1 - |S_{11ant}|^2) * [T_{ant}(1 - |S_{11nic}|^2) + T_{nic} + \frac{T_{rx}}{G_{nic}}]} \quad (II.14)$$

$$T_{nic} < \frac{T_{rx}(1 - |S_{11nic}|^2)}{(1 - |S_{11ant}|^2)} - \frac{T_{rx}}{G_{nic}} \quad (II.15)$$

La Figure II.42 montre que le facteur de bruit du circuit NIC simulé (courbe noire) est au-dessus des valeurs de bruit tolérées en fonction de différents récepteurs pour apporter une contribution positive au RSB. Il y a donc des améliorations à apporter au circuit NIC pour diminuer son facteur de bruit afin que sa contribution puisse améliorer le RSB. Cet

Chapitre II : Éléments Non-Foster et réalisations associées

article démontre sur un contre-exemple que les circuits NIC ne participent pas de manière automatique à l'amélioration du RSB dans un système antenne.

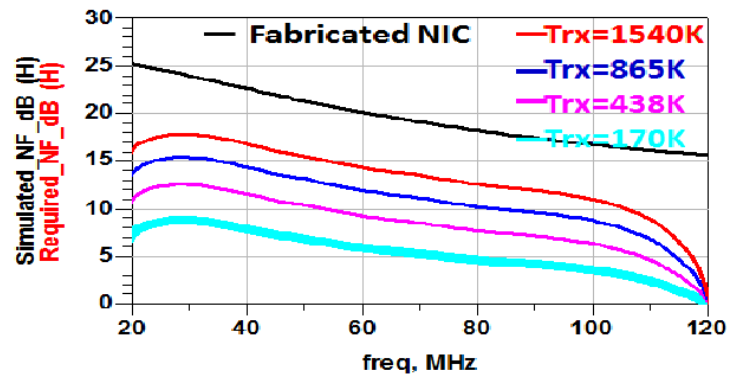


Figure II.42: Facteur de bruit simulé du NIC et facteur de bruit tolérable du récepteur

Dans le cadre de notre étude sur les antennes compactes, nous nous intéressons à l'amélioration de la directivité de ces antennes à travers l'utilisation d'éléments Non-Foster. Nous avons observé à travers l'état de l'art des éléments Non-Foster que les propriétés des circuits NIC peuvent, dans certains cas, améliorer le RSB d'un système antenne. Cependant, le RSB ne représente pas une grandeur reliée de près à la directivité des antennes. De ce fait, l'évaluation du RSB ne fera pas l'objet d'étude plus approfondie dans la suite de nos travaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art des éléments Non-Foster et des réalisations associées a été décrit. La notion de réactance Non-Foster a été définie à travers le comportement non naturel de pente négative qui lui est associé.

Les techniques classiques permettant de réaliser les éléments Non-Foster ont été étudiées à travers la littérature. Des avantages et des inconvénients ont été observés pour ces différentes techniques. Les NGD, par exemple, présentent des perspectives intéressantes pour la réalisation d'éléments Non-Foster dans la bande UHF. Cependant, obtenir des parties réelles d'impédance négatives n'est pas possible avec ce type de structures. À l'inverse, les circuits actifs NIC permettent à la fois d'obtenir des parties réelles négatives et des réactances Non-Foster. Pour cela, la solution de circuits actifs NIC est privilégiée par la suite pour servir l'objectif d'antennes compactes et directives sur une large bande de fréquences.

Diverses applications des éléments Non-Foster ont été décrites : filtres, sources de courants, amplificateurs, guides d'ondes, adaptation d'impédance des antennes miniatures... L'utilisation des éléments Non-Foster pour des applications associées aux antennes directive se positionne comme une approche innovante par rapport à cet état de l'art.

Les contraintes de conception liées à l'obtention d'impédances négatives ont été observées. La stabilité des circuits NIC représente la difficulté majeure de mise en œuvre de ce type de circuits. Des critères pertinents d'étude de stabilité des NIC sont décrits dans la littérature pour anticiper les éventuelles oscillations du circuit, mais leur mise en œuvre reste complexe.

Le chapitre suivant propose l'évaluation d'un circuit NIC construit selon l'architecture de Linvill. La conception du circuit à travers des simulations, suivie de résultats expérimentaux, permettra d'observer le comportement Non-Foster du circuit dans la bande UHF autour de 800 MHz.

Chapitre II : Eléments Non-Foster et réalisations associées

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

Sommaire du chapitre III

Introduction	83
1. Conception et réalisation d'un circuit convertisseur d'impédance négative	84
1.1. Description de l'architecture	84
1.2. Etudes préliminaires du NIC.....	85
2. Impacts technologiques sur les performances du NIC.....	91
2.1. Topologies des configurations de PCB testées	91
2.2. Sensibilité du NIC aux contraintes technologiques des circuits imprimés	93
2.3. Réalisation du NIC et validations expérimentales	94
2.4. Circuit NIC de Linvill dans un contexte particulier	95
Conclusion.....	99

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons analysé les différentes techniques permettant de réaliser des éléments Non-Foster. Les circuits NIC apparaissent comme la solution la plus pertinente pour traiter des impédances complexes pour servir un objectif de directivité large bande.

Ce troisième chapitre porte sur l'étude d'un convertisseur d'impédance négative de type Linvill.

Dans un premier temps, l'architecture du circuit NIC est présentée. Cette architecture est étudiée de manière théorique afin de déterminer le modèle analytique associé à son comportement RF.

Par la suite, une analyse préliminaire basée sur des résultats de simulations électriques du circuit permet d'évaluer le comportement réactif Non-Foster associé. Cette analyse est enrichie par une simulation électromagnétique et validée en suite à travers des résultats expérimentaux.

1. Conception et réalisation d'un circuit convertisseur d'impédance négative

Afin d'appréhender le comportement des éléments Non-Foster, une architecture de circuit NIC a été étudiée en trois étapes. Dans un premier temps, une étude théorique a été menée à travers l'établissement du modèle petits-sinaux associé à cette architecture et le calcul de sa fonction de transfert. Cette première étape permet de donner une démonstration théorique de la fonction de conversion d'impédance négative des NIC. Par la suite ces résultats sont appuyés par des simulations électriques du circuit conçu. Enfin une validation expérimentale à travers la mesure d'impédance négative sera présentée.

1.1. Description de l'architecture

En s'appuyant sur l'état de l'art effectué sur les éléments Non-Foster et les convertisseurs d'impédance négative (NIC), une architecture inspirée de Linvill [32] est choisie pour notre étude. Afin de simplifier la compréhension de son fonctionnement, seul le comportement RF de cette architecture est illustré sur la Figure III.1. Les éléments de polarisation et de découplage, ne sont pas représentés sur cette figure, ils seront décrits par la suite.

Le fonctionnement de l'architecture proposée repose sur la présence de deux transistors bipolaires connectés de manière croisée. Les collecteurs de chaque transistor sont connectés aux bases de l'autre transistor formant ainsi une boucle de rétroaction. Une impédance de charge Z_L positionnée dans la boucle formée par les deux transistors est transformée en impédance négative Z_{NIC} . L'impédance négative est évaluée en différentiel entre les deux émetteurs des transistors bipolaires.

Une telle architecture est choisie car l'impédance négative issue de la transformation du NIC est flottante. Elle peut donc être connectée de manière différentielle entre les deux brins d'une antenne dipolaire et servir notre application finale d'antenne réseau super directive à éléments parasites chargés par des impédances Non-Foster.

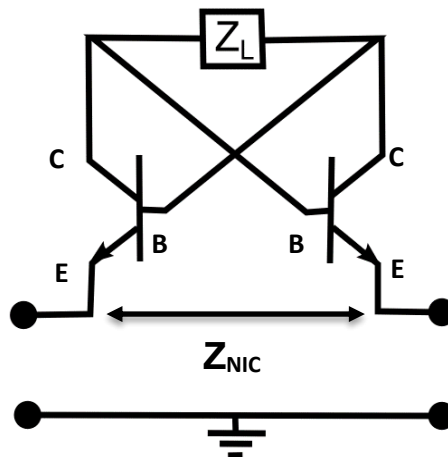


Figure III.1: Comportement RF de l'architecture NIC étudiée

1.2. Etudes préliminaires du NIC

1.2.1. Etude théorique

L'étude théorique qui suit consiste à résoudre la fonction de transfert associée au NIC à partir du schéma petits-signal du circuit. Nous rappelons que le schéma petits-signal simplifié d'un transistor bipolaire peut s'écrire en fonction des paramètres hybrides comme le montre la Figure III.2. Les grandeurs h_{11} et β (ou h_{21}) représentent respectivement l'impédance d'entrée du transistor et son gain d'amplification en courant. La modélisation petits-signal du circuit NIC est illustrée sur la Figure III.3.

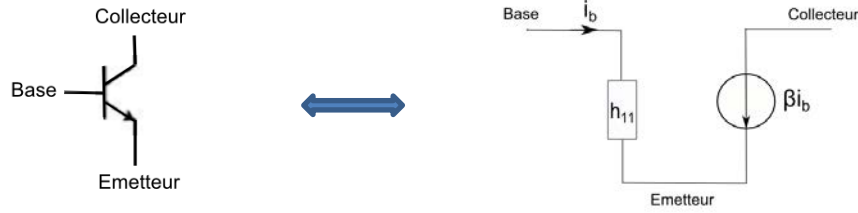


Figure III.2: Schéma petits-signal simplifié d'un transistor bipolaire

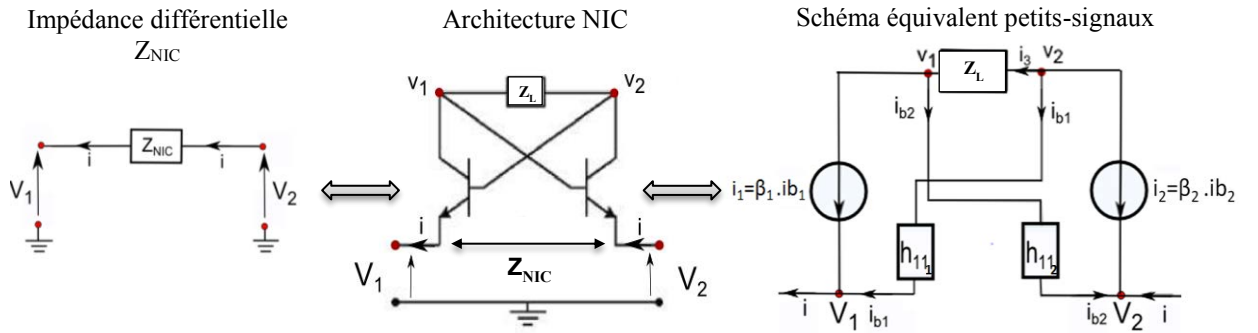


Figure III.3: modélisation petits-signal du circuit NIC étudié

La fonction de transfert du NIC revient à résoudre l'équation suivante :

$$Z_{NIC} = \frac{V_2 - V_1}{i}$$

$$\text{D'une part } i = i_1 + i_{b1} = \beta_1 i_{b1} + i_{b1} = (1 + \beta_1) i_{b1}$$

$$\text{Par ailleurs, } V_2 = v_1 - h_{11_2} i_{b2} \text{ (loi des mailles)}$$

$$\text{D'où } V_2 = -Z_L i_3 + v_2 - h_{11_2} i_{b2} \text{ car } Z_L = \frac{v_2 - v_1}{i_3}$$

$$V_2 = -Z_L (-i_{b1} - i_2) + (i_{b1} h_{11_1} + V_1) - h_{11_2} i_{b2}$$

$$V_2 = Z_L i_{b1} + \beta_2 Z_L i_{b2} + (i_{b1} h_{11_1} + V_1) - h_{11_2} i_{b2}$$

$$V_2 - V_1 = (Z_L + h_{11_1}) i_{b1} + (\beta_2 Z_L - h_{11_2}) i_{b2}$$

$$\frac{V_2 - V_1}{i} = \frac{(Z_L + h_{11_1}) i_{b1} + (\beta_2 Z_L - h_{11_2}) i_{b2}}{(1 + \beta_1) i_{b1}}$$

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

$$\frac{V_2 - V_1}{i} = \frac{(Z_L + h_{11_1})}{(1 + \beta_1)} + \frac{(\beta_2 Z_L - h_{11_2})}{(1 + \beta_1)} \frac{i_{b2}}{i_{b1}}$$

Il faut exprimer i_{b2} en fonction de i_{b1} :

$$i_3 = -i_{b1} - i_2 \text{ et } i_3 = i_1 + i_{b2}$$

$$\text{D'où } -i_{b1} - \beta_2 i_{b2} = \beta_1 i_{b1} + i_{b2} \text{ donc } \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = -\frac{1+\beta_1}{1+\beta_2}$$

Donc

$$\begin{aligned} Z_{NIC} = \frac{V_2 - V_1}{i} &= \frac{(Z_L + h_{11_1})}{(1 + \beta_1)} - \frac{(\beta_2 Z_L - h_{11_2})}{(1 + \beta_2)} \\ &= \frac{1 - \beta_1 \beta_2}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)} Z_L + \frac{h_{11_1}}{(1 + \beta_1)} + \frac{h_{11_2}}{(1 + \beta_2)} \end{aligned}$$

Comme $\beta \gg 1$ ($\beta \approx 100$), Z_{NIC} peut se simplifier de la façon suivante :

$$Z_{NIC} \approx -Z_L + \frac{h_{11_1}}{(1 + \beta_1)} + \frac{h_{11_2}}{(1 + \beta_2)}$$

En faisant l'hypothèse que les deux transistors sont identiques, c'est-à-dire $\beta_2 = \beta_1$ et $h_{11_2} = h_{11_1}$, on obtient l'expression de la fonction de transfert suivante :

$$Z_{NIC} = \frac{V_2 - V_1}{i} = -Z_L + \frac{2 h_{11}}{1 + \beta} \quad (\text{III.1})$$

Ainsi l'expression obtenue de l'impédance Z_{NIC} est une fonction affine proportionnelle à l'impédance de charge Z_L précédé d'un signe négatif et dépendant des éléments intrinsèques des transistors h_{11} et β .

Afin de valider le comportement du modèle analytique, celui-ci est comparé au modèle électrique du NIC présentant deux transistors idéaux simulés sous ADS. En effet, pour les deux modèles, les transistors sont définis uniquement par leur gain en courant $\beta=120$ et leur impédance d'entrée $h_{11}=420 \Omega$. Les autres paramètres tels que le h_{12} et le h_{22} sont négligés ici.

La comparaison entre les deux modèles est illustrée sur la Figure III.4. La Figure III.4 (a) présente les résultats d'impédance pour une charge idéale Z_L de type inductif de 5 nH. La Figure III.4 (b) propose les résultats d'impédance pour une charge capacitive idéale de 2 pF.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

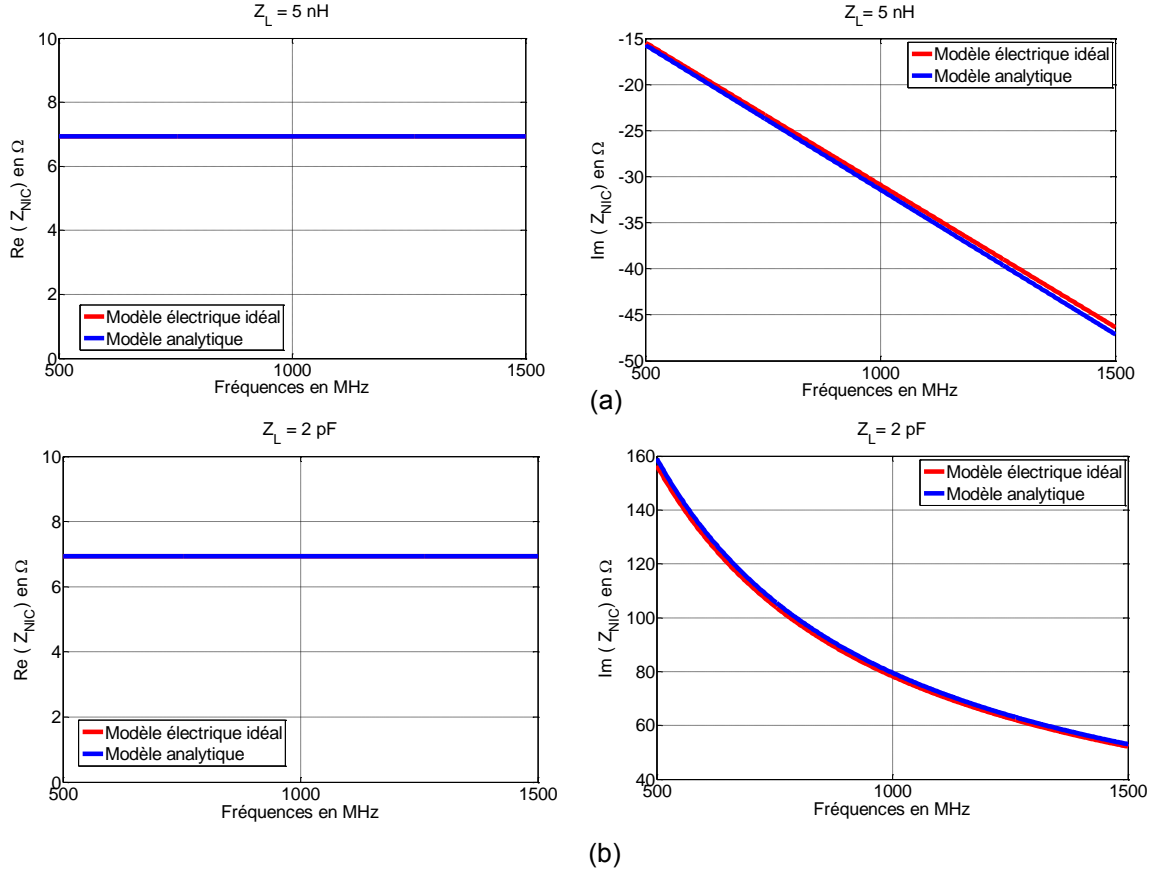


Figure III.4: comparaison du modèle analytique et du modèle électrique idéal du NIC pour deux charges inductives (a) et deux charges capacitives (b)

Les résultats d'impédance illustrés sur la Figure III.4 montrent une bonne convergence du modèle analytique calculé à partir du schéma petits-sinaux du NIC et du modèle électrique idéal de ce circuit. Les pentes des parties imaginaires sont bien décroissantes pour les deux configurations de charges étudiées et révèlent un comportement attendu de type Non-Foster. En effet, pour la charge Z_L inductive (Figure III.4 (a)), la réactance du NIC est une droite décroissante à valeurs négatives, ce qui est représentatif d'une inductance Non-Foster ($jL\omega$ avec $L < 0$). Pour la charge capacitive (Figure III.4 (b)), la réactance est décroissante à valeurs positives, ce qui est associé à une capacité Non-Foster ($-\frac{j}{C\omega}$ avec $C < 0$).

En termes de partie réelle, les deux modèles présentent les mêmes valeurs quel que soit la charge réactive utilisée (inductive ou capacitive). En effet, dans les deux cas considérés, la charge du NIC est purement réactive. Ainsi, d'après l'équation III.1, la partie réelle générée par le NIC dépend essentiellement des paramètres intrinsèques des transistors et en particulier de la quantité $\frac{2h_{11}}{\beta}$. Une charge Z_L résistive ou une charge réactive réelle associée à sa résistance série, amèneraient un changement de la partie réelle du NIC.

Les résultats ci-dessus permettent de valider le modèle analytique du NIC calculé à partir du modèle petits-sinaux simplifié des transistors bipolaires.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

Une confrontation de ce modèle avec le modèle électrique du NIC présentant le comportement réel des transistors est illustrée sur la Figure III.5. Dans cette étude, les transistors considérés en simulation sont modélisés à partir de leurs paramètres Spice. Le modèle Spice du transistor bipolaire utilisé : AT41511 d'Avago Technologies a été validé préalablement à travers des études de linéarité en puissance et de paramètres S. Les études de comparaison des résultats de simulation et de mesure sont détaillées en Annexe III.A.

L'exemple de la Figure III.5 ci-dessous illustre l'impédance issue des deux modèles chargés par un élément Z_L de type capacitif de valeur 2 pF.

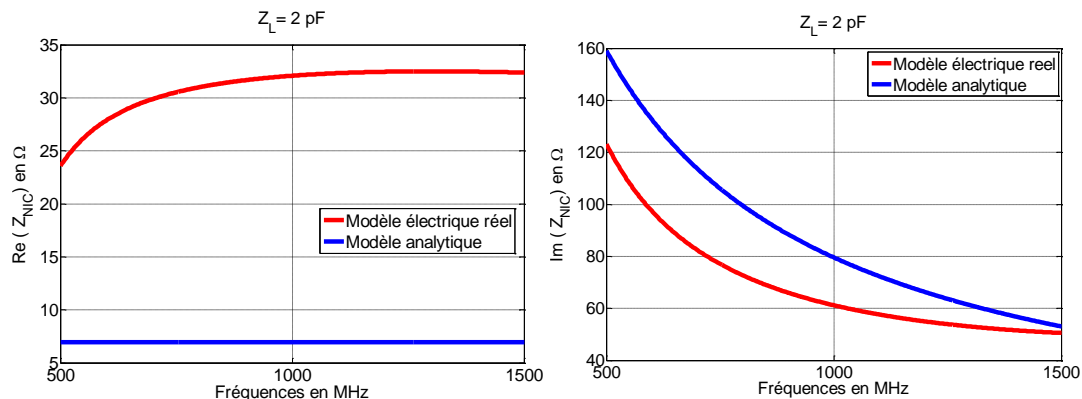


Figure III.5: Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique réel du NIC pour une charge capacitive de 2 pF

La Figure III.5 montre des divergences importantes à la fois sur la partie réelle et sur la partie imaginaire de l'impédance du NIC. Ceci met en évidence les difficultés liées à la réalité des composants qui n'est pas prise en compte dans le modèle analytique. Le modèle analytique proposé montre les tendances cohérentes en termes de comportement Non-Foster, mais ne traduit pas de manière fidèle le comportement réel du circuit. Pour cela, le paragraphe suivant propose une étude reposant sur le modèle électrique réel du circuit NIC.

1.2.2. Simulations électriques du NIC

Le circuit NIC présenté de manière théorique à travers sa fonction de transfert, dans le paragraphe précédent, est étudié dans ce paragraphe en simulation électrique à partir du modèle réel des transistors.

Le modèle électrique du NIC est illustré ci-dessous sur la Figure III.6. Deux transistors bipolaires large-bande NPN AT41511 d'Avago Technologies sont utilisés à partir de leur modèle Spice, pour réaliser la boucle de rétroaction nécessaire au fonctionnement du NIC. Les effets de boîtier des transistors sont intégrés dans les paramètres Spice.

Tels qu'ils sont fabriqués, les transistors AT41511 ont quatre branches dont une base, un collecteur et deux émetteurs. Le design du NIC est symétrique et permet de générer une impédance négative flottante entre les deux émetteurs des transistors.

Les résistances passives R_{B1} , R_{B2} , R_{E1} et R_{E2} servent à la polarisation et à l'établissement du point de fonctionnement des deux transistors. Les capacités C_1 à C_6 sont utilisées pour bloquer la composante continue du signal et laisser passer la composante RF. Les deux filtres passe-bas constitués des éléments L_{f1} , L_{f2} , L_{f3} , L_{f4} , C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} et C_{f4} servent à isoler la source continue des signaux RF.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

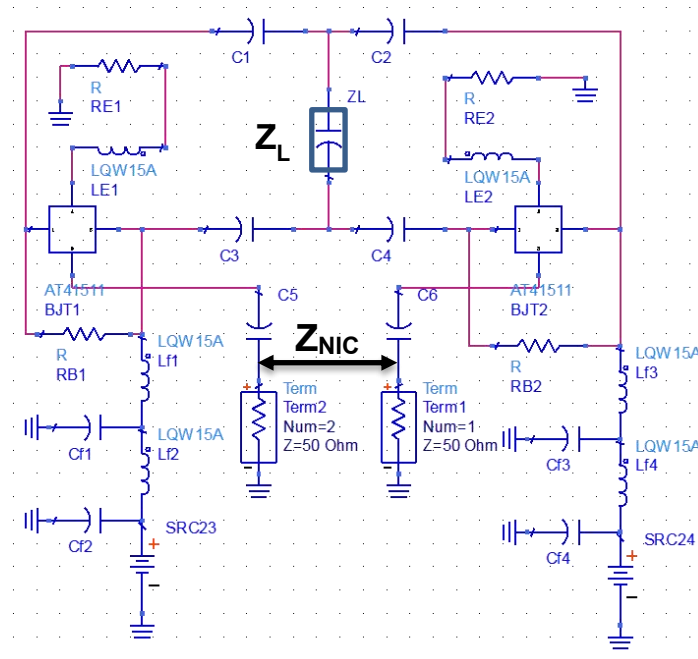


Figure III.6: Modèle électrique du NIC

Un grand nombre de résultats sur les éléments Non-Foster présentés dans la littérature sont issus de travaux en simulation. Peu de réalisations expérimentales ont fait l'objet de publications. Ceci laisse présager une difficulté de mise en œuvre de circuits NIC et leur maîtrise lorsqu'ils sont réalisés sur des technologies imprimées. Ce phénomène peut être d'autant plus critique lorsque les éléments Non-Foster sont utilisés pour des applications aux fréquences élevées tel que la bande UHF ou au-delà.

Pour cela, une étude préliminaire du NIC à travers son modèle électrique est menée dans le but d'observer de manière isolée, l'effet des différents éléments physiques générés par un circuit imprimé. En effet, la nature du substrat diélectrique utilisé ou les lignes de transmission par leur longueur électrique ou leur impédance caractéristique peuvent avoir un impact sur l'impédance issue du NIC.

L'effet réel du boîtier des composants est déjà intégré en simulation à travers l'utilisation de modèles réels de composants fournis par leurs constructeurs respectifs : Murata pour les composants passifs et Avago pour les transistors bipolaires.

Afin d'évaluer l'impact de ces éléments sur l'impédance du NIC, le modèle électrique d'une ligne micro ruban d'impédance caractéristique 50 Ω est introduit dans le circuit. Cette ligne est positionnée à différents endroits du circuit, ce qui permet d'en déduire les lignes les plus sensibles de celui-ci. Il apparaît à travers cette étude que la zone la plus critique du circuit est la boucle de rétroaction et notamment l'emplacement de la charge Z_L . La Figure III.7 ci-dessous illustre le bout de ligne introduit dans le circuit NIC au niveau de la charge.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

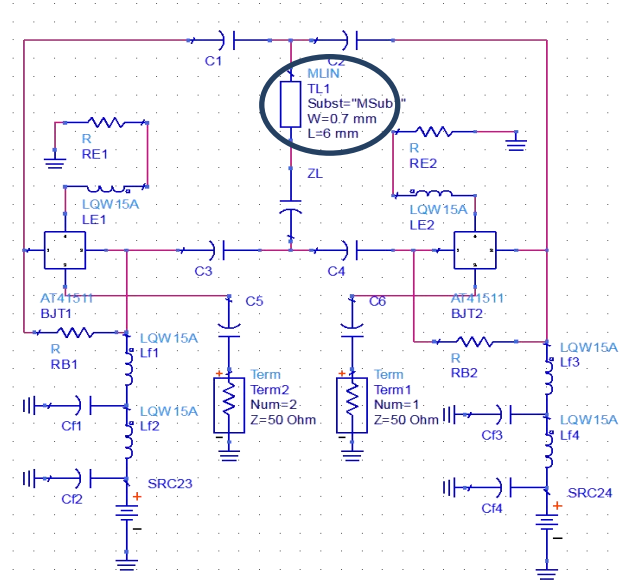


Figure III.7: Modèle électrique du NIC avec un bout de ligne micro ruban dans la boucle de rétroaction

Afin d'observer l'impact de la ligne micro-ruban sur le comportement Non-Foster du NIC, une capacité de 10 pF est placée en guise de charge Z_L du circuit. La Figure III.8 illustre la variation de la partie réelle et de la capacité négative équivalente du NIC dans la bande UHF autour des 868 MHz. La capacité équivalente est extraite à partir de la partie imaginaire du NIC en appliquant la relation : $\Im(Z_{NIC}) = \frac{1}{jC\omega}$.

Ces résultats sont comparés au modèle électrique idéal du NIC (sans ligne cf Figure III.6). L'effet de trois longueurs de lignes de 3 mm, 6 mm et 9 mm, soit respectivement $\frac{\lambda_0}{115}$, $\frac{\lambda_0}{56}$ et $\frac{\lambda_0}{38}$ à 868 MHz est étudié. Nous pouvons remarquer que ces variations de longueurs de lignes au niveau de la charge, étant très faibles devant la longueur d'onde, affecte le comportement Non-Foster du NIC. Par exemple, l'ajout d'une ligne micro ruban de longueur 6 mm ($\frac{\lambda_0}{56}$) dans la boucle de rétroaction du NIC génère un écart assez important sur l'impédance. En effet, un écart de 5 pF est constaté sur la capacité négative obtenue à 868MHz, soit 58 % par rapport au modèle idéal. La partie réelle du circuit est également impactée par ce phénomène.

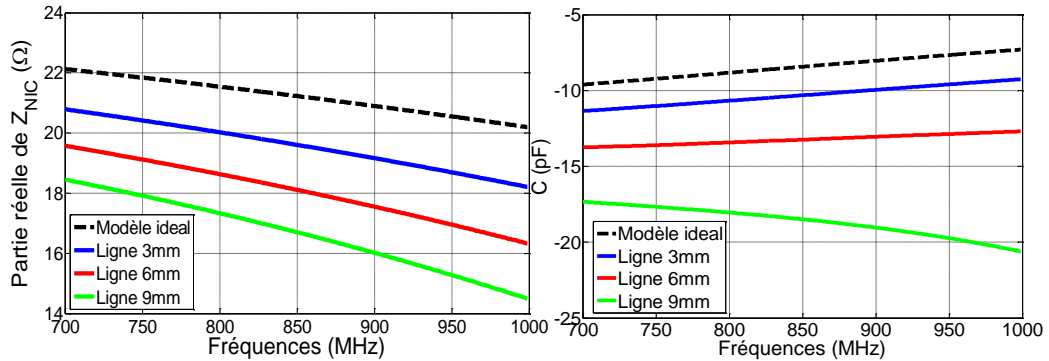


Figure III.8 : Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de lignes

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

La nature du substrat a également fait l'objet d'une investigation. La comparaison entre un substrat Epoxy FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.03$) et un substrat RF faible pertes Rogers RO4350 ($\epsilon_r = 3.66$, $\tan\delta = 0.004$) est étudiée. Cette étude est réalisée en changeant le substrat du modèle électrique de la ligne introduite dans la boucle de rétroaction du NIC.

La Figure III.9 ci-dessous illustre les résultats extraits de l'impédance du NIC en changeant la nature du substrat d'une ligne de longueur 6 mm. La Figure III.9 montre que la nature du substrat impacte à la fois la partie réelle et la capacité équivalente du NIC. L'impédance évaluée à partir du substrat Rogers RO4350 est plus proche du modèle idéal du NIC. Par exemple, le changement du substrat d'une ligne critique du circuit mène à une dispersion de -14 pF pour le substrat Roger RO4350 et de -22 pF pour le substrat Epoxy FR4 à 868 MHz.

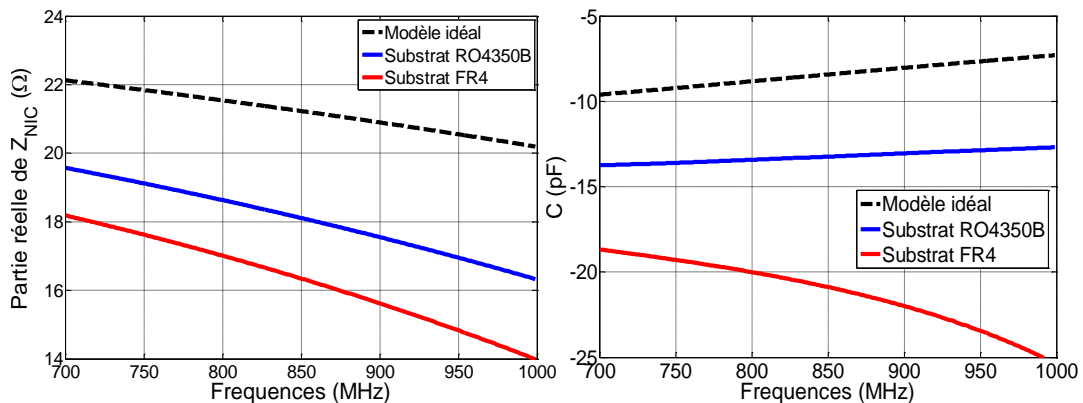


Figure III.9 : Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente en fonction de la fréquence pour différentes natures de substrat

Ainsi, les deux études préliminaires précédentes montrent qu'une petite variation sur les longueurs de lignes critiques et des caractéristiques des lignes de transmissions impactent de manière significative l'impédance du NIC. Ces paramètres sont donc à prendre en compte lors de la conception de circuits NIC aux bandes de fréquences élevées. Ces observations nous mènent à agir avec précaution pour la suite des travaux qui visent à réaliser les circuits NIC sur des circuits imprimées.

2. Impacts technologiques sur les performances du NIC

2.1. Topologies des configurations de PCB testées

L'étude préliminaire, abordée dans le paragraphe précédent a montré l'impact que pouvait avoir les lignes critiques ou la nature du substrat sur l'impédance du NIC. La conception du NIC sur trois configurations de circuits imprimés différents a été menée dans le but de vérifier les résultats précédents.

Afin de modéliser de manière précise le comportement du NIC sur son circuit imprimé (PCB), une simulation électromagnétique 3D de la carte a été réalisée à l'aide du logiciel HFSS. Les composants électroniques du circuit sont remplacés, dans un premier temps, par des ports discrets, ce qui permet de calculer la matrice étendue des paramètres S , décrivant les interactions électromagnétiques entre les différentes parties du circuit imprimé. Puis, la matrice S du circuit imprimé et tous les composants électroniques du circuit sont co-simulés sur le logiciel ADS (Figure III.10).

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

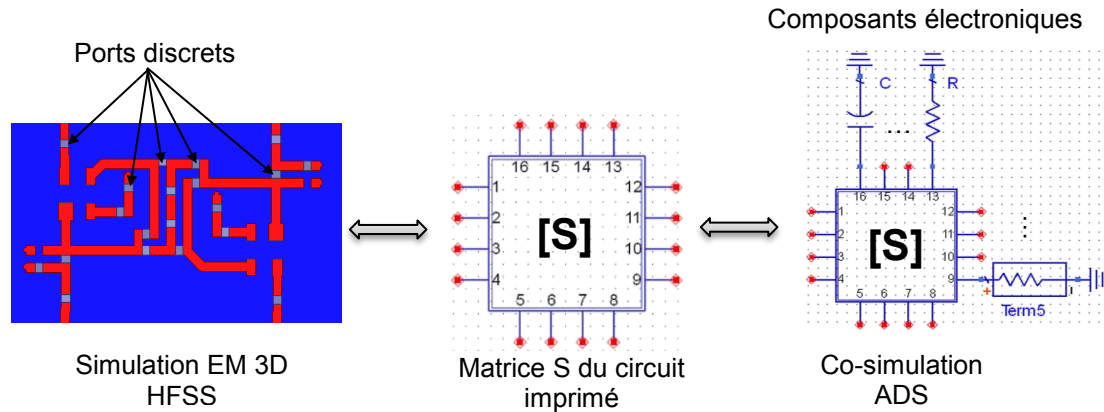


Figure III.10 : Co-simulation du NIC et de son circuit imprimé

Les deux transistors sont intégrés dans la simulation à partir de leur modèle Spice. Les composants passifs, quant à eux, sont modélisés par leurs paramètres S, fournis par le constructeur Murata, qui intègrent les effets de boîtier et de résonance.

Les trois configurations de PCB sont conçues sur un substrat Roger RO4350 de constante diélectrique $\epsilon_r=3.66$ et de pertes $\tan\delta=0.004$. Les guides d'ondes utilisés sont des lignes micro ruban d'impédance caractéristique 50Ω. Une couche de substrat Epoxy FR4 est ajoutée en guise de renfort pour le PCB. L'empilage des couches métalliques et des matériaux diélectriques du PCB est illustré sur la Figure III.11.

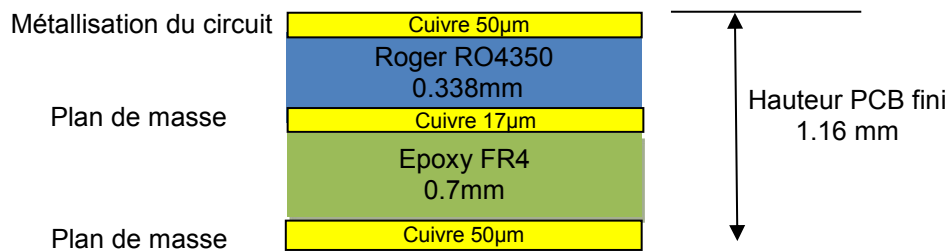


Figure III.11: Empilage des couches du PCB associé au circuit NIC

Les trois configurations de PCB conçues sont illustrées sur la Figure III.12. Quatre connecteurs SMA sont modélisés en simulation afin de considérer leur effet de couplage. Deux accès RF permettent de lire l'impédance du NIC et deux ports transportent le signal DC destiné à la polarisation des deux transistors.

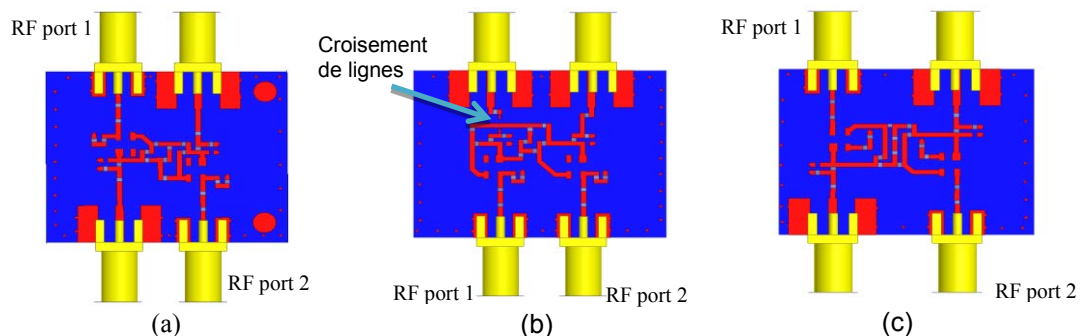


Figure III.12 : Conception du NIC sur trois PCB différents

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

Les trois PCB présentent les caractéristiques suivantes :

- Le circuit 1 (Figure III.12 (a)) est de dimensions 17 mm x 17 mm et présente les lignes critiques les plus courtes. Les deux ports RF sont sur une diagonale et tous les composants ainsi que les lignes de transmission sont sur la face supérieure du PCB.
- Le circuit 2 (Figure III.12 (b)) est plus large que le circuit 1, soit une dimension de 21 mm x 17 mm. Les deux ports RF sont côte à côte, ce qui est plus approprié dans le cas d'une application d'antenne où le circuit NIC serait par exemple connecté entre les deux brins d'un dipôle. Une telle configuration du PCB nécessite un croisement de lignes. Etant donné l'étude de sensibilité des lignes du PCB, le croisement est effectué en faisant passer une ligne DC, peu sensible, de la couche supérieure vers la couche inférieure pour ne pas induire de discontinuité dans le chemin RF du NIC.
- Le circuit 3 (Figure III.12 (c)) est le plus large, de dimensions 23 mm x 17 mm. L'espacement entre les lignes RF est plus important ce qui conduit à des lignes critiques plus longues. Les deux ports RF sont positionnés de la même façon que pour le circuit 1. L'objectif de cette configuration est de réduire le couplage entre les éléments du circuit imprimé.

2.2. Sensibilité du NIC aux contraintes technologiques des circuits imprimés

La Figure III.13 ci-dessous illustre les résultats d'impédance des trois circuits NIC pour une charge capacitive de 10 pF comparés aux résultats du modèle idéal du NIC (sans PCB).

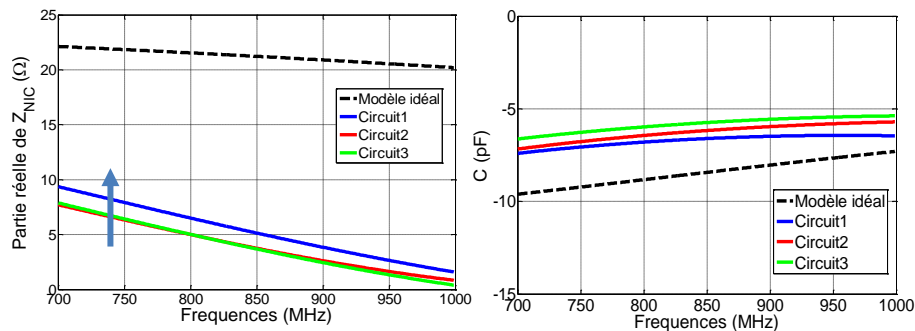


Figure III.13 : Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente pour les trois PCB du NIC et comparaison aux résultats du schématique.

Le circuit 1 qui présente les lignes critiques les plus courtes a, comme attendu, les résultats les plus proches du modèle idéal (courbe bleue). Cependant, il est important de remarquer que la capacité négative augmente lorsque les contraintes de réalisations physiques sur circuit imprimé sont prises en compte par comparaison à la capacité négative du modèle idéal. Or, le phénomène inverse était constaté lors de l'introduction de modèles électriques de lignes dans le circuit (Figure III.8).

Ainsi, l'impact sur l'impédance n'est pas uniquement dû aux longueurs de lignes mais à l'architecture complète du NIC. Le couplage entre les lignes et les composants discrets a visiblement un impact sur la fonction du convertisseur d'impédance négative. De

ce fait, l'étude et la conception d'un NIC uniquement à partir de son schéma électrique n'est pas suffisante pour modéliser de manière précise le comportement de celui-ci. Une simulation électromagnétique prenant en compte les parasites et les phénomènes de couplages entre les différents éléments constituant le PCB semble nécessaire.

De plus, les résultats de simulations ont montré que le circuit ayant les lignes de transmission critiques les plus courtes, présente le comportement le plus proche du circuit idéal sans circuit imprimé. Même si une conception compacte a été proposée pour cette première réalisation, ces circuits restent encore trop volumineux pour être intégrés efficacement dans une géométrie d'antenne miniature pour la bande UHF. Pour ces deux raisons, la miniaturisation de ces circuits est nécessaire pour la suite des travaux.

2.3. Réalisation du NIC et validations expérimentales

Le NIC introduit et étudié précédemment a été réalisé. Comme les circuits 2 et 3 présentent des résultats de simulations assez proches puisqu'ils ont des longueurs de lignes critiques équivalentes, seuls les circuits 1 et 3 ont été considérés en mesure.

Les deux circuits réalisés sont illustrés dans la Figure III.14 ci-dessous et leurs performances en termes d'impédance mesurée sont illustrées dans la Figure III.15.

La stabilité des circuits a été vérifiée par la mesure en utilisant un analyseur de spectres. Cette étape consiste observer le spectre du NIC sur une bande de fréquence plus large que la bande d'intérêt, soit de 100 MHz à 5 GHz, en s'assurant qu'il n'y ait pas raies (synonymes d'oscillations).

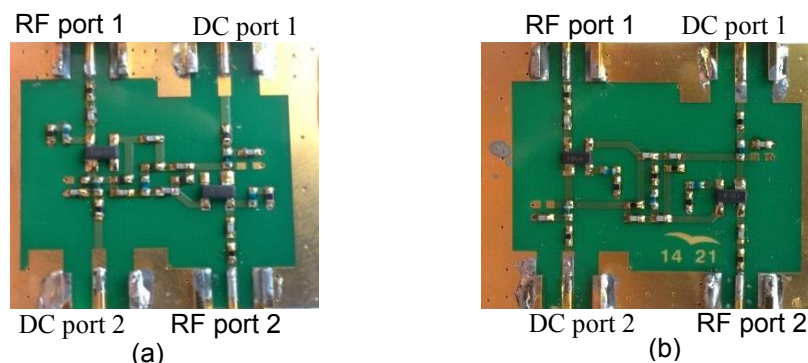


Figure III.14: Réalisation du NIC sur deux PCB différents (a) circuit 1 et (b) circuit 3

Une bonne convergence entre résultats de simulation et de mesure de capacité négative est constatée. Le comportement Non-Foster souhaité est bien respecté. En revanche, la partie réelle mesurée est plus forte que celle obtenue par simulation. Des simulations tenant compte des dispersions des composants et des matériaux diélectriques seraient à considérer pour apporter des éléments de réponse à ces écarts constatés sur les parties réelles des NIC.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

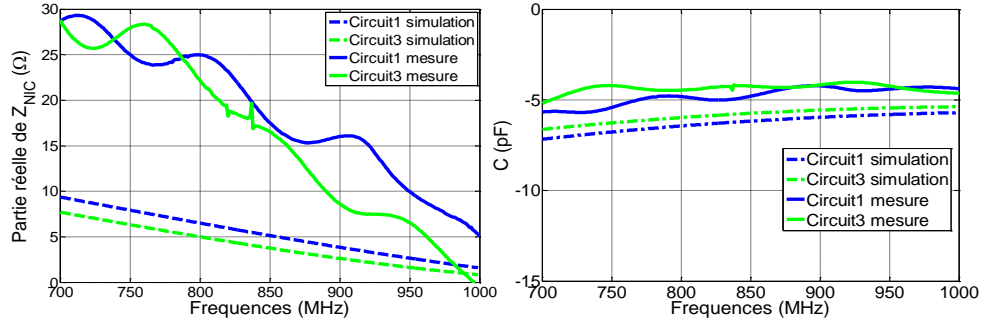


Figure III.15: Résultats de mesure du NIC sur deux circuits imprimés différents

2.4. Circuit NIC de Linvill dans un contexte particulier

Le NIC évalué précédemment présente des perspectives intéressantes dans un contexte général de capacité Non-Foster dans la bande UHF. Cependant, il est important de discuter des performances du circuit réalisé dans un contexte particulier de réseaux d'antennes compactes chargées pour servir un objectif de super directivité large bande.

Dans ce contexte particulier, l'analyse du circuit NIC réalisé est menée à travers un exemple de réseau d'antenne à éléments parasites compacte dans la bande UHF. Le réseau considéré et ses dimensions sont décrits sur la Figure III.16.

Afin d'observer l'effet du NIC sur l'amélioration de la bande passante en termes de directivité du réseau d'antennes, une bande de fréquences dans la gamme UHF allant de 800 MHz à 1.5 GHz est considérée. Ainsi le réseau d'antennes est dimensionné autour de la fréquence centrale de la bande considérée, soit à 1.2 GHz. L'élément excité et l'élément parasite, espacés de $0.17 \lambda_0$, sont de longueur $0.4 \lambda_0$ à 1.2 GHz.

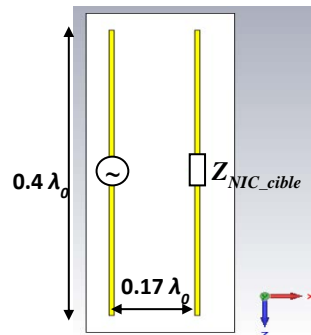


Figure III.16: Structure du réseau d'antenne considéré

L'analyse de ce réseau et l'optimisation de sa directivité dans la direction (Ox , soit $\varphi=0^\circ$ et $\theta=90^\circ$) donne lieu à une impédance de charge de l'élément parasite de nature complexe Z_{NIC_cible} . Cette impédance idéale déterminée à partir de la décomposition en ondes sphériques des diagrammes de rayonnement actifs aux fréquences considérées (cf chapitre I) permet d'obtenir une antenne super directive large bande.

L'impédance complexe optimale Z_{NIC_cible} est illustrée à travers sa partie réelle et imaginaire sur la Figure III.17.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

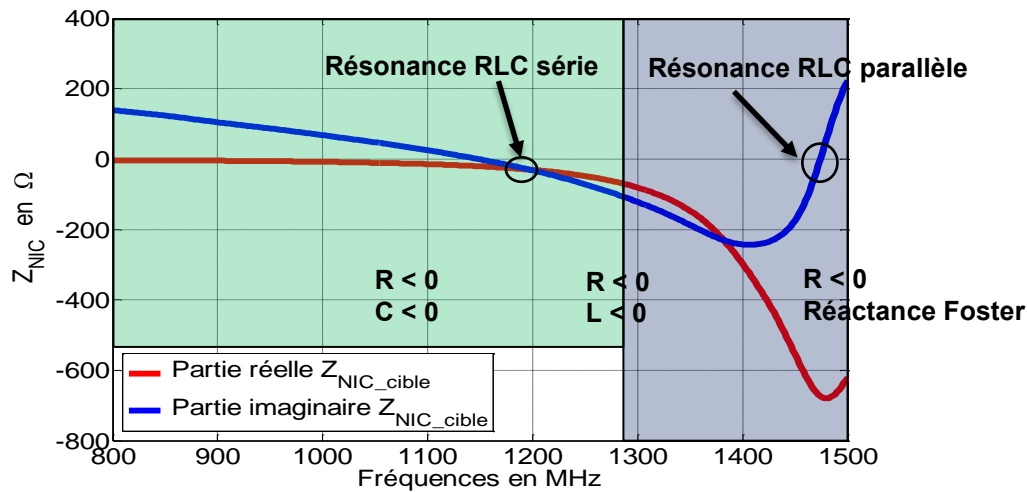


Figure III.17: Impédance idéale Z_{NIC_cible} issue de l'optimisation de la directivité du réseau d'antenne

Cette impédance, de nature complexe présente une partie réelle négative de l'ordre de -10Ω , qui varie très peu entre 800 MHz et 1000 MHz. A partir de 1100 MHz, la partie réelle décroît fortement pour atteindre des valeurs négatives plus importantes. Sa partie imaginaire est décroissante à valeurs positives entre 800 MHz et 1150 MHz, ce qui correspond en termes de réactance à une capacité Non-Foster. Entre 1150 MHz et 1400 MHz, la partie imaginaire est décroissante à valeurs négatives, ce qui correspond en termes de réactance à une inductance Non-Foster. Entre 1400 MHz et 1500 MHz, la partie imaginaire change de pente et devient croissante.

Il est possible de distinguer sur la Figure III.17, deux phénomènes de résonance lors du passage de la partie imaginaire par l'axe des abscisses. En particulier, le comportement observé à 1150 MHz nous rappelle celui d'un circuit résonnant à l'aide d'éléments R, L, C mis en série. Le comportement observé à 1480 MHz rappelle quant à lui un phénomène de résonance issu d'un circuit composé d'éléments R, L, C mis en parallèle. Cependant, ces deux résonnances canoniques connues ne sont pas associées à des parties réelles négatives contrairement à Z_{NIC_cible} . Par ailleurs les pentes des parties imaginaires associées à ces circuits canoniques ne sont pas décroissantes comme celles de Z_{NIC_cible} . L'impédance Z_{NIC_cible} peut être interprétée comme une composition de circuit résonnants de type $-R$, $-L$, $-C$ en série et parallèles.

Afin d'illustrer cette idée, une comparaison des circuits résonnants canoniques R, L, C et $-R$, $-L$, $-C$ en série est faite sur la Figure III.18 (a). La même comparaison est faite pour l'association d'éléments R, L, C et $-R$, $-L$, $-C$ en parallèle sur la Figure III.18 (b). Le calcul menant à l'expression de l'impédance des circuits R, L, C série et R, L, C parallèle est donnée en annexe III.B. Pour ces deux exemples, la fréquence de résonance $\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$ est établie à 1150 MHz. Les éléments R, L, C utilisés sont décrits dans le Tableau III.1 ci-dessous.

Tableau III.1: éléments R, L, C utilisés pour illustrer la comparaison des résonances

	R	L	C
Série	10 Ω	1.2 nH	10 pF
Parallèle	100 Ω	1.2 nH	10 pF

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

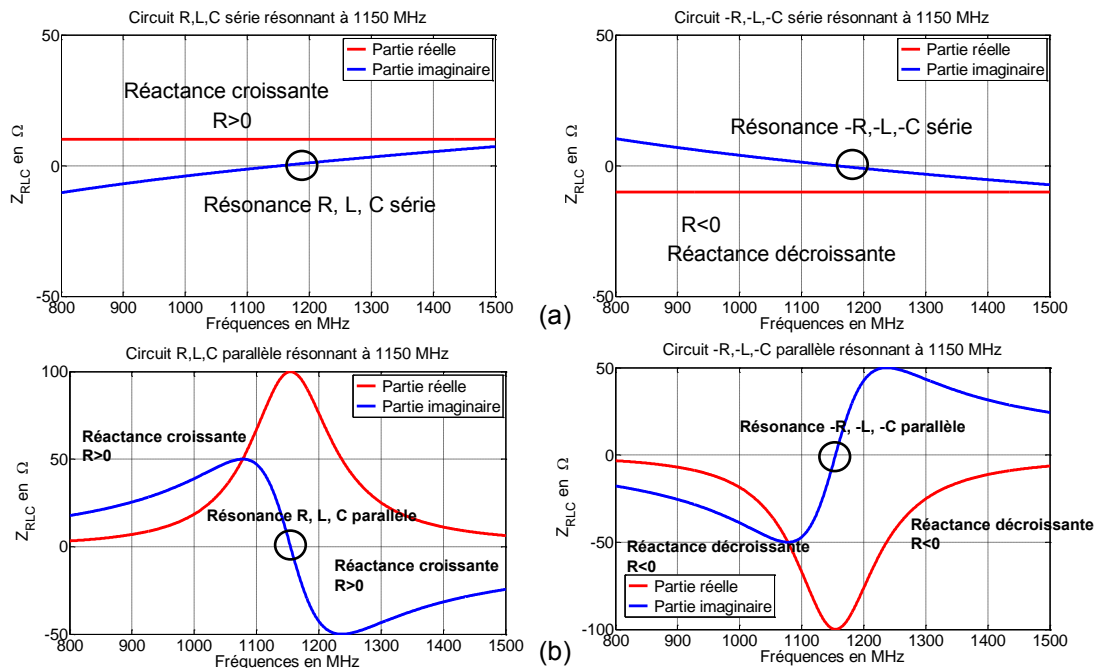


Figure III.18: comparaison des impédances issues de circuits résonnants R,L,C ; -R, -L, -C mis en série (a) et mis en parallèle (b)

Comme le montre la Figure III.17, l'impédance Z_{NIC_cible} nécessaire à la super directivité large bande est difficile à réaliser de par sa nature multi-résonnante. Cette impédance ne représente pas un simple élément Non-Foster associé à une résistance négative. Celle-ci est beaucoup plus complexe et s'apparente à une combinaison de circuits -R, -L, -C mis en série et en parallèle.

Pour l'application visée dans ces travaux, la charge Z_L nécessaire à la réalisation de l'impédance optimale Z_{NIC_cible} à partir d'une architecture classique de Linvill est complexe à mettre en œuvre. Typiquement, la charge Z_L nécessaire au NIC est illustrée sur la Figure III.19. Celle-ci est constituée de cinq éléments passifs formant un résonateur L, C en série associé à un résonateurs R, L, C en parallèle. Une telle configuration de charge est nécessaire pour obtenir l'impédance Z_{NIC_cible} à partir du NIC réalisé.

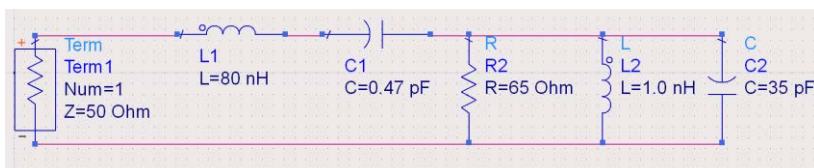


Figure III.19: charge Z_L optimale pour obtenir une antenne compacte directive large bande à partir d'une architecture classique de Linvill

Cette configuration de charge présente deux inconvénients pour notre application. D'une part, le nombre important de composants nécessiterait d'augmenter la taille du circuit imprimé du NIC. Ceci va à l'encontre de notre objectif de miniaturisation du circuit pour son intégration au sein d'un réseau d'antenne dans la bande UHF.

D'autre part, certains éléments de la charge tels que la capacité du résonateur L, C de 0.47 pF ont un comportement critique dans le circuit. En effet, une telle valeur de

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

capacité n'existe pas sur le marché des composants discrets. La capacité disponible la plus proche est de 0.5 pF avec une tolérance de ± 0.05 pF, soit 10 % de la valeur de la capacité souhaitée.

La dispersion de la capacité réelle Murata de 0.5 pF est observée de manière isolée sur la directivité du réseau d'antenne considéré. Pour cela, les valeurs extrêmes de cette capacité, soit 0.55 pF et 0.45 pF, sont utilisées en guise de charge du NIC. Les autres composants de charges sont fixés à leurs valeurs nominales d'optimisation. L'impact de la dispersion de la capacité sur la directivité est illustré sur la Figure III.20.

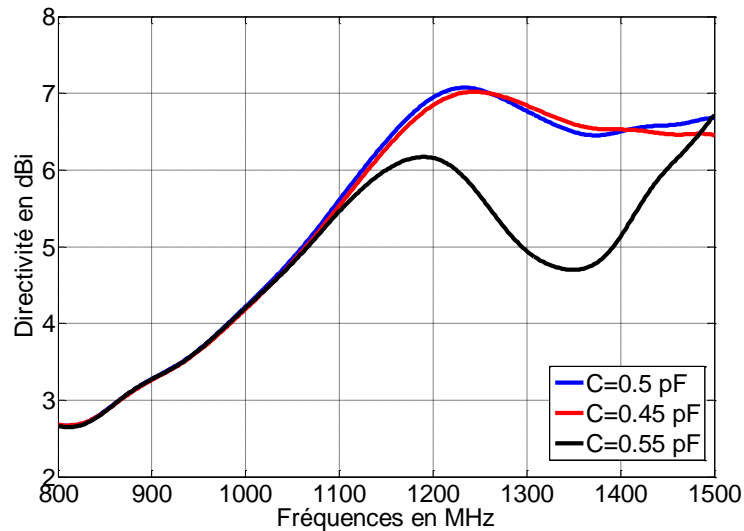


Figure III.20 : Directivité du réseau d'antenne impactée par la dispersion de la capacité de charge $C=0.5$ pF

Un impact conséquent sur la directivité de l'antenne chargée par un NIC peut être observé sur les valeurs extrêmes de cette capacité critique. Typiquement un écart maximal de 2 dB est observé à 1300 MHz entre les deux valeurs extrêmes de la capacité de charge. Une dégradation d'autant plus importante serait à envisager avec la conjugaison des dispersions des différents éléments de la charge du NIC.

La charge multi-résonnante du NIC nécessaire pour cette application met en évidence des problèmes de dispersions associés à chaque élément de la charge. A ces problèmes de dispersion, vient s'ajouter une augmentation de volume du circuit imprimé liés à la présence de plusieurs composants de charge. Pour ces raisons, une amélioration du circuit NIC a été entreprise par la suite afin de simplifier la synthèse de la charge Z_L nécessaire pour atteindre l'objectif de directivité large bande.

Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence la conception et la réalisation d'un circuit NIC de type Linvill. Le circuit mis en œuvre a permis d'évaluer un comportement de capacité Non-Foster dans la bande UHF autour de 868 MHz. Des études théoriques préliminaires ont montré l'impact des contraintes de réalisation d'un circuit imprimé sur le comportement Non-Foster de l'impédance du NIC. Ces études ont été appuyées par des résultats de co-simulation et de mesure du circuit NIC pour des capacités Non-Foster.

Les circuits réalisés dans ce chapitre ont permis de valider le comportement Non-Foster du NIC pour des charges capacitives dans la bande UHF. Les résultats de simulations et de mesures ont montré que le circuit ayant les lignes de transmission critiques les plus courtes, présente le comportement le plus proche du circuit idéal (sans circuit imprimé).

Même si une conception compacte a été proposée pour cette première réalisation, ces circuits restent encore trop volumineux pour être intégrés efficacement dans une géométrie d'antenne miniature pour la bande UHF. Pour ces deux raisons, la miniaturisation de ces circuits est nécessaire pour la suite des travaux.

Un contexte plus particulier d'application du NIC en association avec un réseau d'antennes à éléments parasites chargées a été considéré. L'impédance idéale d'optimisation conduisant à une antenne super directive large bande entre 800 MHz et 1500 MHz est de nature multi-résonnante.

La charge Z_L nécessaire pour obtenir une telle impédance à partir du NIC réalisé est complexe à mettre en œuvre. Plusieurs composants sont nécessaires pour réaliser une telle impédance. Les dispersions de tous les composants de la charge sont à considérer. De plus, l'utilisation de plusieurs composants de charge du NIC entraînerait une augmentation de la taille du circuit imprimé ainsi qu'une augmentation des longueurs de lignes dans la boucle de rétroaction du circuit actif.

Dans le chapitre suivant, la miniaturisation du circuit NIC à travers la conception et réalisation d'une brique technologique sera mise en œuvre. Par ailleurs, une architecture de NIC modifiée sera introduite dans le but de simplifier la co-conception du NIC et du réseau d'antennes pour la réalisation de la super directivité large bande.

Chapitre III : Evaluation du circuit de Linvill

Chapitre IV : Preuve de concept : Antenne miniature directive active

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Sommaire du chapitre IV

Introduction	103
1. Proposition d'une architecture alternative	104
1.1. <i>Modifications apportées aux architectures de NIC dans la littérature</i>	<i>104</i>
1.2. <i>Architecture alternative proposée</i>	<i>106</i>
1.3. <i>Validation du modèle analytique</i>	<i>107</i>
1.4. <i>Avantages de l'architecture proposée</i>	<i>109</i>
2. Conception et réalisation d'un circuit compact	112
2.1. <i>NIC miniaturisé pour des applications d'antennes directives en bande UHF</i>	<i>112</i>
2.2. <i>Carte d'évaluation de la brique technologique</i>	<i>114</i>
2.3. <i>Performances du NIC miniature et validations expérimentales</i>	<i>115</i>
3. Perspectives pour les antennes miniatures directives.....	123
3.1. <i>Démonstrateur de réseau d'antennes compactes et directives</i>	<i>123</i>
3.2. <i>Conception du NIC associé au démonstrateur.....</i>	<i>126</i>
3.3. <i>Démonstration expérimentale.....</i>	<i>131</i>

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré l'intérêt de miniaturiser le circuit NIC. D'une part, sa miniaturisation est essentielle pour pouvoir l'associer à une antenne dans la bande UHF. D'autre part, le phénomène de miniaturisation aide à réduire les longueurs de lignes critiques pour avoir une meilleure maîtrise de l'impédance de sortie du circuit. Nous avons vu par ailleurs, les limites de l'architecture de Linvill dans un contexte particulier d'antenne miniature directive.

Ce quatrième chapitre vient compléter les études menées sur le circuit NIC dans le chapitre précédent et se décompose en deux parties.

Dans un premier temps, l'étude d'une nouvelle architecture de NIC sera présentée. Les démarches conduisant à cette architecture et le potentiel qu'elle présente par rapport à l'état de l'art pour la réalisation d'impédance Non-Foster seront décrits.

Par la suite, le processus de miniaturisation du NIC sur son circuit imprimé, pour des applications d'antennes compactes en bande UHF sera traité. La brique technologique développée, tenant compte de la nouvelle architecture de NIC, sera évaluée à travers des résultats théoriques et expérimentaux.

Enfin, les performances de l'architecture de NIC alternative à l'architecture de Linvill, réalisée sur un circuit imprimé miniature, sera évaluée dans le contexte de réseau d'antenne miniature directif large bande.

1. Proposition d'une architecture alternative

1.1. Modifications apportées aux architectures de NIC dans la littérature

En partant de l'architecture de référence de Linvill, les circuits NIC ont fait l'objet de quelques modifications pour améliorer leurs performances selon les applications visées. Dans [70], l'architecture de Linvill est repensée et le NIC est réalisé à l'aide d'un miroir de courant pour déphaser le courant de sortie de 180° par rapport au courant d'entrée du NIC (Figure IV.1).

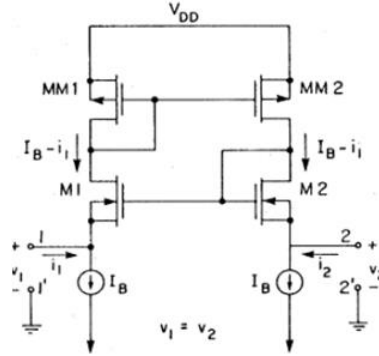


Figure IV.1: Architecture NIC étudiée dans [70]

L'auteur propose dans [57] une architecture de NIC, illustrée sur la Figure IV.2 (a), qui présente quelques différences par rapport au modèle de Linvill initial.

La charge Z_L représentée par une capacité (C_L) est connectée entre les deux émetteurs des transistors bipolaires, contrairement au modèle de Linvill où la charge Z_L se situe dans la boucle de rétroaction reliant les bases aux collecteurs des transistors. Des résultats de mesure de capacité Non-Foster pour quelques valeurs de charges Z_L sont illustrés sur la Figure IV.2 (b).

De plus, l'impédance d'entrée de ce modèle est évaluée sur un seul port (collecteur) et la masse, ce qui vise un autre type d'application que l'architecture de Linvill dont l'impédance d'entrée est évaluée de manière différentielle entre les deux émetteurs des transistors.

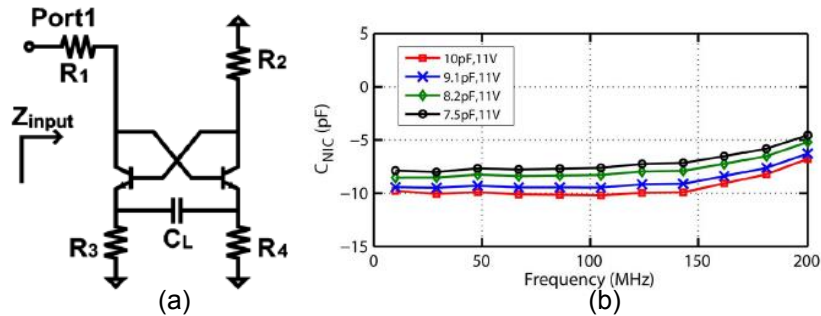


Figure IV.2 : (a) Architecture NIC étudiée dans [57], (b) résultats de mesure de capacité Non-Foster

Le NIC proposé dans le brevet [71] est constitué de quatre transistors bipolaires décomposés en deux fois deux paires (Figure IV.3). Chaque paire est montée en structure

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Darlington [72]. Ceci permet d'avoir un facteur d'amplification en courant de l'ordre de 1, ce qui ne serait pas possible avec un simple transistor. Chaque paire agit essentiellement comme un transistor simple.

Il est possible de rapprocher cette architecture dans son fonctionnement RF avec celle décrite précédemment dans [57]. En effet, la Figure IV.3 (b) décrit le comportement RF abstraction faite des étages de polarisation du circuit NIC illustré sur la Figure IV.3 (a). Chaque paire de transistor montée en Darlington peut être vue comme un seul transistor où la charge Z_L est connectée entre les deux émetteurs et l'impédance négative issue du NIC est évaluée en différentielle sur les collecteurs des deux transistors.

Le NIC proposé dans [71] est appliqué au sein d'un répéteur dans une chaîne de transmissions téléphoniques. Le circuit fournit un gain complémentaire à l'atténuation des lignes, ce qui permet d'avoir la réponse en gain (atténuation) la plus plate possible en fonction des fréquences. Une telle réponse permet d'éviter une sélectivité des fréquences hautes où l'atténuation est plus importante.

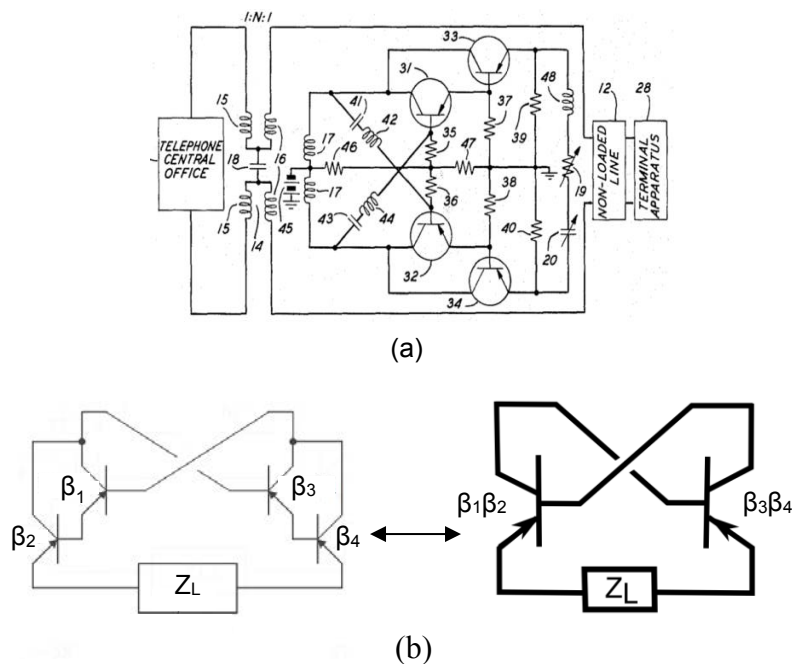


Figure IV.3 : Brevet d'un NIC issue de [71] avec mise en œuvre des transistors sous forme de Darlington et ses schémas électriques équivalents

Les différentes modifications apportées à l'architecture de Linvill dans l'état de l'art des circuits NIC nous ont mené à réfléchir sur une architecture de NIC alternative. Ceci visant à améliorer les performances du circuit présenté dans le chapitre précédent pour l'application d'antenne compacte directive large bande.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré les limitations de notre circuit basé sur l'architecture classique de Linvill en termes de complexité de mise en œuvre des impédances souhaitées pour l'objectif de directivité large bande. Typiquement, la charge Z_L nécessaire serait constituée de plusieurs éléments formant des résonateurs.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Une architecture alternative de NIC est proposée par la suite dans le but de simplifier la synthèse de la charge Z_L requise. Une multitude d'essais visant à remplir cet objectif tels que la modification de l'emplacement de la charge Z_L , de la boucle de rétroaction et des accès RF, ont permis d'aboutir à une nouvelle architecture de circuit NIC.

1.2. Architecture alternative proposée

La nouvelle architecture de circuit NIC proposée repose sur l'utilisation de deux charges Z_{L1} et Z_{L2} permettant d'agir sur l'impédance de sortie du circuit comme le montre le schéma bloc sur la Figure IV.4.

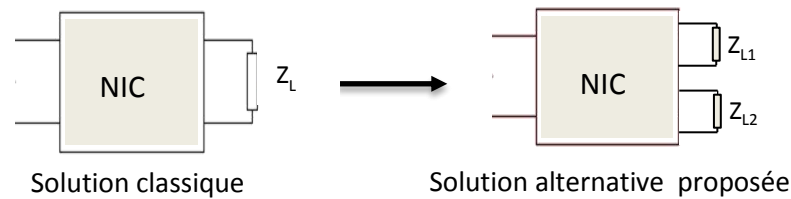


Figure IV.4: Schéma bloc de la nouvelle architecture proposée

L'architecture mise en œuvre ainsi que ces éléments de polarisation sont illustrés sur la Figure IV.5. Cet agencement particulier de circuit NIC fait l'objet d'une demande de dépôt de brevet auprès de l'Institut National de la Propriété Industrielle (INPI).

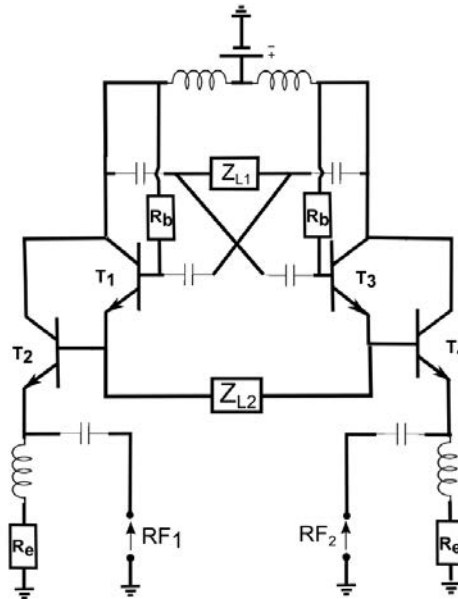


Figure IV.5: Nouvelle architecture de NIC proposée et étages de polarisation

Le paragraphe qui suit ne traite pas des aspects liés à la polarisation des transistors, seul le comportement RF du circuit y est décrit.

Le chemin RF de ce circuit est illustré sur la Figure IV.6. Il comprend quatre transistors bipolaires T_1 , T_2 , T_3 , T_4 et deux impédances de charges Z_{L1} et Z_{L2} .

Les collecteurs de T_1 et T_2 ainsi que T_3 et T_4 sont respectivement reliés aux nœuds (a) et (b). Le collecteur commun entre T_1 et T_2 est relié à la base du transistor T_3 , le collecteur

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

commun entre T_3 et T_4 est relié à la base du transistor T_1 . Ces deux connexions forment une boucle de rétroaction.

La charge Z_{L1} est connectée dans la boucle entre les nœuds (a) et (b).

L'émetteur de T_1 est relié à la base de T_2 au nœud (c), l'émetteur de T_3 est relié à la base de T_4 au nœud (d). Ceci permet de connecter la charge Z_{L2} entre les nœuds (c) et (d).

L'impédance du NIC est évaluée entre les deux émetteurs de T_2 et T_4 (RF_1 et RF_2).

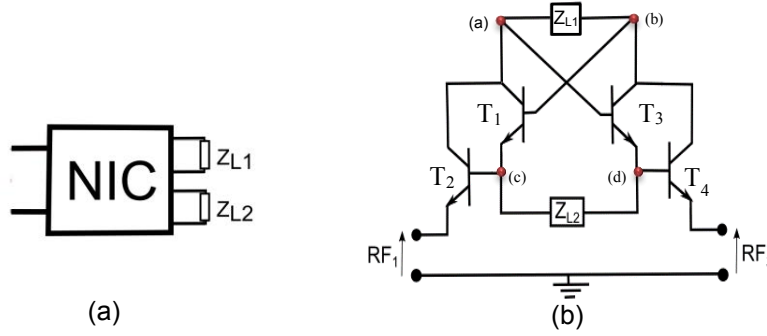


Figure IV.6: Schéma bloc (a) et fonctionnement RF (b) de la nouvelle architecture NIC

L'analyse du schéma petits-sinaux simplifié de cette architecture, en faisant l'hypothèse que les quatre transistors bipolaires sont identiques est décrit en Annexe IV.A. Le calcul de ce modèle analytique donne lieu à la fonction de transformation d'impédance simplifiée Z_{NIC} suivante :

$$Z_{NIC} = \frac{-1}{Z_{L1} + Z_{L2} + \frac{h_{11}}{\beta}} Z_{L1}^2 + \left[\frac{2 \frac{h_{11}}{\beta}}{Z_{L1} + Z_{L2} + \frac{h_{11}}{\beta}} - 1 \right] Z_{L1} + \frac{2 h_{11}}{\beta} \quad (IV.1)$$

β Représente le gain en courant des transistors et h_{11} leur impédance d'entrée.

L'expression analytique de l'architecture proposée est liée aux comportements de la charge Z_{L1} , aux éléments intrinsèques des transistors (β et h_{11}) mais aussi à la charge additionnelle Z_{L2} . Ceci permet d'apporter un degré de liberté utile par rapport à l'état de l'art pour avoir un meilleur contrôle des impédances négatives obtenues. En particulier, nous montrerons par la suite que ce degré de liberté supplémentaire apporte un avantage dans la simplification de la charge du NIC dans le contexte de nos travaux sur les antennes directives large-bande.

1.3. Validation du modèle analytique

Afin de valider le modèle analytique calculé, celui-ci est comparé au modèle électrique du NIC présentant quatre transistors idéaux. En effet, pour les deux modèles, les transistors sont définis uniquement par leur gain en courant $\beta=120$ et leur impédance d'entrée $h_{11}=420 \Omega$. Les autres paramètres tels que le h_{12} et le h_{22} sont négligés ici. La comparaison entre les deux modèles est illustrée sur la Figure IV.7.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

La Figure IV.7 (a) présente les résultats d'impédance pour deux charges idéales Z_{L1} , Z_{L2} de type inductif : $Z_{L1} = 1$ nH et $Z_{L2} = 10$ nH. La Figure IV.7 (b) propose les résultats d'impédance pour des charges idéales de type capacitif : $Z_{L1} = 10$ pF et $Z_{L2} = 1$ pF.

Les impédances illustrés sur la Figure IV.7 montrent une bonne convergence du modèle analytique calculé à partir du schéma petits-sinaux du NIC et du modèle électrique idéal de ce circuit. Les pentes des parties imaginaires sont bien décroissantes pour les deux configurations de charges étudiées et révèlent un comportement attendu de type Non-Foster. En effet, pour deux charges Z_{L1} , Z_{L2} inductives (Figure IV.7 (a)), la réactance du NIC est une droite décroissante à valeurs négatives, ce qui est représentatif d'une inductance Non-Foster ($jL\omega$ avec $L < 0$). Pour les deux charges capacitives (Figure IV.7 (b)), la réactance est décroissante à valeurs positives, ce qui est associé à une capacité Non-Foster ($-\frac{j}{C\omega}$ avec $C < 0$).

En termes de partie réelle, les deux modèles présentent les mêmes valeurs quel que soit les charges réactives utilisées (inductives ou capacitives). En effet, dans les deux cas considérés, les charges Z_{L1} , Z_{L2} sont purement réactives. Ainsi, d'après l'équation IV.1, la partie réelle générée par le NIC dépend essentiellement des paramètres intrinsèques des transistors et en particulier de la quantité $\frac{2h_{11}}{\beta}$. Des charges Z_{L1} , Z_{L2} de type résistif, amèneraient un changement de la partie réelle du NIC.

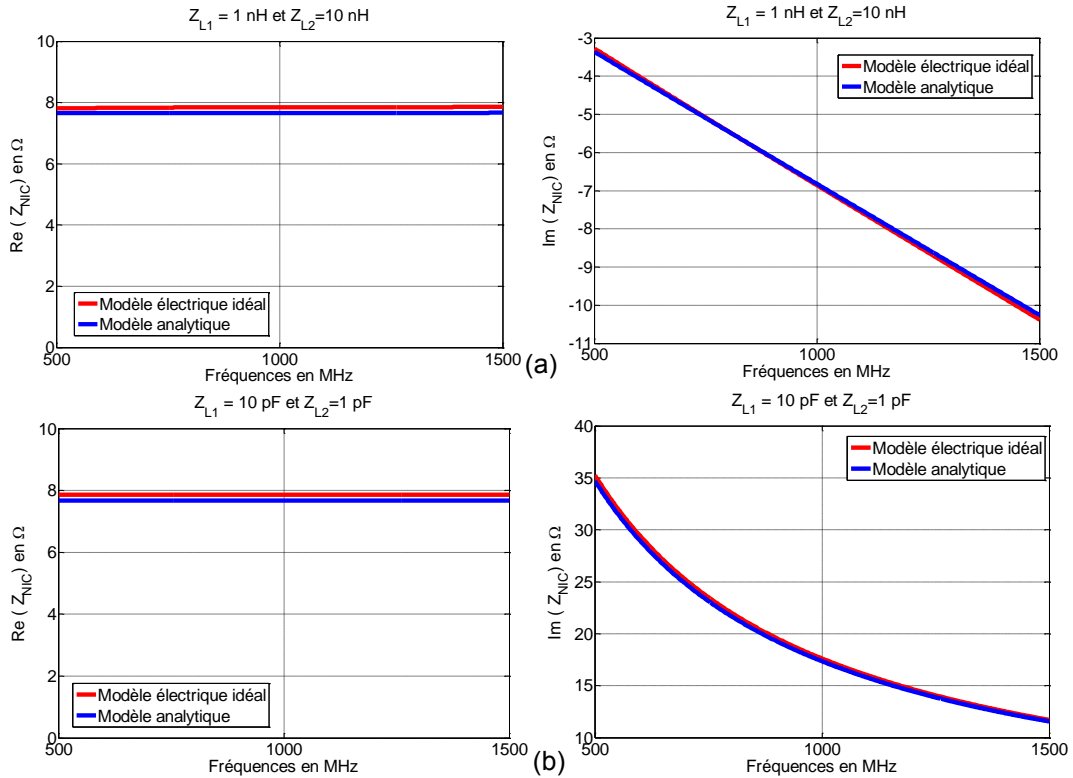


Figure IV.7: Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique idéal du NIC pour deux charges inductives (a) et deux charges capacitives (b)

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Les résultats ci-dessus sont représentés uniquement dans le but de valider le modèle analytique du NIC calculé à partir du modèle petits-sinaux simplifié des transistors bipolaires.

Comme cela a été illustré sur l'architecture de Linvill dans le chapitre précédent, une divergence est attendue lors de l'utilisation des modèles réels des transistors. L'exemple de la Figure IV.8 illustre le modèle électrique réel du NIC confronté au modèle analytique pour Z_{L1} et Z_{L2} de type capacitif de valeurs respectives 10 pF et 1pF.

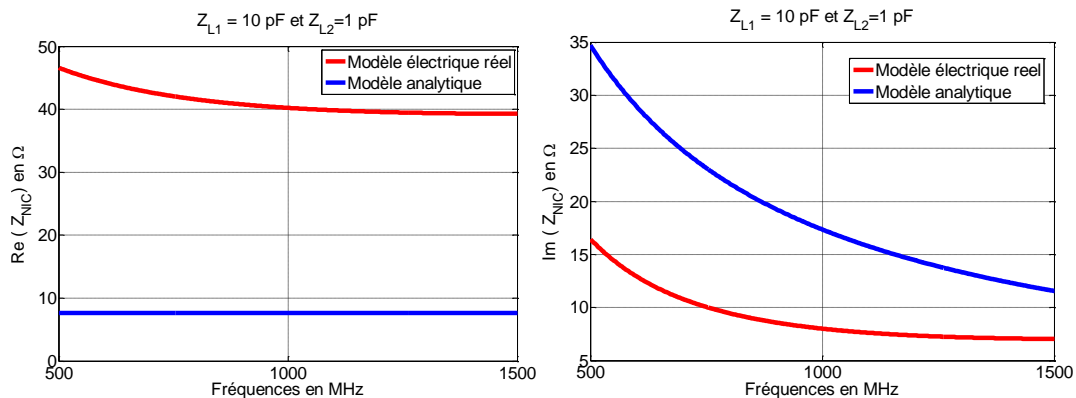


Figure IV.8 : Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique réel du NIC pour deux charges capacitives

Comme pour le modèle de Linvill, le modèle analytique proposé montre les tendances cohérentes en termes de comportement Non-Foster, mais ne traduit pas de manière fidèle le comportement réel du circuit. Pour cela, le paragraphe suivant propose une étude reposant sur le modèle électrique réel du circuit NIC. Cette étude montre l'avantage que présente l'architecture proposée par rapport à l'état de l'art.

1.4. Avantages de l'architecture proposée

Afin d'illustrer de manière concrète le comportement de l'architecture proposée et l'amélioration qu'elle apporte par rapport à l'état de l'art, un exemple comparatif consiste à évaluer la mise en œuvre d'une capacité Non-Foster.

La capacité équivalente issue du NIC chargé par un élément passif de type capacitif est évaluée, pour cet exemple, à la fréquence de fonctionnement de 868MHz.

Les performances de trois architectures de NIC, décrites sur la Figure IV.9, sont comparées en termes de capacité négative équivalente. D'une part, des circuits classiques de type Linvill à base d'un simple transistor sont testées ; elles seront nommées Linvill. D'autre part, une comparaison est faite avec une architecture de type Linvill à quatre transistors montés en paires Darlington et celle du montage proposé avec une charge supplémentaire Z_{L2} . Ces deux architectures seront nommées respectivement Linvill-Darlington et CEA-Leti. L'architecture alternative proposée est comparée aux deux autres architectures plus classiques. La comparaison est faite sur le modèle électrique réel des trois architectures afin de s'affranchir de tout effet supplémentaire lié au circuit imprimé et d'observer ainsi le comportement fondamental du circuit NIC.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

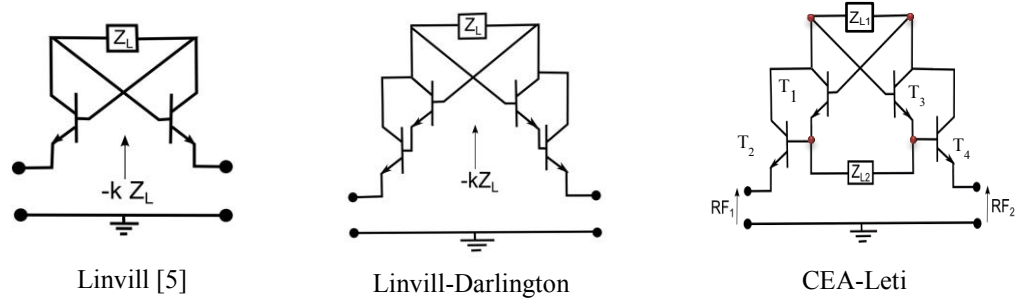


Figure IV.9: Architectures de circuits NIC comparées en termes de capacité négative équivalente

La capacité négative est évaluée pour des charges capacitatives allant de 0 pF à 5 pF par pas discrets de 0.5 pF pour Z_L ou Z_{L1} (montage CEA-Leti). Pour le montage CEA-LETI, la charge Z_{L2} est variable.

La capacité négative équivalente est calculée de la manière suivante : Sous l'hypothèse d'une capacité négative $\frac{1}{jC\omega}$ (ou $\frac{-j}{C\omega}$), l'impédance complexe $Z_{NIC} = X + jY$ présente une partie imaginaire $Im(Z_{NIC}) = Y = \frac{-1}{C \cdot 2\pi \cdot f}$.

Le passage à la dérivée nous permet de connaître le signe de C. En effet, si la dérivée de la partie imaginaire est négative, la pente sera décroissante et la capacité équivalente sera une capacité négative Non-Foster et inversement.

$$\text{Ainsi, } \frac{\partial Y}{\partial f} = \frac{1}{C_{NIC} \cdot 2\pi \cdot f^2} \Rightarrow C_{NIC} = \frac{1}{\frac{\partial Y}{\partial f} \cdot 2\pi \cdot f^2}$$

La Figure IV.10 représente la capacité équivalente du NIC en pF en fonction de la charge capacitive appliquée au NIC exprimée en pF pour les trois architectures de NIC comparées.

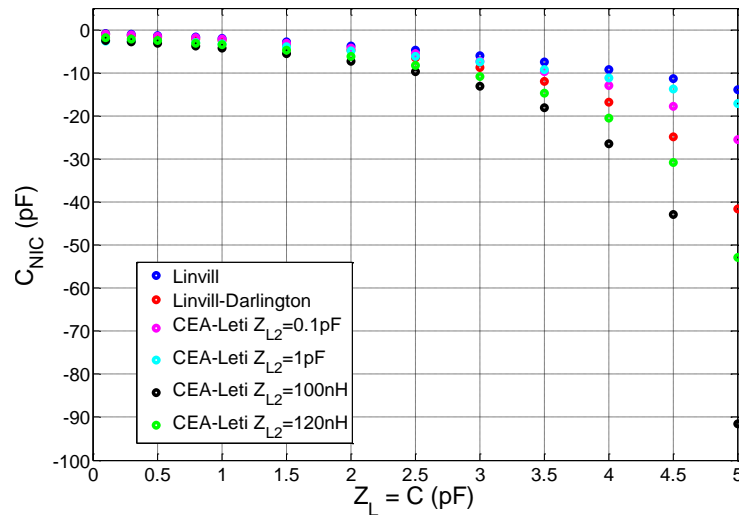


Figure IV.10 : Comparaison des capacités négatives équivalentes du NIC issu de l'état de l'art et de l'architecture alternative proposée pour $f=868$ MHz

Le Tableau IV.1 montre que l'introduction de l'élément de charge supplémentaire Z_{L2} permet de couvrir une large gamme de capacités négatives que ne couvrent pas les NIC Linvill et Linvill-Darlington:

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Tableau IV.1 : Plage de variation de capacité négative équivalente pour les trois architectures de NIC comparées à 868 MHz

Architectures	Plage de variation des capacités négatives pour $f=868\text{MHz}$
Linvill	$\sim 0\text{ pF}$ à -14 pF
Linvill - Darlington	-1 pF à -42 pF
CEA-Leti	$\sim 0\text{ pF}$ à -92 pF

Pour une charge Z_L de 5 pF, une charge Z_{L2} inductive de 100 nH permet à la structure proposée de réaliser une capacité négative de -92 pF contre -14 pF pour le Linvill classique et -42 pF pour le Linvill-Darlington. Ainsi, l'ajout d'une charge supplémentaire Z_{L2} permet de multiplier par un facteur de 6.5 la valeur de capacité négative réalisée par une architecture de type Linvill et par un facteur de 2.2 la valeur réalisée par une architecture Linvill-Darlington.

De plus, nous pouvons remarquer sur la Figure IV.10 ci-dessus que pour une charge Z_{L1} capacitive fixe, il est possible de modifier la valeur de la capacité négative en sortie en utilisant des charges Z_{L2} capacitatives (0.1 pF, 1 pF) ou inductives (100 nH, 120 nH).

Dans cette partie, une architecture de NIC alternative à l'architecture de Linvill est proposée. Celle-ci permet de couvrir des plages de valeurs de capacités négatives plus importantes par rapport aux architectures identifiées dans l'état de l'art. D'un point de vue pratique, les valeurs de composants passifs existants sur le marché ne permettent pas d'avoir une gamme étendue de charges Z_L . De ce fait, l'utilisation d'une seule charge limite les gammes de valeurs d'impédances négatives obtenues à partir d'un circuit NIC. Par conséquent, l'architecture proposée, mettant à disposition deux charges Z_{L1} , Z_{L2} pour piloter le NIC, présente un potentiel plus important pour réaliser des impédances négatives difficiles à mettre en œuvre. En particulier, nous montrerons par la suite que l'utilisation de cette architecture alternative est plus appropriée dans un contexte particulier d'antenne miniature directive large bande. La réalisation de cette architecture et son évaluation sont traitées dans la partie suivante.

2. Conception et réalisation d'un circuit compact

2.1. NIC miniaturisé pour des applications d'antennes directives en bande UHF

Les premières versions de circuits NIC évaluées dans le chapitre II avaient pour objectifs d'appréhender le comportement des NIC et de valider leur fonctionnement et leurs points critiques à travers des évaluations expérimentales. Une version miniaturisée est introduite ici pour servir l'objectif d'antennes miniatures directives dans la bande UHF.

Le processus de miniaturisation a consisté dans un premier temps à répartir les éléments du NIC sur les deux faces du circuit imprimé et à supprimer les connecteurs permettant de lire en différentiel la valeur de l'impédance du NIC et d'injecter les signaux de polarisation des transistors.

Des épaisseurs de substrat plus fines ont été considérées afin de réduire la largeur des lignes d'impédances caractéristiques $50\ \Omega$ (largeur de $280\ \mu\text{m}$). Le substrat utilisé est un substrat RF à faibles pertes et à faible dispersion sur la permittivité de type *Rogers RO3003* d'épaisseur $130\ \mu\text{m}$ ($\epsilon_r=3.0$, $\tan\delta=0.001$). Afin de garder des épaisseurs de circuit imprimé raisonnables pour leur manipulation (contrainte de rigidité), une couche de substrat de renfort en FR4 d'épaisseur $0.6\ \text{mm}$ est ajoutée à l'empilage du circuit imprimé illustré sur la Figure IV.11. Deux plans de masse d'épaisseur $17\ \mu\text{m}$ de cuivre, disposés de part et d'autre de la couche de renfort en FR4, sont reliés par des vias métallisés pour assurer la continuité du potentiel de masse dans tout le circuit.

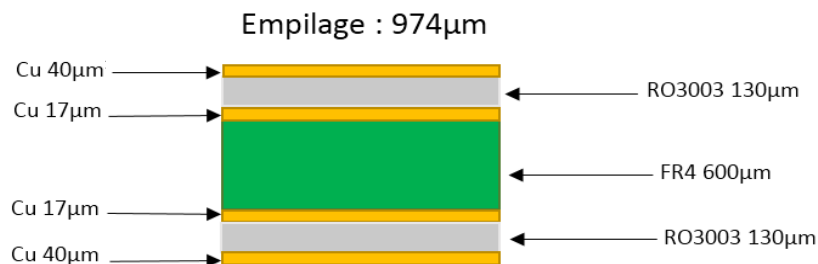


Figure IV.11: Empilage des couches de diélectriques et de cuivre sur le circuit imprimé du NIC miniaturisé

Pour réduire également la taille du circuit imprimé contenant le NIC, une veille active sur les composants électroniques a permis d'identifier une matrice de 5 transistors NPN monolithiques (seuls 4 seront nécessaires). Ce composant du constructeur Intersil sous la référence HFA3127, intègre les cinq transistors dans un boîtier de type QFN de $3\times 3\ \text{mm}^2$. La description détaillée du composant est donnée en annexe IV.B.

Ce composant à faible encombrement spatial permet de miniaturiser de manière importante le circuit imprimé du NIC, d'autant plus que quatre transistors sont nécessaires pour réaliser cette fonction. Par ailleurs, les positions des transistors, faisant tous partie du même boîtier, permettent de réduire les longueurs de lignes d'interconnexions entre les différents points d'accès (bases, collecteurs, émetteurs) de chaque transistors. Enfin, les transistors monolithiques ont pour avantage de présenter les mêmes propriétés, ce qui réduit les dispersions entre les cinq transistors du composant HFA 3127.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

La simulation électrique des transistors à partir de leurs paramètres Spice a permis de valider leur comportement. L'annexe IV.C décrit la comparaison entre les résultats de simulations et les données du constructeur de la matrice S des transistors en mode émetteur commun.

L'architecture de NIC alternative réalisée à partir de quatre transistors, présentée dans la partie précédente, à fait l'objet d'une intégration sur un format de NIC fortement miniaturisé. La brique technologique conçue de dimensions 12 mm x 12 mm x 1 mm est illustrée sur la Figure IV.12 ci-dessous.

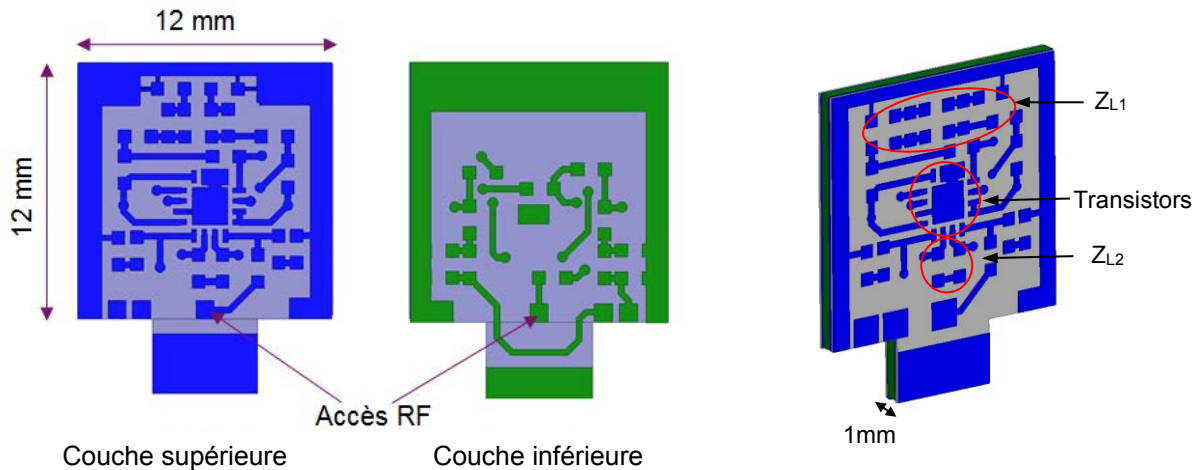


Figure: IV.12: Brique miniature du NIC

L'essentiel des fonctions RF est concentré sur la couche supérieure du circuit imprimé : Transistors, charge Z_{L1} et Z_{L2} . La couche inférieure est principalement dédiée au transport des signaux continus : Filtres d'isolation RF, accès d'alimentation continue, résistances de polarisation des transistors.

Les deux accès RF permettant d'évaluer l'impédance différentielle du NIC sont disposés de part et d'autre du circuit imprimé. Ces deux accès sont séparés d'une distance d'environ 1 mm, qui correspond à l'épaisseur du circuit imprimé multicouche. De cette manière, la brique technologique peut être facilement intégrée au milieu d'un dipôle dont les brins seront espacés de 1 mm.

Les moyens appliqués pour miniaturiser le NIC ont permis de réduire sa taille d'un facteur 5 par rapport aux versions préliminaires présentées précédemment. Une version encore plus compacte pourrait être obtenue, mais nous souhaitons pouvoir garder une certaine flexibilité sur la mise en œuvre des charges Z_{L1} et Z_{L2} , respectivement composées de deux cellules en π et deux éléments en série. La réalisation de cette brique technologique est comparée au circuit préliminaire du NIC (circuit 1 du chapitre III) sur la Figure IV.13.

La taille du NIC miniature réalisé est appropriée pour son utilisation au sein d'un réseau d'antennes dipôles à éléments parasites dans la bande UHF.

Comme le montre la Figure IV.13, l'absence de connecteurs sur le circuit imprimé est un facteur dont l'impact est très important sur la miniaturisation de celui-ci. Cependant, l'évaluation expérimentale de cette brique miniature est nécessaire afin d'appréhender les

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

impédances négatives issues du circuit. Pour évaluer le comportement du NIC en mesure, une carte d'évaluation, décrite dans le paragraphe suivant, a été réalisée.

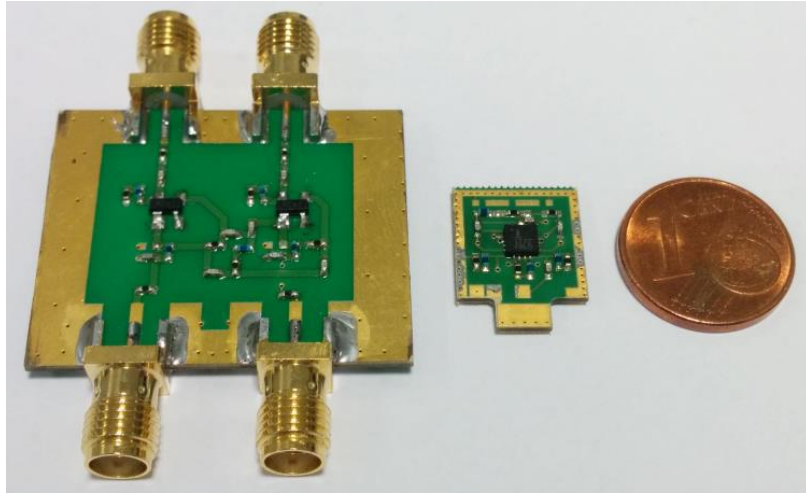


Figure IV.13 : Comparaison du NIC miniature et du NIC préliminaire

2.2. Carte d'évaluation de la brique technologique

La carte d'évaluation permettant de mesurer les performances du circuit NIC est décrite sur la Figure IV.14 (a) ci-dessous. Cette carte peut être décomposée en deux parties distinctes.

La première zone (en rouge pointillé) permet de polariser le NIC aux points DC_1 , DC_2 et de mesurer son impédance entre les deux accès RF_1 et RF_2 .

La seconde zone de cette carte (en bleu pointillé) représente un kit d'étalonnage SOLT (Short, Open, Load, Through). Ce kit permet de décaler le plan de mesure du NIC au niveau des deux accès RF de la brique technologique (lignes jaunes pointillées sur la Figure IV.14 (a)).

Une ouverture permet d'insérer la brique technologique perpendiculairement à la carte d'évaluation. Des ceintures de reprise de masse entourent l'ouverture et permettent d'assurer à la fois la continuité du potentiel de masse entre le circuit NIC et sa carte d'évaluation et la rigidité mécanique entre les deux cartes. Ainsi le NIC, correctement positionné, peut être mesuré entre les deux accès RF_1 et RF_2 comme l'illustre la Figure IV.14 (b).

Les lignes micro-ruban de la carte d'évaluation, d'impédance caractéristique $50\ \Omega$ (largeur 1,45mm), sont réalisées sur un substrat FR4 d'épaisseur 0,71 mm ($\epsilon_r=4,4$, $\tan \delta=0,02$).

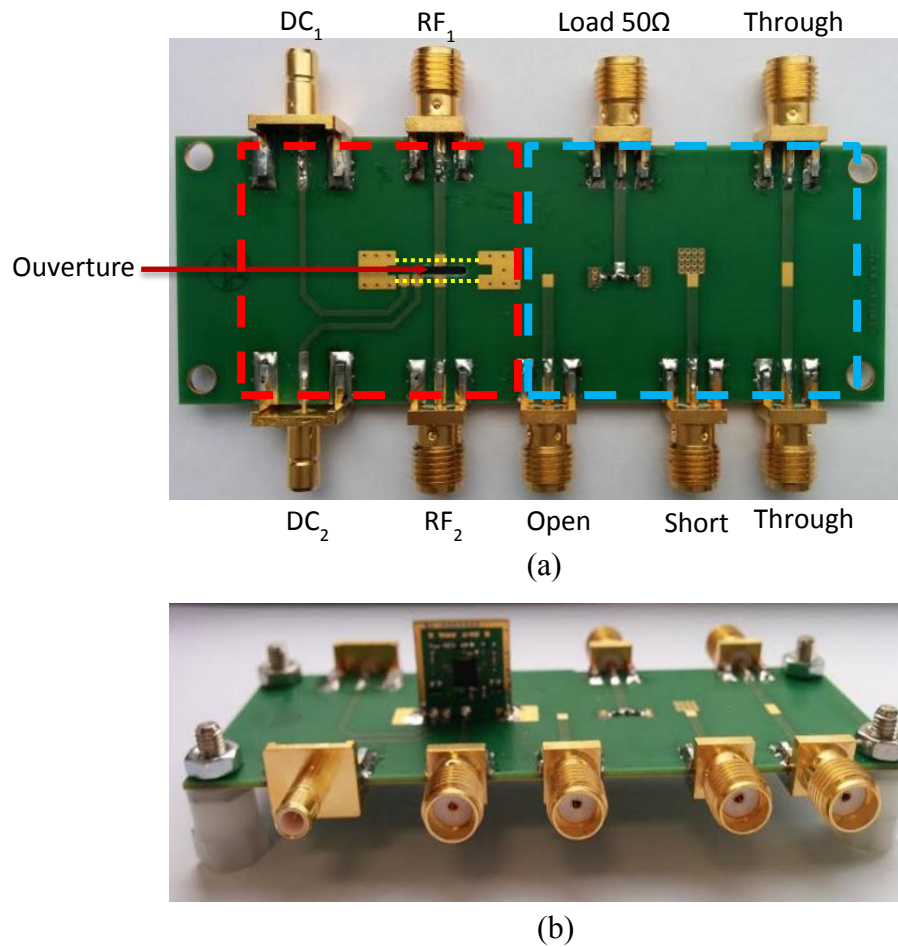


Figure IV.14: Carte d'évaluation du NIC miniature (a) et assemblage de la carte et du NIC miniature (b)

2.3. Performances du NIC miniature et validations expérimentales

Dans un premier temps, les performances du NIC miniature ont été évaluées en co-simulation, à travers la simulation EM 3D du PCB et de la simulation électrique des composants connectés au PCB. Par la suite, ces résultats sont appuyés par des données expérimentales obtenues à l'aide de la carte d'évaluation du NIC.

Afin d'exploiter le maximum de bande passante des transistors HFA3127, le point de polarisation est choisi de façon à avoir un courant dans le collecteur I_c de 10 mA et une tension V_{CE} de 5 V. D'après les données du constructeur (cf annexe IV.B), cette configuration permet d'obtenir le produit Gain-Bande passante le plus élevé.

Le comportement en signaux continus du circuit NIC permet de calculer les valeurs des résistances de polarisation des bases R_b et des émetteurs R_e des transistors pour avoir le point de polarisation souhaité. En signaux continus, les capacités de découplages du NIC agissent comme des circuits ouverts, tandis que les inductances RF block agissent comme des court-circuits. De ce fait, les deux paires de transistors, assimilée à des paires Darlington, se retrouvent isolées d'un point de vue DC. La Figure IV.15 illustre le comportement en signaux continus du NIC sur une paire de transistors Darlington.

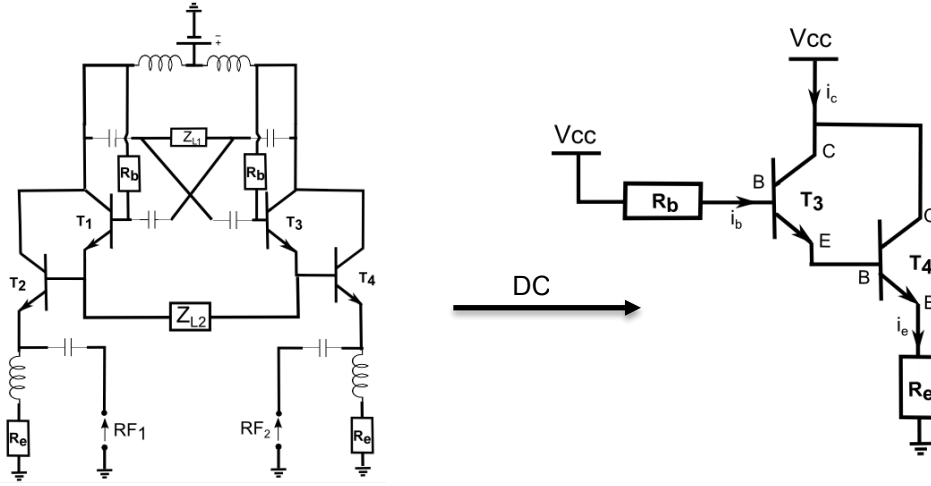


Figure IV.15: Comportement en signaux continus du NIC

En appliquant la loi des mailles sur ce circuit, le calcul de R_b et R_e s'écrit de la manière suivante :

$$V_{cc} = R_b i_b + 2 V_{BE} + R_e i_e \quad (IV.2)$$

$$\text{avec } i_e \approx 2i_b + i_c \text{ et } i_c = \beta^2 i_b$$

La résolution de l'équation IV.2 pour $i_c = 10 \text{ mA}$ avec les grandeurs $\beta = 130$ et $V_{BE} = 0.85 \text{ V}$ données par le constructeur permet de fixer les valeurs des résistances de polarisation $R_b = 510 \text{ k}\Omega$ et $R_e = 300 \Omega$. Les conditions de polarisations ainsi déterminées, permettent par la suite d'évaluer le comportement d'impédance de l'architecture alternative proposée.

2.4. Comparaison des résultats de simulation et de mesure

L'exemple traité dans le paragraphe IV.1.3, visant à comparer l'architecture proposée par rapport à l'état de l'art, a montré que des capacités Non-Foster pouvaient être obtenues avec une charge Z_{L1} capacitive et Z_{L2} capacitive ou inductive. La comparaison entre les résultats de co-simulation et de mesure du circuit réalisé est illustrée sur un cas de capacité Non-Foster. Une charge Z_{L1} capacitive de 5.6 pF et une charge Z_{L2} inductive de 36 nH sont utilisées.

Les résultats de co-simulations comparés aux résultats de mesure du NIC pour ces deux valeurs de charges sont illustrés en termes de parties réelle et imaginaire sur la Figure IV.16.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

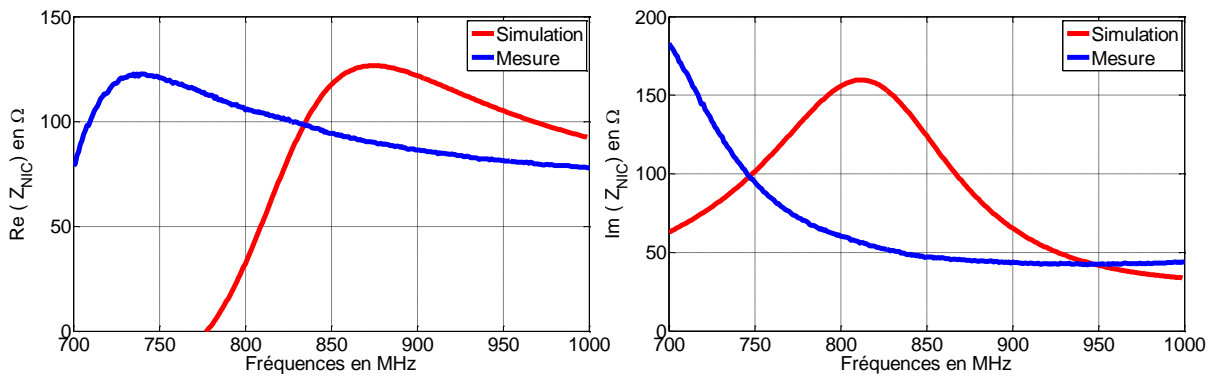


Figure IV.16: Comparaison de l'impédance du NIC en co-simulation et mesure pour des charges $Z_{L1}=5.6\text{pF}$ et $Z_{L2}=36\text{nH}$

Les résultats de simulation et de mesure montrent une cohérence sur leur comportement. En effet, l'impédance présente une partie imaginaire décroissante à valeur positive, ce qui est représentatif d'un comportement Non-Foster de capacité négative. Cependant un décalage en fréquence est observé sur ces résultats de l'ordre de 120MHz.

Ce décalage en fréquence pourrait s'expliquer par la superposition de plusieurs phénomènes. Les dispersions des nombreux composants passifs utilisés dans le circuit pourrait induire un décalage en fréquence, notamment sur les éléments réactifs. Par ailleurs, l'absence de modélisation des nombreuses soudures sur le PCB et l'encombrement physique des boîtiers des composants masque les couplages et réactances parasites qui peuvent être engendrés. La transition verticale entre le PCB du NIC et la carte d'évaluation ainsi que le décalage du plan de mesure aux accès RF du NIC à l'aide du kit d'étalonnage pourrait également expliquer ce décalage. Une modélisation encore plus fine du PCB serait à mettre en œuvre pour vérifier ces hypothèses.

L'augmentation de l'inductance de charge Z_{L2} permet de corriger le décalage observé entre les résultats de co-simulation et de mesure. Les nouveaux résultats représentant l'impédance du NIC pour une charge Z_{L2} de 36 nH en mesure et de 51 nH en co-simulation ainsi qu'une charge Z_{L1} fixée pour les deux cas à 5.6 pF sont illustrés sur la Figure IV.17 (a).

Une bonne convergence entre les résultats de co-simulation et de mesure est observée lorsque le décalage en fréquence est corrigé par l'augmentation de la valeur de Z_{L2} .

La capacité équivalente Non-Foster, exprimée en picofarads, extraite à partir de la partie imaginaire du NIC est illustrée sur la Figure IV.17 (b) pour les résultats de co-simulation et de mesure. Une capacité négative allant de -1.8 pF à -4 pF est mesurée sur la bande 700 MHz-1 GHz avec une convergence très satisfaisante entre la co-simulation et la mesure. Un écart maximal de 0.9 pF est observé à 1 GHz, entre les résultats de simulation et de mesure.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

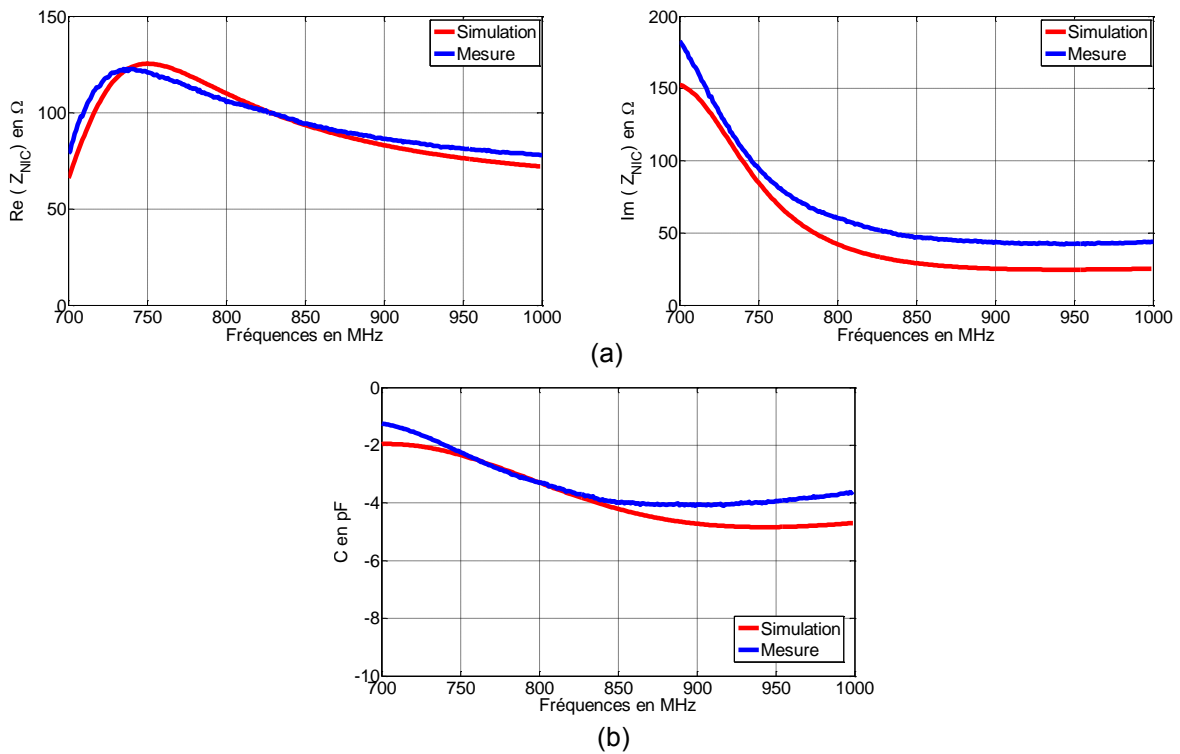


Figure IV.17: Impédance du NIC réajustée pour $Z_L=5.6\text{pF}$ (a) et capacité Non-Foster équivalente (b)

La convergence entre les résultats de simulation et de mesure ayant été discutée, la suite de l'étude des performances du NIC miniature est illustrée uniquement à travers des résultats de mesure pour des raisons de lisibilité et compréhension.

2.5. Analyse expérimentale du comportement du circuit

Le comportement du circuit en termes d'impédances Non-Foster est analysé à travers des combinaisons de charges canoniques réactives capacitatives et inductives.

Dans le cas d'une combinaison de charge Z_{L1} capacitive et Z_{L2} de nature inductive, un comportement particulier a été observé précédemment. En effet, un décalage en fréquence associé à une atténuation de l'impédance du NIC a été observé lorsque l'élément inductif Z_{L2} était augmenté. Ce phénomène est vérifié sur la Figure IV.18 pour une charge Z_{L1} capacitive fixée à 1 pF et trois valeurs de charge inductives Z_{L2} : 24nH, 33nH et 62nH.

Le modèle analytique du NIC révèle également un comportement de décalage en fréquence associé à une atténuation pour les mêmes configurations de charges. Ce phénomène est donc propre au comportement de l'architecture du NIC étudiée.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

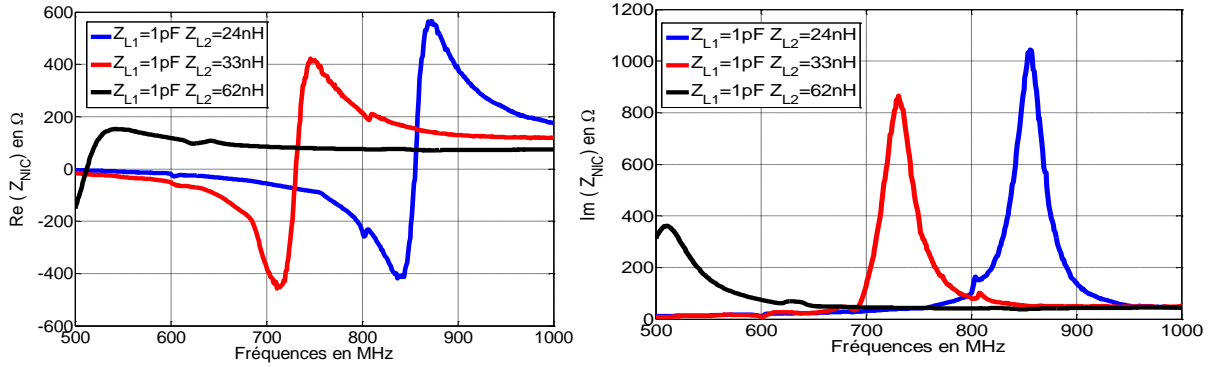


Figure IV.18: Impact de la charge inductive Z_{L2} sur l'impédance du NIC mesurée pour une combinaison de charge Z_{L1} de nature capacitive et Z_{L2} de nature inductive.

Par ailleurs, faire varier la valeur de la charge capacitive Z_{L1} en gardant la valeur de la charge inductive Z_{L2} à une valeur constante, permet d'agir sur l'amplitude des parties réelle et imaginaire de l'impédance du NIC. En effet, ce phénomène est illustré sur la Figure IV.19 pour trois valeurs de charges Z_{L1} capacitives de 1 pF, 3.3 pF, 4.7 pF et pour une charge inductive Z_{L2} fixée à 24 nH.

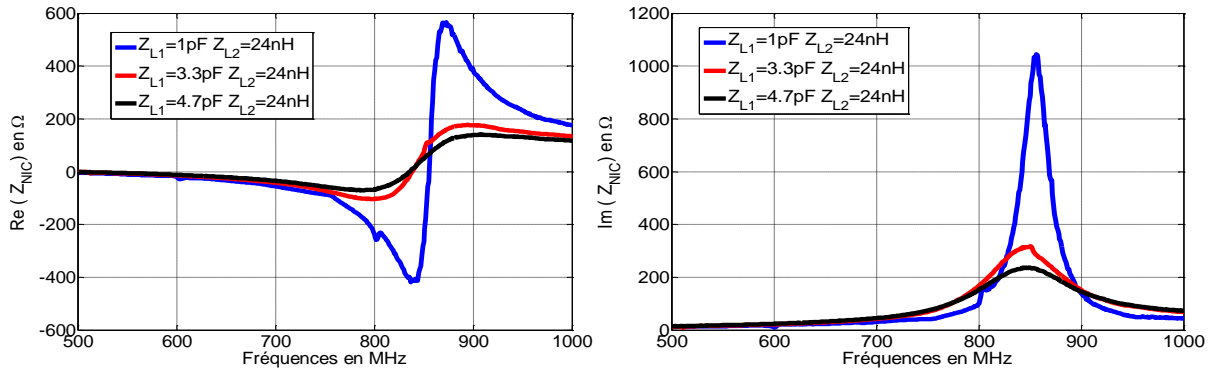


Figure IV.19 : Impact de la charge capacitive Z_L sur l'impédance du NIC pour une charge Z_{L2} inductive fixée à 24 nH

Lorsque l'on observe la partie réelle de l'impédance du NIC, il apparaît que celle-ci est négative sur une certaine partie du spectre et positive sur une autre partie. On remarque ainsi que des valeurs résistives négatives sont générées par le NIC lorsque l'impédance est de type Foster. Tandis que la partie réelle du NIC est positive lorsque sa partie imaginaire est décroissante. Il paraît difficile, à partir de ce circuit NIC réalisé, de générer à la fois des capacités Non-Foster et des résistances négatives, pour une combinaison de charge Z_{L1} capacitive et Z_{L2} inductive.

Si l'on s'intéresse uniquement aux parties réelles négatives, il est possible de la même façon que précédemment de piloter la valeur de la résistance négative ou de la décaler en fréquence en modifiant les paramètres Z_{L1} et Z_{L2} . La Figure IV.20 montre le phénomène de décalage en fréquence pour Z_{L1} fixée à 4.7 pF et Z_{L2} prenant les valeurs 7.5 nH, 9.5 nH, 10 nH et 16 nH.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

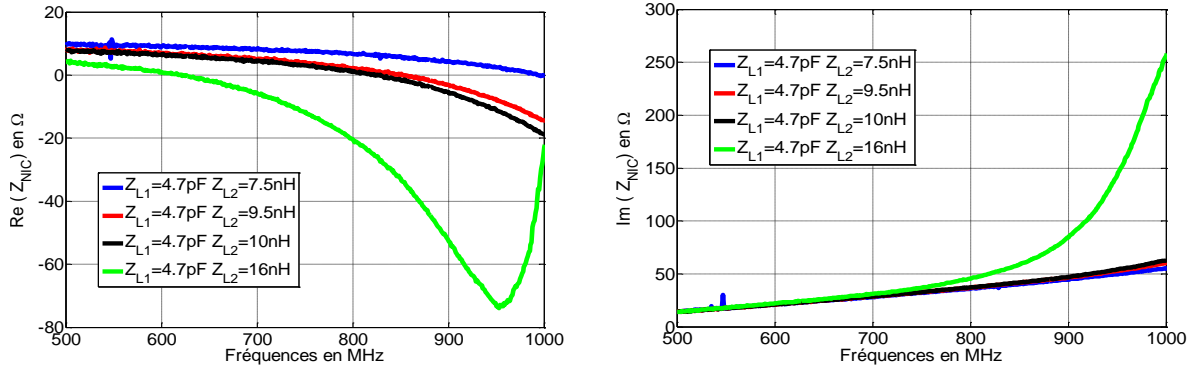


Figure IV.20: Impact des charges Z_{L1} et Z_{L2} sur le comportement en résistance négative du NIC pour Z_L fixe et Z_{L2} variable

Finalement des combinaisons de charges Z_{L1} capacitive et Z_{L2} inductive, permettent de piloter l'impédance du NIC en fréquence et en amplitude. La variation de la capacité de charge Z_{L1} permet de piloter l'amplitude des parties réelles et imaginaires de l'impédance. Cela permet de fixer la valeur de la capacité Non-Foster ou de la résistance négative souhaitée. La charge Z_{L2} permet de piloter la fréquence à laquelle le comportement du NIC est de type Non-Foster ou associé à une résistance négative. Ces deux éléments agissent donc comme des paramètres de commande pour tendre vers une valeur particulière ou un comportement souhaitée. La combinaison de charges considérée permet d'obtenir un comportement d'élément Non-Foster associé à des parties réelles positives ou une résistance négative associée à une réactance croissante.

Le comportement observé peut être intéressant pour des applications d'adaptation d'impédance des antennes miniatures à l'aide de capacité Non-Foster ou de compensation de pertes à l'aide de résistances négatives. Cependant, pour notre application d'antennes miniature directives large bande, ce comportement n'est pas adéquat. D'autres combinaisons de charges Z_{L1} , Z_{L2} sont alors évaluées.

Une autre combinaison de charges mettant en œuvre deux éléments inductifs Z_{L1} et Z_{L2} permet de générer un comportement d'impédance différent de celui observé précédemment. Les Figures IV.21 (a) et (b) illustrent la réponse en impédance du NIC pour une configuration de charge de deux éléments inductifs.

L'impact de la variation des valeurs inductives de charges Z_{L1} et Z_{L2} est observé. Les décalages en fréquence et en amplitude remarqués précédemment sur l'impédance du NIC diffèrent par rapport à ce qui a été observé pour une combinaison de charge Z_{L1} capacitive et Z_{L2} inductive.

La Figure IV.21 (a) montre l'impédance du NIC pour charge Z_{L1} inductive fixe de 6.8 nH et une charge Z_{L2} inductive prenant les valeurs 7.3 nH et 8.2 nH. Pour cette combinaison de charge, la variation de Z_{L2} permet de piloter, contrairement à précédemment, l'amplitude de l'impédance.

Le rôle de Z_{L1} est également inversé pour cette configuration de charge. La Figure IV.21 (b) montre le comportement de l'impédance du NIC pour une charge Z_{L1} de 6.2 nH, 6.8

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

nH, 7.5 nH et pour une charge Z_{L2} de valeur fixée à 7.3 nH. La variation de Z_{L1} permet ici d'effectuer des décalages en fréquence sur l'impédance du NIC.

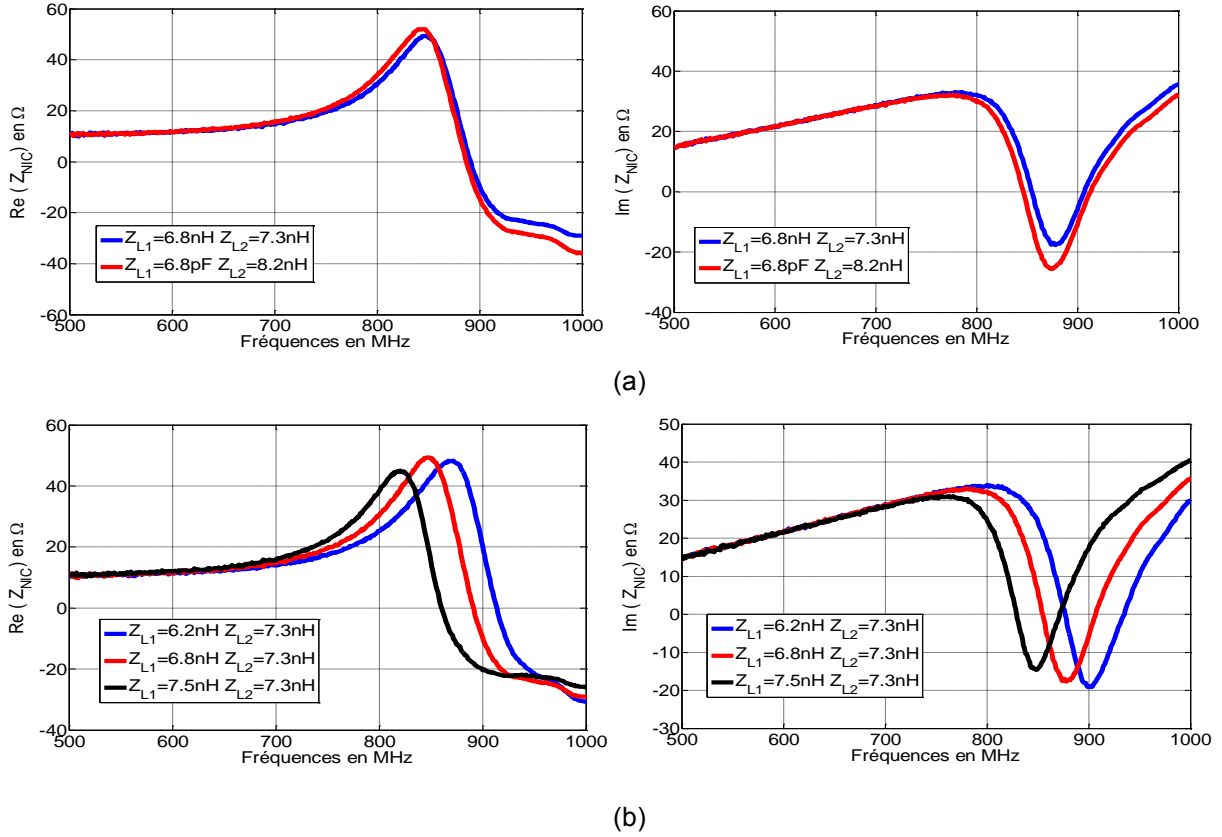


Figure IV.21: Impact des charges Z_{L1} et Z_{L2} sur le comportement du NIC (a) pour Z_{L1} fixe et Z_{L2} variable (b) pour Z_{L1} variable et Z_{L2} fixe

En s'intéressant aux natures d'impédances générées à partir de cette configuration de charges, nous remarquons que des parties imaginaires décroissantes à valeurs négatives sont réalisées. Un tel comportement est assimilé à des inductances Non-Foster.

De plus, des parties réelles négatives sont constatées au voisinage d'un comportement résonnant de la partie imaginaire de l'impédance du NIC. Ces aspects de résonance à comportement Non-Foster, combinés à des parties réelles négatives, nous intéressent particulièrement pour servir notre objectif d'antenne compacte et directive sur une large bande de fréquences.

Finalement, les performances du NIC miniature réalisé à partir de la nouvelle architecture proposée ont été évaluées. Des combinaisons de charges simplifiées à partir d'éléments canoniques permettent la mise en œuvre de résistances négatives et d'éléments réactifs Non-Foster capacitifs et inductifs. Il apparaît clairement à travers ces résultats l'avantage que présente cette nouvelle architecture à travers la présence de la charge supplémentaire Z_{L2} . Cette charge représente à la fois un degré de liberté supplémentaire mais aussi un paramètre de pilotage pour tendre vers les impédances négatives souhaitées.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Le Tableau IV.2 ci-dessous montre les combinaisons de charges canoniques de l'architecture alternative proposée menant à des comportements de type Non-Foster ou de résistance négative entre 500 MHz et 1GHz.

Tableau IV.2: Balayage de Z_{L1} et Z_{L2} de 500 MHz à 1 GHz

		Z_{L1}		
Z_{L2}	C	C < 0 et R > 0	-	-
	L	C < 0 et R > 0	L < 0 et R < 0	C < 0 et R > 0
		L > 0 et R < 0		L > 0 et R < 0
	R	-	L < 0 et R < 0	-

Il est possible d'observer que toutes les combinaisons de charges canoniques Z_{L1} , Z_{L2} sur ce circuit, ne mènent pas de manière automatique à des comportements Non-Foster ou à des résistances négatives entre 500 MHz et 1GHz. En effet, le circuit imprimé du NIC introduits des éléments réactifs générés par les longueurs de lignes et les couplages entre les éléments du circuit. Ces phénomènes peuvent effectuer des changements de nature des charges appliquées au NIC.

Par exemple une charge Z_{L1} de type inductif, associée à une charge Z_{L2} de nature capacitive ne génère pas de comportement Non-Foster ni de résistance négative.

3. Perspectives pour les antennes miniatures directives

3.1. Démonstrateur de réseau d'antennes compact

Dans le paragraphe suivant, la conception d'un démonstrateur est initiée afin de valider le fonctionnement d'un réseau d'antennes miniature super directif large bande.

Le réseau de deux dipôles étudié précédemment en co-simulation est légèrement modifié de manière à pouvoir connecter le NIC à l'antenne. Un circuit symétriseur imprimé, appelé couramment *balun*, est utilisé pour alimenter le dipôle excité du réseau afin de ne pas perturber son mode de rayonnement principal. Il s'agit d'un circuit électronique RF utilisé pour interfacer une ligne de transmission symétrique issue de deux brins du dipôle vers une ligne asymétrique (ligne micro-ruban ou câble coaxial).

Le *symétriseur* utilisé est réalisé à partir d'éléments distribués en utilisant la méthode classique décrite dans [73]. Cette méthode, illustrée sur la Figure IV.22, consiste à élargir les brins du dipôle pour dessiner une fente court-circuitée. Les deux brins du dipôle sont alimentés en différentiel par couplage entre la fente et une ligne micro-ruban située de l'autre côté du substrat de l'antenne et alimentée par un câble coaxial.

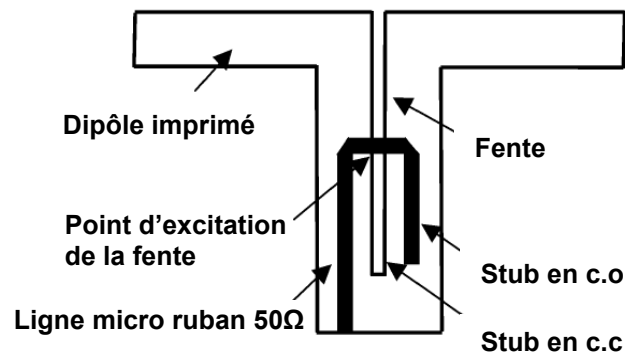


Figure IV.22: Description de l'alimentation d'un dipôle par symétriseur imprimé

La solution proposée dans [73] pour équilibrer l'alimentation d'un dipôle est évaluée dans un premier temps sur un dipôle élémentaire de longueur $0.4 \lambda_0$ imprimé sur un substrat faibles pertes Rogers RO4003C de constante diélectrique $\epsilon_r = 3.55$ et de pertes $\tan \delta = 0.0027$ et d'épaisseur 0.8 mm.

La structure du dipôle équilibré est décrite sur la Figure IV.23 (a), (b) et (c). Le dipôle imprimé et la fente quart d'onde sont visibles en vue de dessus (Figure IV.23 (a)). La vue de dessous représente une ligne micro-ruban d'impédance 50 Ω , prolongée par un stub en court-circuit pour améliorer l'adaptation d'impédance de l'antenne (Figure IV.23 (b)). Cette ligne permet d'exciter la fente par couplage en transformant un guide microruban en mode différentiel sur les deux brins du dipôle. La Figure IV.23 (c) montre le lieu où la fente est excitée par la ligne micro-ruban, qui correspond au lieu d'impédance 50 Ω de la fente.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

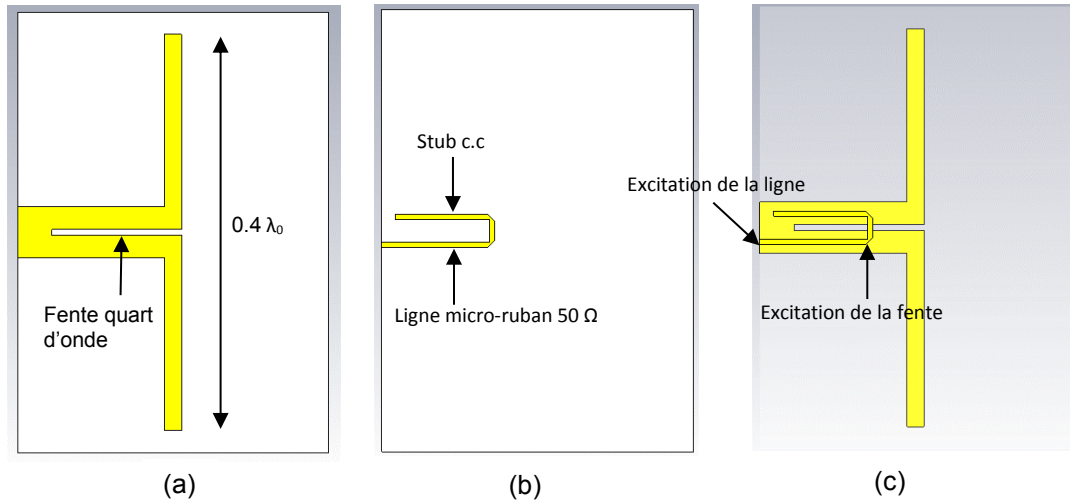


Figure IV.23: Dipôle élémentaire $0.4 \lambda_0$ avec un symétriseur imprimé (a), (b), (c).

Afin de vérifier que le symétriseur conçu fonctionne correctement et n'altère pas le fonctionnement du dipôle, quelques vérifications sont menées par la suite. Dans un premier temps, les courants se propageant au sein du dipôle équilibré par le symétriseur sont observés sur la Figure IV.24.

Le comportement du dipôle est conservé puisque les courants forts sont localisés à la naissance des deux brins du dipôle (circuit ouvert). Tandis que les courants s'affaiblissent à l'extrémité des brins (court-circuit). De plus, les courants sont en opposition de phase au point d'excitation des deux brins. Ceci montre bien que le dipôle est excité de manière différentielle.

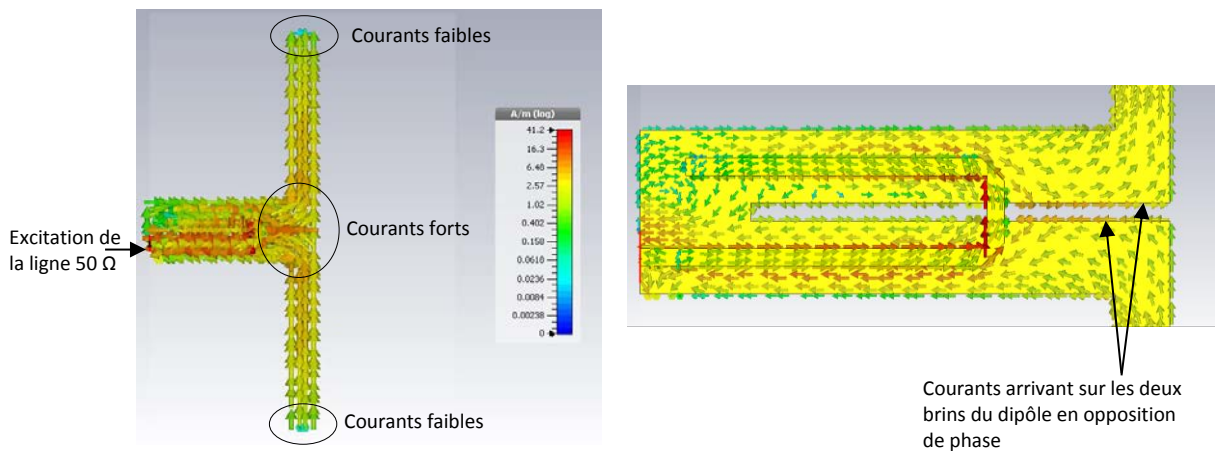


Figure IV.24: Distribution des courants sur le dipôle alimenté à travers le balun

Par la suite, le diagramme de rayonnement 3D du dipôle représentant la directivité de l'antenne à la fréquence 868 MHz est illustré sur la Figure IV.25 (a). La représentation polaire du diagramme de rayonnement aux plans coupes $\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$, $\theta=0^\circ$, $\theta=90^\circ$ est proposée sur les Figures IV.25 (b), (c), (d), (e).

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

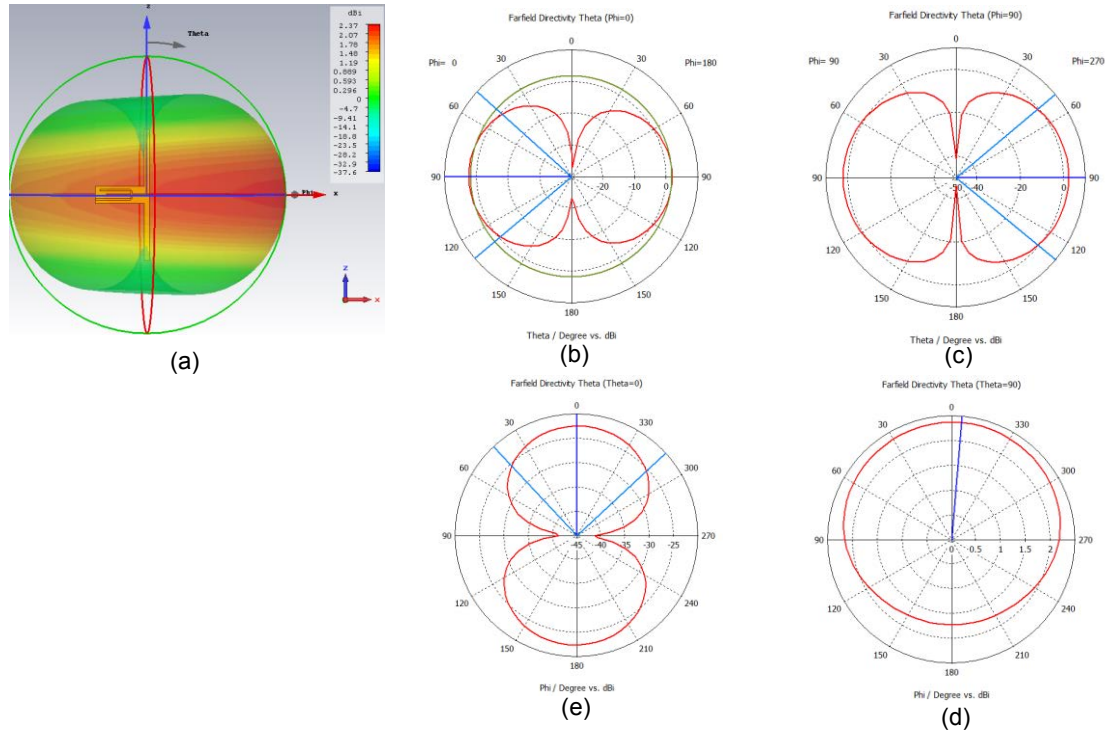


Figure IV.25: Diagrammes de rayonnement du dipôle élémentaire excité à travers un symétriseur observé à 868 MHz

La forme de tore, typique d'un diagramme de rayonnement de dipôle, est retrouvée. Une légère dissymétrie est constatée sur le diagramme de rayonnement, due à la présence du symétriseur dans la zone de champ proche de l'antenne. En effet, le symétriseur agit en quelque sorte comme un réflecteur, ce qui augmente légèrement la directivité du dipôle dans la direction $\varphi=0^\circ$ (rapport avant/arrière de 0.7dB) et induit une faible dissymétrie du diagramme de rayonnement.

Des niveaux faibles de polarisation croisée sont observés avec un niveau maximum de -23 dBi observé sur le diagramme 3D et un niveau maximum de -40.5 dBi dans le plan $\varphi=0^\circ$.

Ainsi, la répartition des courants dans l'antenne et la forme de ses diagrammes de rayonnement nous permettent de valider la conception du symétriseur. Par la suite, le dipôle excité à travers le symétriseur est mis en réseau avec un dipôle parasite afin de valider les résultats de super directivité large bande entre 800 MHz et 1500 MHz.

Le dipôle élémentaire étudié dans le paragraphe précédent est mis en réseau comme le décrit la Figure IV.26. Dans le paragraphe suivant, une procédure de conception est appliquée sur cette antenne afin de dimensionner le NIC menant à l'impédance Z_{NIC_cible} nécessaire à l'établissement d'une forte directivité sur une large bande de fréquences.

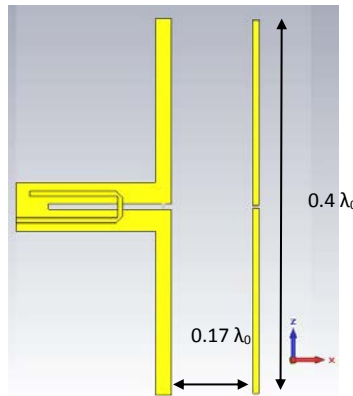


Figure IV.26: Réseau d'antennes dipôles à un élément parasite équilibré

3.2. Conception du NIC associé au démonstrateur

Une procédure de conception de circuit NIC et d'antennes réseaux est présentée dans ce paragraphe. Cette procédure a pour objectif de concevoir un circuit NIC dont l'impédance de sortie correspond à l'impédance de charge idéale de l'antenne, notée Z_{NIC_cible} . Cette impédance calculée à partir d'une optimisation de la directivité de l'antenne, permet de réaliser une antenne super directive large bande.

La procédure de conception est appliquée sur le réseau d'antennes à un élément parasite proposé dans le paragraphe précédent. L'élément excité et l'élément parasite, espacés de $0.17 \lambda_0$, sont de longueur $0.4 \lambda_0$ à 1.2 GHz. Ce réseau est utilisé comme exemple pour illustrer l'effet des éléments Non-Foster afin d'obtenir une antenne directive large bande. Ce phénomène sera observé sur la bande de fréquences 800-1500 MHz.

La première étape de conception consiste à analyser le réseau d'antennes et optimiser sa directivité dans la direction (Ox, soit $\varphi=0^\circ$ et $\theta=90^\circ$), ce qui donne lieu à une impédance de charge de l'élément parasite de nature complexe Z_{NIC_cible} .

Cette impédance déterminée à partir de la décomposition en ondes sphériques des diagrammes de rayonnement actifs aux fréquences considérées (cf chapitre I) permet d'obtenir une antenne super directive large bande.

L'impédance complexe optimale Z_{NIC_cible} est illustrée à travers sa partie réelle et imaginaire sur la Figure IV.27.

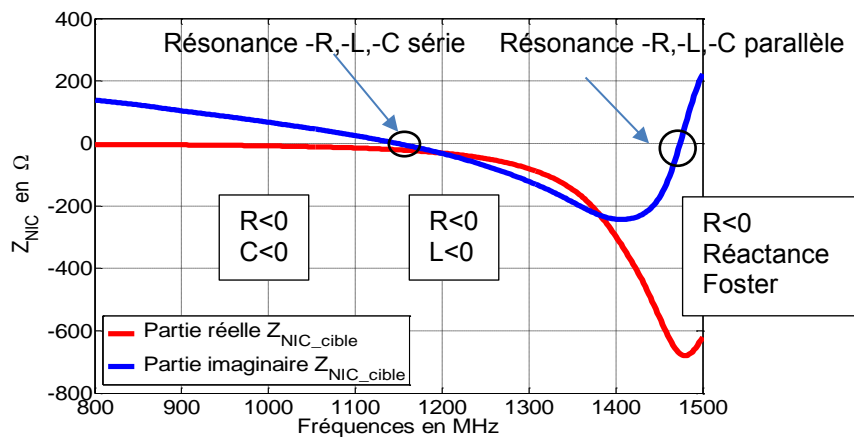


Figure IV.27: Impédance optimale Z_{NIC_cible}

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Comme le montre la Figure IV.27, l'impédance idéale Z_{NIC_cible} nécessaire à la super directivité large bande est difficile à réaliser de par sa nature multi-résonnante. Cette impédance ne représente pas un simple élément Non-Foster associé à une résistance négative. Celle-ci est plus complexe et s'apparente à une combinaison de circuits $-R$, $-L$, $-C$ mis en série et en parallèle.

La deuxième étape de conception consiste à déterminer le couple de charges (Z_{L1} , Z_{L2}) à travers un processus d'optimisation dans le but de réaliser l'impédance du NIC souhaitée Z_{NIC_cible} .

L'optimisation est réalisée à l'aide du logiciel ADS à partir d'un algorithme de type Gradient. L'utilisation d'un tel algorithme suppose que la solution optimale du couple de charge (Z_{L1} , Z_{L2}) se trouve au voisinage du paramétrage d'initialisation du processus. Pour cela, un choix judicieux du couple de charge initial est requis.

Le couple de charges initial noté $(Z_{L1}, Z_{L2})_0$, est déterminé en s'appuyant sur la table des correspondances (cf Tableau IV.2) qui associe un comportement d'impédance du NIC et de son circuit imprimé, en fonction des différentes configurations de charges Z_{L1} , Z_{L2} .

Etant donnée la nature de l'impédance Z_{NIC_cible} à réaliser, le balayage des différentes configurations de charges effectué nous oriente vers un choix de deux charges Z_{L1} et Z_{L2} inductives pour initialiser le processus d'optimisation du couple (Z_{L1}, Z_{L2}) . Les deux inductances de charges sont fixées initialement à 1 nH. Ces inductances font, par la suite, l'objet d'une optimisation itérative de type gradient sur la plage de valeurs [0.1nH-80nH].

A la première itération d'optimisation, le couple de charges initiales $(Z_{L1}, Z_{L2})_0$ est injecté dans la co-simulation du NIC avec son circuit imprimé. L'impédance évaluée en sortie du NIC notée Z_{NIC_simu} est comparée à l'impédance optimale Z_{NIC_cible} . L'erreur relative moyenne entre les parties réelles et imaginaires de ces deux impédances est calculée. Le couple (Z_{L1}, Z_{L2}) est mis à jour par itérations successives tant que l'erreur relative moyenne est supérieure à 1%. Ce processus itératif est décrit sur le schéma bloc de la Figure IV.28.

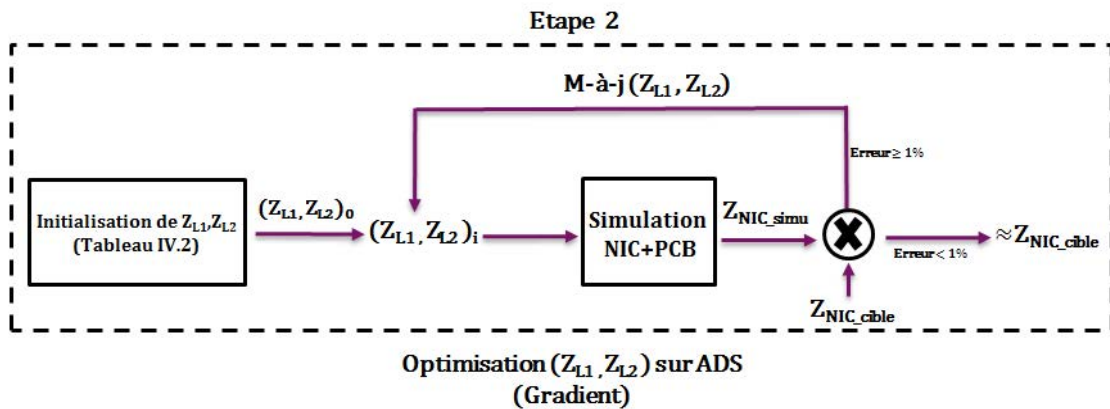


Figure IV.28: Etape 2 de conception : réseau d'antennes-NIC

L'optimisation du couple de charges Z_{L1} , Z_{L2} à l'aide du processus itératif sur la simulation du NIC et de son circuit imprimé pour s'approcher au mieux de Z_{NIC_cible} donne lieu aux impédances listées dans le Tableau IV.3.

Tableau IV.3: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation

	C	L	R
Z_{L1}	-	3 nH	-
Z_{L2}	-	14 nH	-

Etant donnée la complexité de l'impédance Z_{NIC_cible} , une difficulté sur la convergence totale a été observée sur Z_{NIC_simu} obtenue à partir des charges Z_{L1} , Z_{L2} optimisées. En effet, l'optimisation de l'impédance du NIC ne converge pas à la fois sur la partie réelle et imaginaire de l'impédance Z_{NIC_cible} en tout point de fréquences. Un compromis sur la convergence est fait de sorte que la partie imaginaire ait une bonne convergence sur la bande 1100-1400 MHz afin de maintenir l'aspect large bande souhaité pour la directivité.

L'impédance Z_{NIC_simu} obtenue est comparée à Z_{NIC_cible} sur la Figure IV.29. On constate que l'impédance Z_{NIC_simu} déterminée à l'aide d'un seul NIC chargé par les impédances Z_{L1} et Z_{L2} , présente une convergence assez bonne sur certaines bandes de fréquences. La partie imaginaire de Z_{NIC_simu} présente une erreur relative moyenne de 20 % par rapport celle de Z_{NIC_cible} sur la bande 1100-1400 MHz. L'erreur relative moyenne calculée sur la partie imaginaire de Z_{NIC_simu} entre 1200-1300 MHz est de 5 %. La partie réelle converge également bien sur la bande 1200-1300 MHz (écart relatif moyen de 5%).

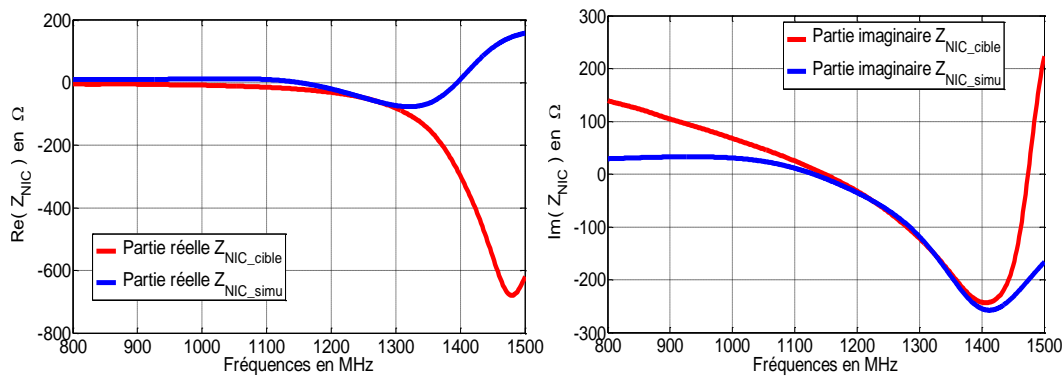


Figure IV.29: Comparaison des parties réelle et imaginaire de Z_{NIC_cible} , Z_{NIC_simu}

La dernière étape pour cette conception consiste à injecter l'impédance Z_{NIC_simu} , obtenue à l'aide de composants réels, en guise de charge sur le réseau d'antennes à éléments parasites. La donnée de sortie de cette étape sera alors la directivité de l'antenne obtenue en co-simulation de l'antenne et de l'impédance issue du NIC à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

Les deux directivités obtenues à partir de Z_{NIC_cible} et Z_{NIC_simu} sont comparées au cas de référence représenté par l'état de l'art. En effet, ce cas de référence représente la directivité du réseau d'antenne à un élément parasite optimisé au point de fréquence unique de 1300 MHz. L'impédance optimale de cette antenne évaluée au point de fréquence 1300 MHz correspond à une mise en série d'une résistance négative de -80 Ω et d'une capacité de 1 pF. Ainsi, l'impédance de charge passive de l'élément parasite utilisée pour le cas de référence faisant écho à l'état de l'art, est une capacité réelle Murata de 1 pF.

Les résultats de directivité pour les charges suivantes : 1 pF (cas référence) Z_{NIC_simu} , et Z_{NIC_cible} sont illustrées sur la Figure IV.30.

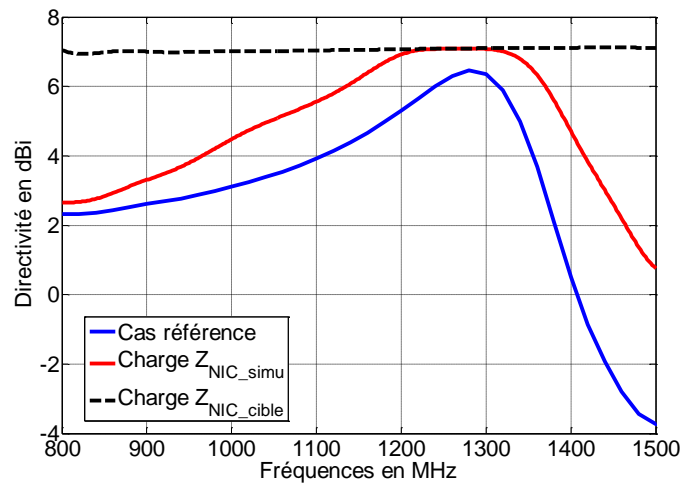


Figure IV.30: Directivité du réseau à un élément parasite pour les impédances de charge Z_{NIC_simu} , Z_{NIC_cible} et le cas de référence passif

La Figure IV.30 montre que la directivité de l'antenne chargée par l'impédance idéale Z_{NIC_cible} atteint une valeur maximale de 7.15 dBi et varie très peu sur toute la bande de fréquences considérées.

La directivité associée à l'impédance Z_{NIC_simu} est très proche du cas idéal chargé par Z_{NIC_cible} entre 1200 MHz 1300 MHz. Cette bande de fréquence correspond à la bande de convergence de Z_{NIC_simu} avec Z_{NIC_cible} à la fois en partie réelle et imaginaire avec une erreur relative moyenne inférieure à 10 %.

Une directivité supérieure à 5 dBi, est maintenue entre 1050 MHz et 1400 MHz. Cette bande correspond aux fréquences pour lesquelles la partie imaginaire de Z_{NIC_simu} converge (erreur relative moyenne d'environ 20 %) sans qu'il y ait de parfaite convergence avec les parties réelles (erreur relative moyenne supérieure à 50%). L'effet de réactance décroissante pour élargir la bande passante est bien retrouvé à travers ces résultats.

Pour les fréquences comprises entre 800-1050 MHz et 1400-1500 MHz, les parties réelles et imaginaires de Z_{NIC_simu} s'éloignent fortement de celles de Z_{NIC_cible} . Par conséquent, la directivité diminue de manière considérable à ces fréquences. Néanmoins, la directivité obtenue à l'aide de Z_{NIC_simu} est, pour toutes les fréquences considérées, supérieure à la directivité obtenue en chargeant l'antenne par un élément passif.

De plus, la directivité de l'antenne passive de référence devient négative à partir de 1400 MHz. Cela signifie que la directivité devient maximale dans la direction opposée ($\varphi = 180^\circ$). A l'inverse, l'antenne chargée par le NIC maintient une directivité maximale dans la direction d'optimisation ($\varphi = 0^\circ$) pour toutes les fréquences considérées.

L'amélioration de la directivité apportée par le NIC, par rapport à l'état de l'art est tracée en fonction de la fréquence sur la Figure IV.31. L'utilisation d'un NIC chargé par deux éléments passifs Z_{L1} et Z_{L2} permet de conserver la directivité de l'antenne dans la direction d'optimisation et d'améliorer la directivité de l'antenne de 5 dBi à 1450 MHz par rapport au réseau passif.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

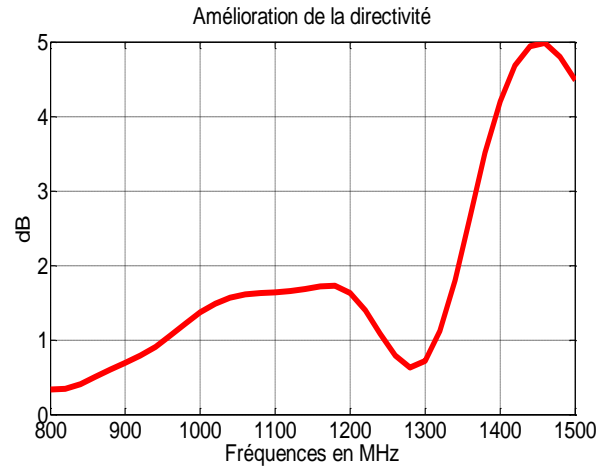


Figure IV.31: Amélioration de la directivité d'un réseau à un élément parasite par rapport à l'état de l'art

Finalement, une procédure de conception de circuit NIC et de réseaux d'antennes à éléments parasites a été proposée. Cette procédure permet notamment de déterminer les charges Z_{L1} , Z_{L2} pour réaliser l'impédance nécessaire à l'optimisation de la directivité du réseau d'antennes. Cette procédure, schématisée sur la Figure IV.32 ci-dessous, a été appliquée sur un réseau à deux dipôles de longueurs $0.4 \lambda_0$ à travers des résultats de co-simulations.

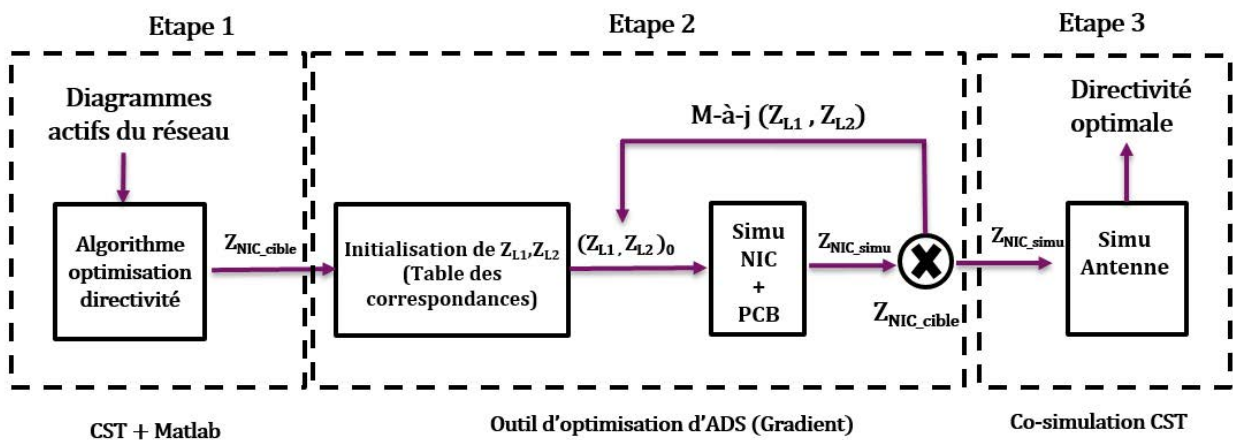


Figure IV.32: Procédure de conception : réseau d'antennes-NIC

Le paragraphe suivant propose une démonstration expérimentale de conception du réseau d'antenne considéré précédemment et du NIC miniature réalisé. Des résultats de mesure hybrides sont proposés par la suite. Ceux-ci combinent les résultats de mesure de l'impédance du NIC, déterminée à partir de la procédure de design, avec des résultats de simulation EM du réseau d'antenne.

3.3. Démonstration expérimentale

Les résultats qui suivent montrent une démonstration expérimentale hybride. Celle-ci utilise des résultats de mesure du circuit NIC chargé par les impédances Z_{L1} , Z_{L2} déterminées par la procédure de conception. Ces résultats de mesure sont associés à des résultats de simulation EM du réseau d'antenne.

Le NIC a été chargé par les impédances Z_{L1} et Z_{L2} obtenues précédemment à l'aide de la procédure de conception (cf Tableau IV.3). En raison des écarts entre les résultats de simulation et de mesure du NIC, les résultats de l'impédance Z_{NIC_mesure} obtenus ne correspondent pas aux résultats attendus. Les charges Z_{L1} , Z_{L2} ont alors été ajustées pour obtenir une impédance Z_{NIC_mesure} s'approchant au mieux de l'impédance Z_{NIC_cible} . Les charges utilisées sont représentées dans le tableau IV.4 ci-dessous.

Tableau IV.4: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation

	C	L	R
Z_{L1}	-	6.8 nH	-
Z_{L2}	-	11 nH	-

L'impédance Z_{NIC_mesure} obtenue à partir de ces deux charges simples Z_{L1} et Z_{L2} est comparée en termes de parties réelles et imaginaires sur la Figure IV.33. Même si les tendances en termes de réactance Non-Foster et de résistance négatives attendues sont présentes, la convergence des parties réelles et imaginaires n'est pas aussi bonne que celle obtenue avec les résultats de simulation. Contrairement aux résultats de simulations, l'impédance obtenue en mesure ne converge jamais aux mêmes fréquences à la fois en partie réelle et en partie imaginaire. La meilleure zone de convergence observée sur les parties réelles et imaginaires se situe autour de 1060 MHz.

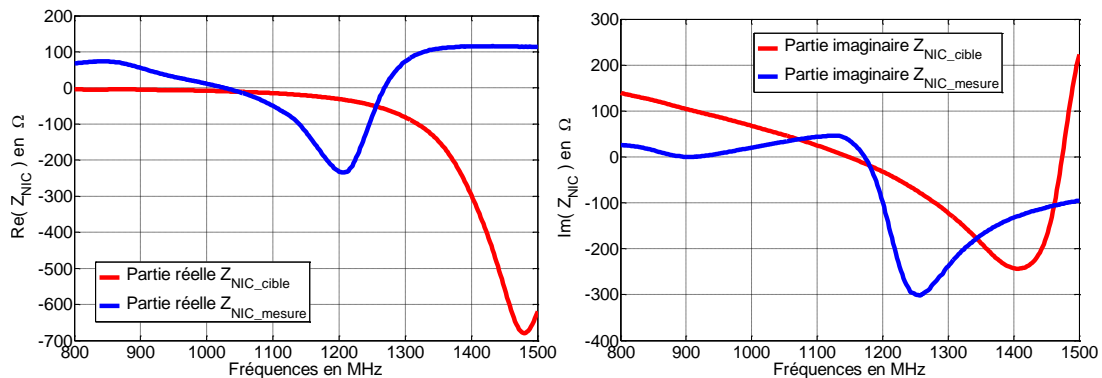


Figure IV.33: Comparaison des parties réelle et imaginaire de Z_{NIC_cible} , Z_{NIC_mesure}

La directivité de l'antenne dans la direction d'optimisation ($\varphi=0^\circ$) obtenue à partir de l'impédance Z_{NIC_mesure} est tracée sur la Figure IV.34. Celle-ci est comparée à la directivité obtenue dans la même direction par un réseau d'antennes passif (cas référence).

Afin d'illustrer la comparaison entre le réseau actif chargé par le NIC et le réseau passif, l'optimisation du cas de référence est faite à la fréquence 1060 MHz. L'impédance de charge optimale du réseau Z_{NIC_cible} calculée à cette fréquence correspond à une résistance

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

négative de -11Ω associée en série à une inductance de 5.8 nH. Le réseau passif pris comme référence est donc chargé par une inductance passive réelle Murata de 5.8 nH.

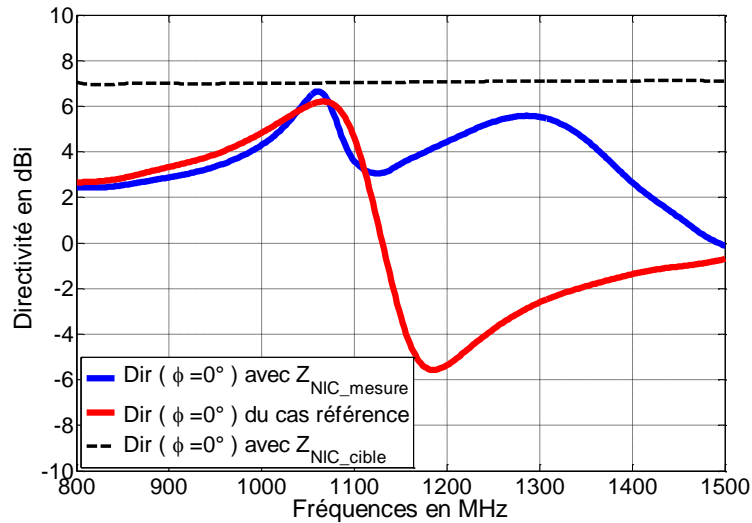


Figure IV.34: Directivités obtenues à partir de Z_{NIC_mesure} et du cas référence dans la direction $\varphi = 0^\circ$

La directivité obtenue à partir de la charge mesurée n'atteint jamais la directivité maximale idéale du réseau de 7.15 dBi. En effet, comme le montre la Figure IV.33, les parties réelles et imaginaires de l'impédance mesurée ne convergent jamais sur des fréquences communes. Néanmoins une directivité de 6.9 dBi est obtenue à partir des résultats de mesure du NIC à 1060 MHz.

La directivité observée dans la direction $\varphi=0^\circ$ est globalement équivalente pour le réseau passif et l'antenne active entre 800 MHz et 1100 MHz. Cette directivité devient plus importante par la suite (1100-1500 MHz) pour l'antenne chargée par le NIC. Tout comme l'antenne chargée par Z_{NIC_simu} , l'antenne chargée par Z_{NIC_mesure} permet de maintenir la directivité maximale dans la direction d'optimisation sur un spectre plus large que le cas référence.

Typiquement, l'antenne active réalise une directivité supérieure à 3.9 dBi ($D_{max-3dB}$) dans la direction $\varphi=0^\circ$ entre 960 MHz et 1.38 GHz, soit 36 % de bande relative. Le cas référence passif établit une directivité supérieure à 3.9 dBi entre 918 MHz et 1.1 GHz, soit 18 % de bande relative. La bande passante relative calculée à -3dB de la directivité maximale est donc doublée lors de l'association du NIC à l'antenne.

La directivité dans la direction opposée à la direction d'optimisation ($\varphi=180^\circ$) est observée pour ces deux antennes sur la Figure IV.35. L'antenne chargée par un élément passif rayonne dans les deux directions. Ce qui n'est pas le cas de l'antenne chargée par le NIC qui rayonne très peu dans la direction $\varphi=180^\circ$.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

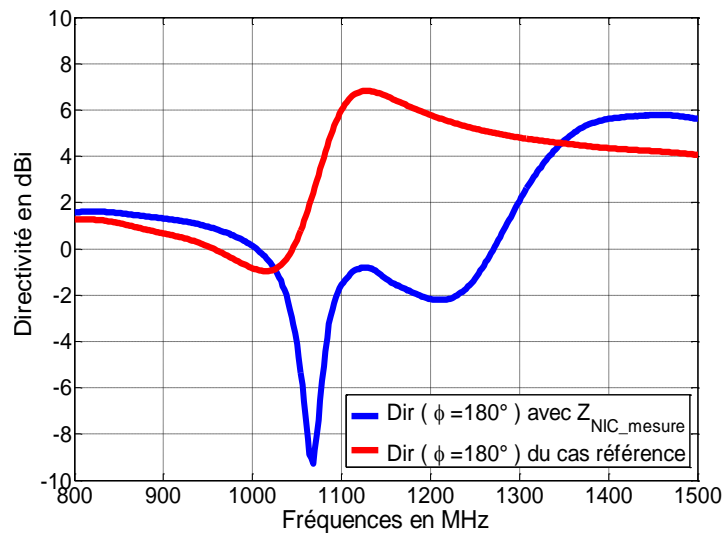


Figure IV.35 : Directivités obtenues à partir de Z_{NIC_mesure} et du cas référence dans la direction $\phi = 180^\circ$

Afin d'analyser le comportement de l'antenne chargée par le NIC en la comparant à l'antenne passive, le rapport avant-arrière est évalué pour ces deux antennes sur la bande 800-1500 MHz. Cette grandeur permet d'évaluer l'écart en dB entre le niveau du lobe de rayonnement principal suivant une direction privilégiée et son rayonnement dans la direction opposée. Le rapport avant-arrière des deux antennes, noté FTBR (pour Front to Back Ratio en anglais), est tracé sur la Figure IV.36 ci-dessous.

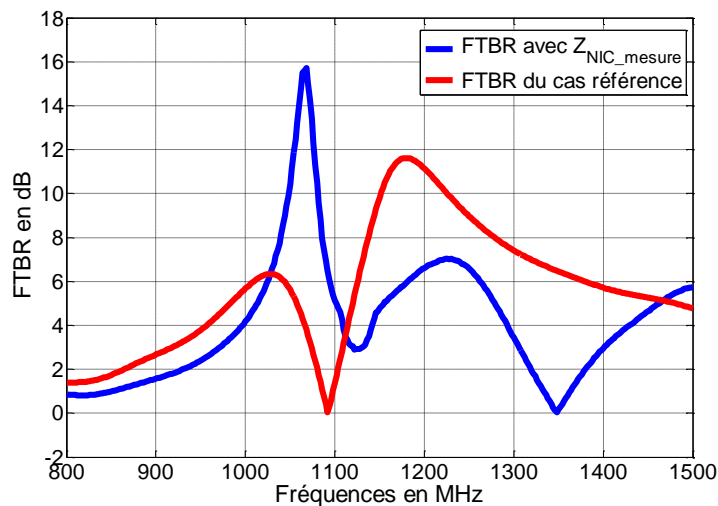


Figure IV.36: Rapport avant-arrière de l'antenne chargée par Z_{NIC_mesure} et de l'antenne référence

Le FTBR est équivalent pour les deux antennes entre 800 MHz et 1030 MHz. Celui-ci est meilleur lorsque l'antenne est chargée par le NIC entre 1030 MHz et 1100 MHz. Typiquement, le FTBR de l'antenne chargée par le NIC est 12 dB au-dessus de l'antenne passive à sa fréquence d'optimisation (1060 MHz).

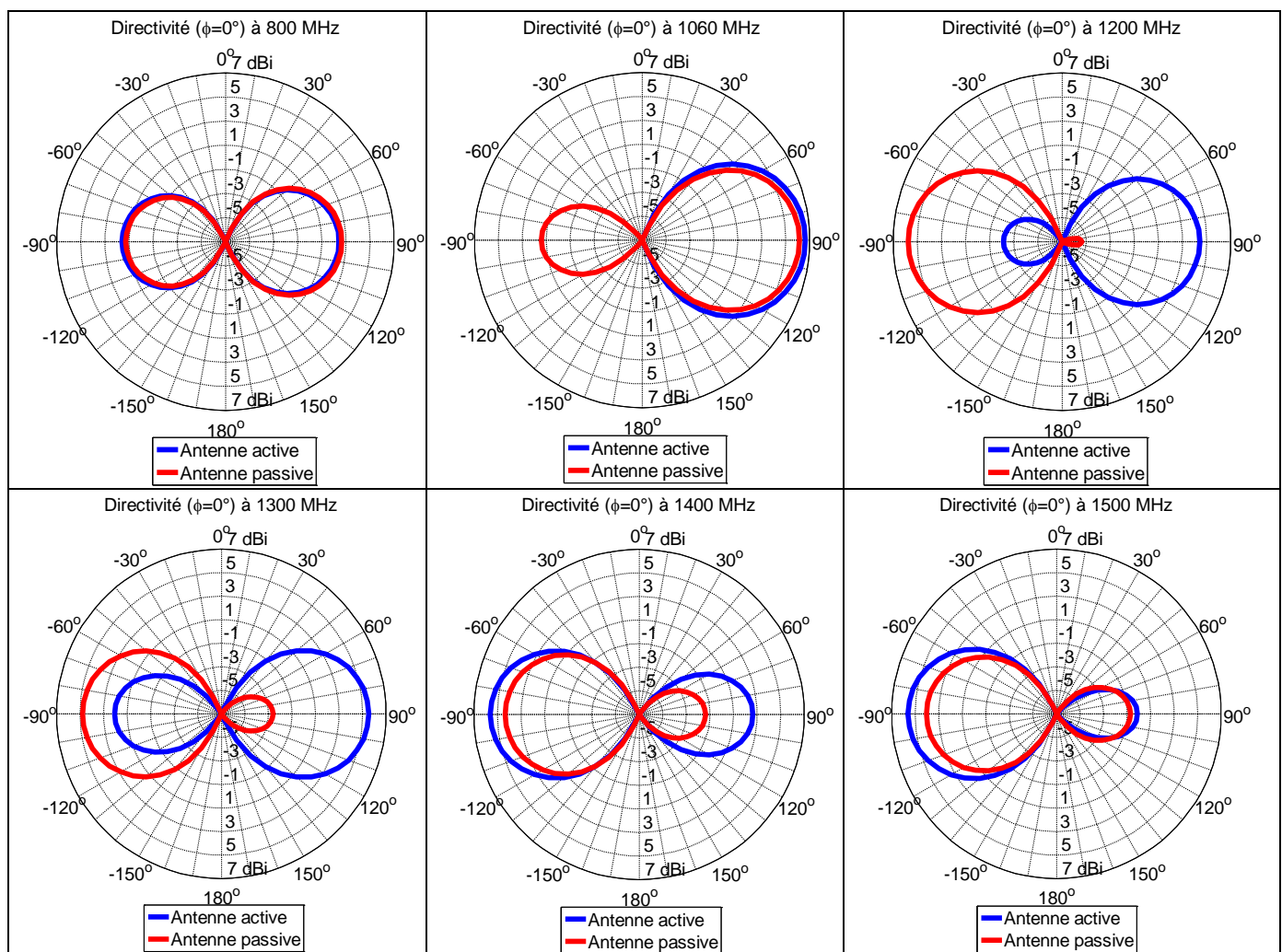
Au-dessus de 1100 MHz, la directivité de l'antenne a naturellement tendance à augmenter dans la direction opposée $\phi = 180^\circ$. Cependant celle-ci augmente moins rapidement lorsque l'antenne est chargée par le NIC. En effet le NIC maintient sur un plus

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

large spectre la directivité de l'antenne dans la direction $\varphi=0^\circ$. Le point où le FTBR s'annule correspond au moment où les deux lobes sont équivalents en termes de rayonnement. Le déséquilibre qui suit ce point montre que l'antenne rayonne dans la direction opposée, soit $\varphi=180^\circ$. Cet état a lieu 250 MHz plus loin lorsque l'antenne est chargée par le NIC. Ceci explique le fait que le FTBR soit meilleur pour l'antenne chargée par l'élément passif au-dessus de 1350 MHz (la directivité augmente plus rapidement dans la direction $\varphi=180^\circ$). Cet argument est appuyé par les diagrammes de rayonnement représentés en coordonnées polaires dans le tableau IV.5.

Ces diagrammes mettent en évidence le changement de direction de la directivité maximale de ces deux antennes aux fréquences 800 MHz, 1060 MHz, 1200 MHz, 1300 MHz, 1400 MHz et 1500 MHz. Typiquement, les diagrammes aux fréquences 1200 MHz, 1300 MHz et 1400 MHz montrent que le rayonnement de l'antenne passive s'établit plus rapidement dans la direction $\varphi=180^\circ$. L'antenne active commence à établir un rayonnement directif dans la direction $\varphi=180^\circ$ à partir de 1400 MHz.

Tableau IV.5: Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne passive et de l'antenne chargée par Z_{NIC_mesure}



Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

Une autre configuration de charge, permet d'avoir une convergence à la fois en partie réelle et imaginaire de Z_{NIC_mesure} avec Z_{NIC_cible} sur une bande très étroite autour des deux points de fréquences 1076 MHz et 1378 MHz.

Cette impédance Z_{NIC_mesure} est obtenue à partir des charges Z_{L1} et Z_{L2} réelles représentées sur le Tableau IV.6 suivant :

Tableau IV.6: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation

	C	L	R
Z_{L1}	-	6.8 nH	-
Z_{L2}	-	8.7 nH	-

L'impédance Z_{NIC_mesure} obtenue précédemment est comparée à l'impédance Z_{NIC_cible} de la nouvelle antenne considérée sur la Figure IV.37. Pour cette configuration de charges Z_{L1} et Z_{L2} , nous observons que les parties réelles et imaginaires de l'impédance Z_{NIC_mesure} ont une intersection commune avec les parties réelles et imaginaires de l'impédance Z_{NIC_cible} aux deux fréquences 1076 MHz et 1378 MHz.

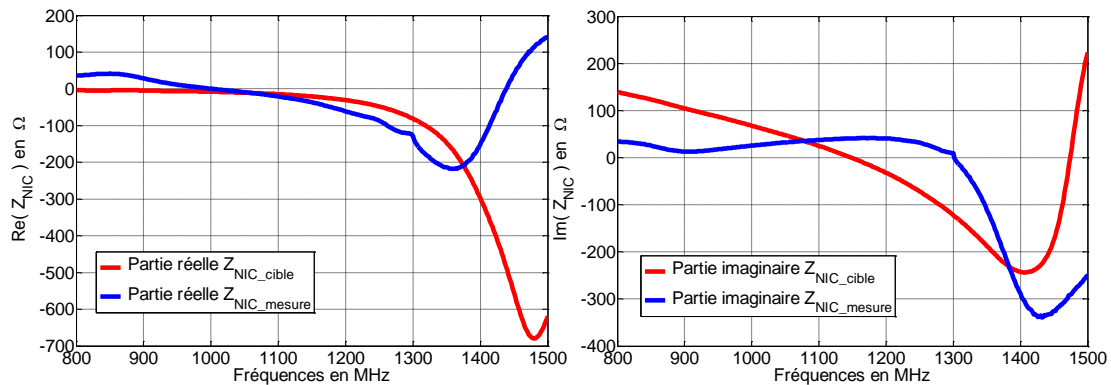


Figure IV.37: Comparaison des parties réelle et imaginaire de Z_{NIC_cible} , Z_{NIC_mesure}

La directivité réalisée par l'antenne associée au NIC est comparée à la directivité de l'antenne passive de référence dans le direction d'optimisation $\varphi=0^\circ$ sur la Figure IV.38 (a). La directivité observée sur les bandes 1064-1088 MHz et 1366-1390 MHz correspond à l'optimale de la directivité atteignable par ce réseau d'antennes.

L'antenne chargée par le NIC est super directive à ces fréquences. Cependant la convergence de Z_{NIC_mesure} n'est pas maintenue sur un spectre suffisamment large pour observer une super directivité large bande. En effet, la directivité de l'antenne active est fortement dégradée sur la bande 1100-1250 MHz. La directivité de l'antenne chargée par le NIC dans la direction d'intérêt reste néanmoins supérieure au cas de référence sur toute la bande de fréquences considérées comme le montre la Figure IV.38 (a). Ces résultats sont appuyés par les diagrammes de rayonnement des deux antennes en représentation polaire illustrés sur la Figure IV.38 (c).

Le FTBR des deux antennes illustré sur la Figure IV.38 (b) montre que la directivité de l'antenne active change de sens entre 1100 MHz et 1250 MHz pour s'établir dans la direction opposée $\varphi=180^\circ$ à 1120 MHz. Puis celle-ci change une seconde fois de sens pour s'établir dans la direction d'intérêt $\varphi=0^\circ$ à partir de 1250 MHz.

Chapitre IV : Preuve de concept d'antenne miniature directive active

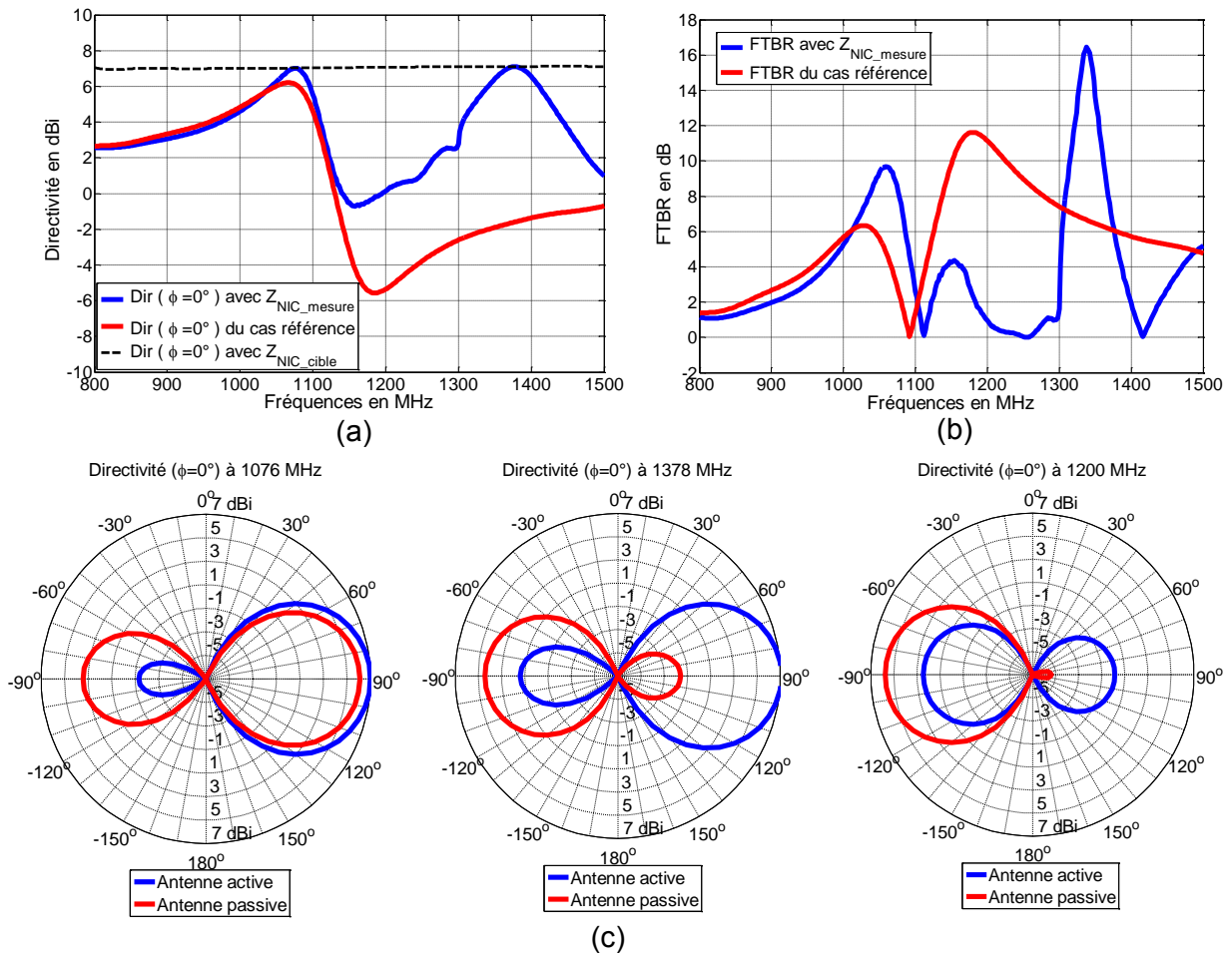


Figure IV.38: Directivité maximale ($\phi = 0^\circ$) de l'antenne chargée par le NIC comparée à l'antenne de référence (a). Comparaison du FTBR pour ces deux antennes (b) et diagramme de rayonnements polaires des deux antennes à 1076 MHz, 1378 MHz et 1200 MHz (c)

Finalement nous avons montré à travers deux résultats expérimentaux hybrides que le NIC miniature réalisé permet dans un cas, d'avoir une antenne super directive sur une bande de fréquences étroite. Une autre configuration du NIC a permis d'avoir une antenne qui maintient sa directivité dans une direction d'optimisation sur une large bande de fréquences comparée aux méthodes classiques d'optimisation de la directivité. Un compromis est alors à faire sur le choix de l'impédance du NIC selon l'application visée.

Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous avons dans un premier temps proposé une nouvelle architecture de convertisseur d'impédance négative. L'ajout de deux transistors dans cette architecture permet d'introduire une charge supplémentaire pour agir sur l'impédance du NIC. Un modèle analytique simplifié de cette architecture a été proposé et ses limites ont été observées par rapport au comportement réel du circuit NIC. Les performances de cette architecture, à travers son modèle électrique réel, ont été comparées à l'état de l'art et ont montré une augmentation significative des gammes de valeurs d'impédance négatives pouvant être atteintes.

Puis cette nouvelle architecture a été réalisée sur un circuit imprimé faisant l'objet d'un processus de miniaturisation. Une brique technologique a ainsi été proposée afin d'intégrer le NIC au sein d'un système antennaire compacte dans la bande UHF. Une carte d'évaluation a été conçue afin de mesurer les performances du NIC.

La caractérisation expérimentale du NIC a mis en évidence un décalage en fréquence entre les résultats de co-simulation et de mesure du circuit. Un moyen de compenser ce décalage, en réglant les paramètres Z_{L1} ou Z_{L2} , a été discuté. En dépit du décalage en fréquence constaté, il existe une cohérence sur le comportement de l'impédance du NIC entre co-simulation et mesure nous permet de valider la conception du circuit et les méthodes de mesure associées.

L'évaluation expérimentale du NIC a également souligné l'avantage que présente cette nouvelle architecture à travers les deux charges Z_{L1} et Z_{L2} pour la réalisation de différents types d'impédances négatives. Ces deux charges utilisées comme moyen de pilotage permettent pour différentes combinaisons, d'obtenir des impédances Non-Foster et/ou des résistances négatives mieux maîtrisées. Ces phénomènes ont été illustrés sur les exemples de charges canoniques (R, L, C) simples représentées par un seul élément passif. Complexifier ces combinaisons de charges en associant, par exemple, deux ou trois éléments en série permettrait d'affiner l'impédance négative du NIC. Un tel procédé peut s'avérer très utile pour la synthèse d'impédance complexe nécessaire à la réalisation d'antennes compactes super directives large bande.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons proposé une procédure de conception d'un réseau d'antenne associé à un circuit NIC. Celle-ci nous a permis de dévoiler le potentiel du couple de charge Z_{L1} , Z_{L2} de notre architecture pour réaliser des impédances négatives qui tendent vers l'impédance idéale pour la super directivité large bande.

Des limites de convergence ont été observées entre les résultats d'impédances idéales souhaitées (Z_{NIC_cible}) et les résultats obtenus par la mesure du NIC (Z_{NIC_mesure}). Néanmoins nous avons montré qu'une antenne simulée, chargée par un NIC mesuré, présente des propriétés de rayonnement en termes de directivité et de rapport avant-arrière meilleurs que ceux de l'état de l'art.

Des difficultés à réaliser de manière expérimentale une antenne super directive large bande ont été observées. Toutefois, selon l'application visée, le NIC peut être modifié pour obtenir ou bien une antenne super directive sur une bande étroite, ou bien une antenne maintenant sa directivité dans une direction d'optimisation sur des bandes de fréquences multiples. Les concepts proposés dans ces travaux de thèses visant à réaliser des antennes compactes et directives à l'aide d'éléments actifs ont donc été démontrés.

Conclusion générale et perspectives

1. Conclusions

Dans le contexte actuel où l'évolution des systèmes sans-fil est jugée importante, il est nécessaire de pouvoir réduire les rayonnements parasites qui limitent la cohabitation des systèmes. D'une façon générale, le besoin d'antennes miniatures directives répond à une demande croissante dans le but de limiter les interférences dans les systèmes sans-fil. L'utilisation d'antennes miniatures permettrait également d'évoluer vers des usages en rupture avec les utilisations actuelles des objets communicants dans la vie de tous les jours. L'utilisation de telles antennes pour des applications de RFID, par exemple, pourrait changer nos interactions avec les objets communicants dans un environnement domestique. L'association des propriétés de directivité des antennes miniatures à de la puissance RF permettrait également d'introduire de nouveaux usages.

Deux axes de recherche ont été identifiés dans ces travaux de thèse qui s'inscrivent dans un contexte d'antennes miniatures directives actives.

D'une part, nous nous sommes intéressés aux perspectives d'améliorations qu'apportent les antennes actives aux problématiques des antennes miniatures super directives large-bande.

Nous avons déterminé les conditions d'impédance nécessaires pour atteindre un objectif de super directivité large-bande pour des réseaux d'antennes compacts à éléments parasites chargés.

L'optimisation de la directivité de ces réseaux d'antennes a mis en évidence la nécessité de charges complexes à parties réelles négatives et à réactances décroissantes. Une réelle complexité des charges à réaliser pour servir cet objectif a été identifiée. Typiquement, les impédances de charge optimales théoriques identifiées pour nos antennes ont un comportement multi-résonnant. Ces impédances requises consistent à associer des résonateurs obtenus à partir d'éléments non naturels $-R$, $-L$, $-C$ mis en série et en parallèle.

Ce type de charges montrent bien le potentiel de l'électronique active pour dépasser les limites fondamentales et réaliser des antennes miniatures directives large-bande.

Le second axe de recherche de ces travaux de thèse s'est focalisé sur le type de circuits électroniques à mettre en œuvre pour concrétiser ces nouvelles perspectives de super directivité large-bande.

Des études portant sur les circuits actifs NIC ont été menés dans le but de réaliser les impédances optimales nécessaires à l'établissement de directivité d'antenne sur une large bande de fréquences. Les limites et les difficultés associées à l'architecture classique de Linvill pour atteindre l'objectif souhaité ont été identifiées.

Conclusion générale

Une architecture de NIC alternative a ainsi été proposée. Le potentiel de cette architecture, à travers l'utilisation de deux charges (Z_{L1} , Z_{L2}), a été mis en évidence pour tendre vers l'impédance optimale servant l'objectif d'antenne directive large bande.

Une procédure de conception a permis notamment de déterminer, à l'aide d'un processus d'optimisation, le couple de charges (Z_{L1} , Z_{L2}) permettant de s'approcher au mieux de l'impédance cible idéale multi-résonnante à partir d'un seul circuit NIC.

Une brique technologique miniature mettant en œuvre l'architecture alternative du NIC a été évaluée à travers des principes théoriques, des co-simulations électriques et EM ainsi que des mesures.

La sensibilité du NIC aux comportements réels des transistors et aux éléments constituant le circuit imprimé a été constatée. Un décalage en fréquence est notamment observé entre les résultats de co-simulation et de mesure du NIC. Néanmoins nous avons montré qu'une antenne simulée, chargée par un NIC mesuré, présente des propriétés de rayonnement en termes de directivité et de rapport avant-arrière meilleurs que ceux de l'état de l'art des antennes miniatures directives.

La preuve de concept d'antennes compactes directives actives a été démontrée à travers ces travaux. Des difficultés à réaliser de manière expérimentale une antenne super directive large bande ont été observées. Toutefois, nous avons montré que le NIC peut être modifié pour obtenir ou bien une antenne super directive sur une bande étroite, ou bien une antenne maintenant sa directivité dans une direction d'optimisation sur une plus large bande de fréquences.

2. Perspectives

Certaines applications ou réalisations abordées au cours de l'étude mériteraient d'être davantage développées.

Les concepts proposés et les performances en directivité des antennes obtenues ouvrent des perspectives intéressantes dans le domaine de la RFID. Typiquement, une antenne super directive, même sur une bande très étroite, pourrait être utilisée pour faire de la sélectivité spatiale à travers la détection ou la commande d'objets communicants pointés par le faisceau directif de l'antenne.

Des antennes directives sur des larges bandes de fréquences ouvrent quant à elle des perspectives intéressantes en termes d'applications radar ou de brouillage, lorsqu'elles sont associées à des gains d'antennes importants. L'adaptation d'impédance des antennes considérées n'a pas fait l'objet d'une étude approfondie. Cependant, l'association d'un circuit d'adaptation d'impédance associé à des éléments Non-Foster appliqué à l'antenne excitée du réseau pourrait apporter une solution à cette problématique. Un tel circuit appliqué à l'excitation de l'antenne serait sans modifications conséquentes sur l'établissement de la directivité du réseau qui est essentiellement fixée par les éléments parasites chargés.

Compte-tenu des observations faites sur la sensibilité des NIC aux éléments physiques des PCB, une solution de NIC intégrés serait avantageuse. Une telle solution permettrait de limiter les pertes et les effets de lignes pour avoir une meilleure maîtrise du comportement d'impédance du NIC. Associée à des technologies de transistors utilisables en hautes fréquences, des solutions intégrées permettraient d'utiliser le NIC à des

Conclusion générale

fréquences supérieures aux fréquences UHF. Des exemples récents de circuits NIC en technologies intégrées montrent l'efficacité des circuits pour des applications à plusieurs gigahertz.

Les transistors discrets utilisés pour nos études présentent un fonctionnement limité en puissance. Des puissances RF de l'ordre de -25 dBm sont injectées en entrée du circuit pour veiller à maintenir un fonctionnement linéaire de celui-ci. Ceci réduit l'utilisation de ces circuits NIC aux antennes utilisées en réception. L'utilisation de composants actifs d'électronique de puissance aux conditions de linéarité moins critiques, ouvrent des perspectives d'antennes miniatures super directives actives en émission. Sous ces conditions, des applications de puissance RF associée à des faisceaux super directifs pourraient être envisagées.

Enfin, seules des antennes dipolaires ont été abordées dans le cadre de ces travaux de thèse. Une investigation plus poussée sur l'aspect antennaire avec une approche de co-conception d'antenne et de circuit NIC optimisé permettrait d'ouvrir des nouvelles perspectives pour la super directivité des antennes miniatures.

Annexes

Annexe III.A : Etude de l'élément de base du NIC : le transistor bipolaire

La conception de fonction RF reposant sur des éléments actifs tels que les diodes ou les transistors n'est pas facile à appréhender par la simulation. Ces éléments approvisionnés auprès de fabricants de composants ne sont pas toujours associés à des modèles exploitables sur les logiciels de simulations et quand bien même des modèles sont fournis par les constructeurs, ceux-ci ne reproduisent pas toujours de manière fidèle le comportement attendu pour ces composants.

Ainsi avant de débiter la conception de l'architecture NIC proposée dans le paragraphe précédent, une évaluation du transistor bipolaire seul a été menée à travers des études comparatives des résultats de simulation et de mesure du transistor.

Le transistor sélectionné pour notre étude est le transistor NPN AT41511 d'Avago Technologies. Le choix de ce transistor est justifié par sa fréquence de transition (f_T) élevée de 10 GHz lui permettant d'avoir un fonctionnement nominal dans notre bande d'intérêt autour de 868 MHz. De plus, les performances spécifiées à 900 MHz pour ce transistor sont intéressantes, notamment un facteur de bruit assez faible de 1 dB. Le modèle Spice du transistor intégrant ses paramètres intrinsèques ainsi que les éléments parasites liés au boîtier sont fournis par le constructeur.

Le transistor AT41511 est évalué par la méthode classique du mode émetteur commun. Cette méthode illustrée sur la Figure III.A.1 consiste à mettre à la masse l'émetteur du transistor. La base du transistor est polarisée à l'aide d'une résistance R_b qui induit un courant i_b . Le courant dans le collecteur i_c est lié au courant dans la base i_b en régime de fonctionnement linéaire du transistor par la relation $i_c = \beta i_b$ avec β le gain en courant du transistor bipolaire.

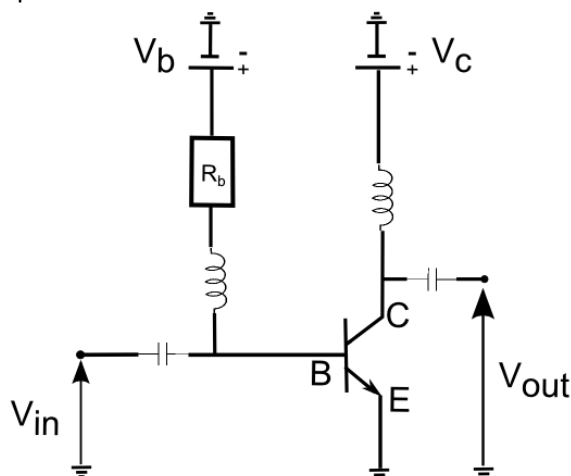


Figure III.A.1: Montage émetteur commun du transistor bipolaire

La caractérisation du transistor en mode émetteur commun a été faite en comparant les résultats de simulation et de mesure dans le but de valider le modèle du transistor utilisé. La linéarité du transistor est évaluée dans un premier temps à travers le point de compression à 1 dB. Puis les paramètres S du transistor en régime linéaire sont comparés entre simulation et mesure.

Pour effectuer ces comparaisons, une carte d'évaluation illustrée sur la Figure III.A.2 a été conçue et réalisée. Les résultats de simulation proposés sont issus de la co-simulation effectuée sur le logiciel ADS (Advance Design System). Dans un premier temps, la simulation électromagnétique du circuit imprimé (PCB) de la carte d'évaluation est faite à l'aide du logiciel ANSYS HFSS (High Frequency Structural Simulator). Puis les composants électriques du circuit sont connectés sur ADS à la matrice des paramètres S issue de la simulation sur HFSS.

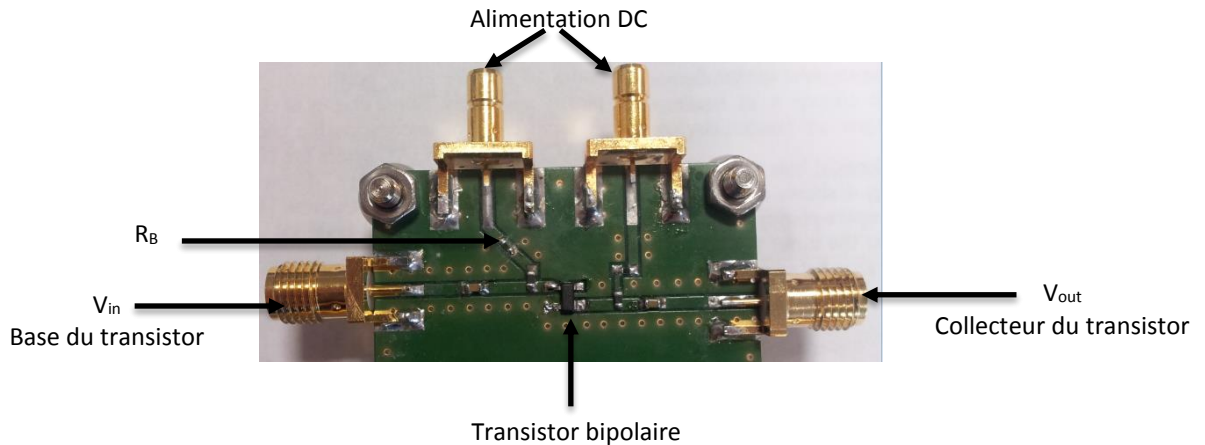


Figure III.A.2 : Carte d'évaluation du transistor bipolaire en mode émetteur commun

La première grandeur caractéristique du transistor monté en amplificateur à émetteur commun est le point de compression à 1 dB. Il s'agit d'une grandeur qui indique le niveau de puissance à partir duquel l'amplificateur s'éloigne de son comportement linéaire (modèle petits-sinaux) à 1dB près. Pour cela, un balayage en puissance est effectué à la fréquence de 868 MHz. La puissance de sortie de l'amplificateur P_{out} prélevée sur le collecteur est tracée en fonction de la puissance d'entrée P_{in} injectée sur la base du transistor.

Le point de compression est étudié en simulation à l'aide du simulateur Harmonic Balance du logiciel ADS. Pour obtenir le point de compression en mesure, un balayage en puissance, à fréquence fixe, est effectué à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels Rohde & Schwatz ZVA. Un étalonnage en puissance est préalablement effectué sur l'analyseur de réseaux à l'aide d'un « *Powermeter* ».

L'évaluation du point de compression du transistor est tracée sur la Figure III.A.3 (a) pour les résultats de simulation et sur la Figure III.A.3 (b) pour les résultats de mesures.

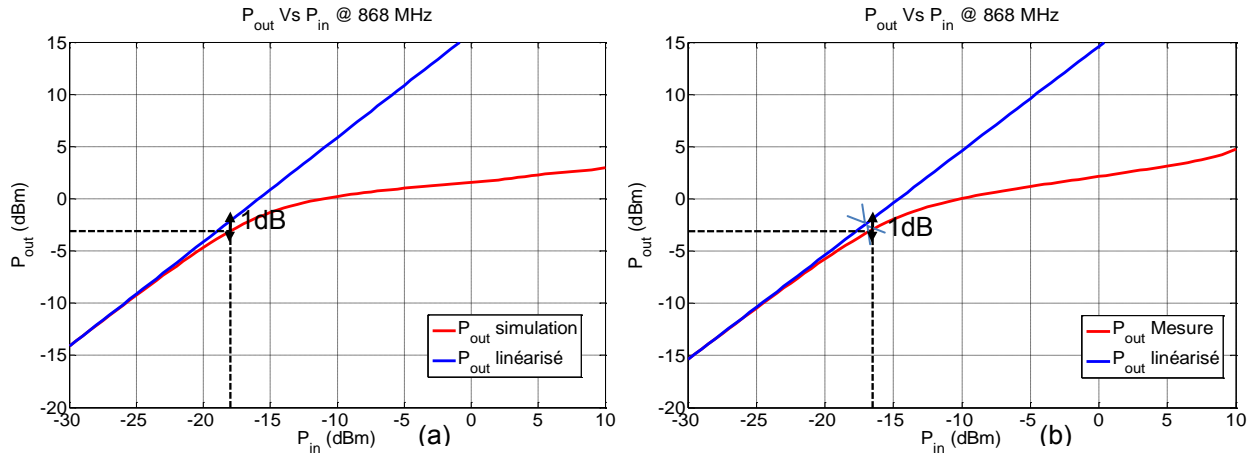


Figure III.A.3: Point de compression à 1 dB en simulations (a) et en mesures (b)

Les résultats de simulation et de mesure du point de compression à 1 dB sont décrits dans le Tableau III.A.1. La superposition des résultats de balayage en puissance à 868 MHz entre simulation et mesure est illustrée en amplitude et phase respectivement sur les Figures III.A.4 (a) et (b). Une bonne convergence est constatée dans la zone linéaire entre la simulation du transistor sur sa carte d'évaluation et les résultats de mesures.

Cette étude sur le point de compression nous permet d'en déduire la zone de linéarité du transistor. En effet, le transistor AT 41511 sera en fonctionnement linéaire pour des puissance RF d'entrée inférieures à -20 dBm.

Tableau III.A.1: Point de compression à 1 dB en simulation et mesure

	P_{in_1dB}	P_{out_1dB}	G_{1dB}
Simulation	-18 dBm	-3.1 dBm	14.9 dB
Mesure	-17 dBm	-2.9 dBm	14.1 dB

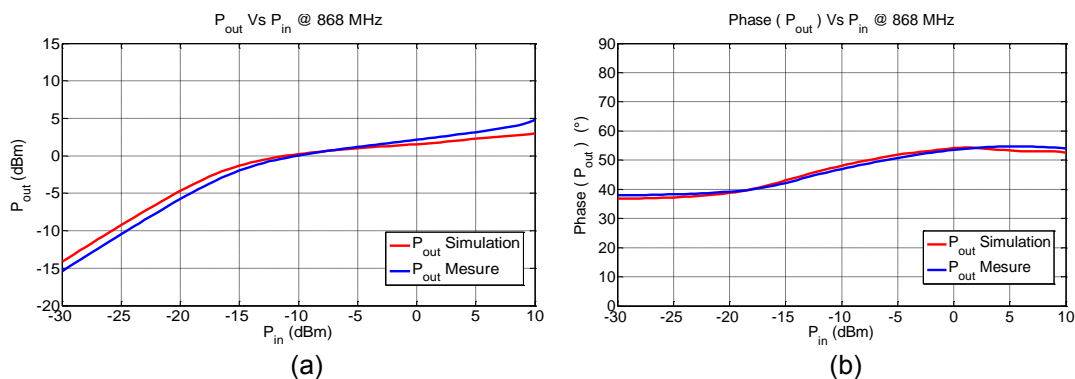


Figure III.A.4: Simulation et mesure de P_{out} en fonction de P_{in} en amplitude (a) et en phase (b) à 868 MHz

Compte tenu des résultats de linéarité du transistor observés ci-dessus, l'évaluation de ses paramètres S est faite par la suite pour une puissance d'entrée de -30 dBm. Cette fois-ci un balayage fréquentiel sur la bande 700-1000 MHz est réalisé pour observer la réponse de l'amplificateur.

La superposition des résultats de simulation et de mesure pour les quatre paramètres S est illustrée sur la Figure III.A.5 (a), (b), (c) et (d). Les paramètres S présentent une bonne convergence entre la simulation du transistor et sa mesure. Des écarts absolus inférieurs à 1 dB sont observés sur la bande 700-1000 MHz. Le paramètre critique transistor monté en amplificateur à émetteur commun est le paramètre S_{21} illustré sur la Figure III.A.5 (b). Celui représente le gain d'amplification du transistor. On constate à 868 MHz un écart entre la simulation et la mesure de 0.9 dB. Ainsi les résultats observés précédemment sur le balayage en puissance à 868 MHz sont conservés. En effet, un écart de 0.8 dB entre la simulation et la mesure en zone linéaire du transistor était observé sur le gain d'amplification du transistor (cf tableau II.2.1.2-1 G_{1dB}).

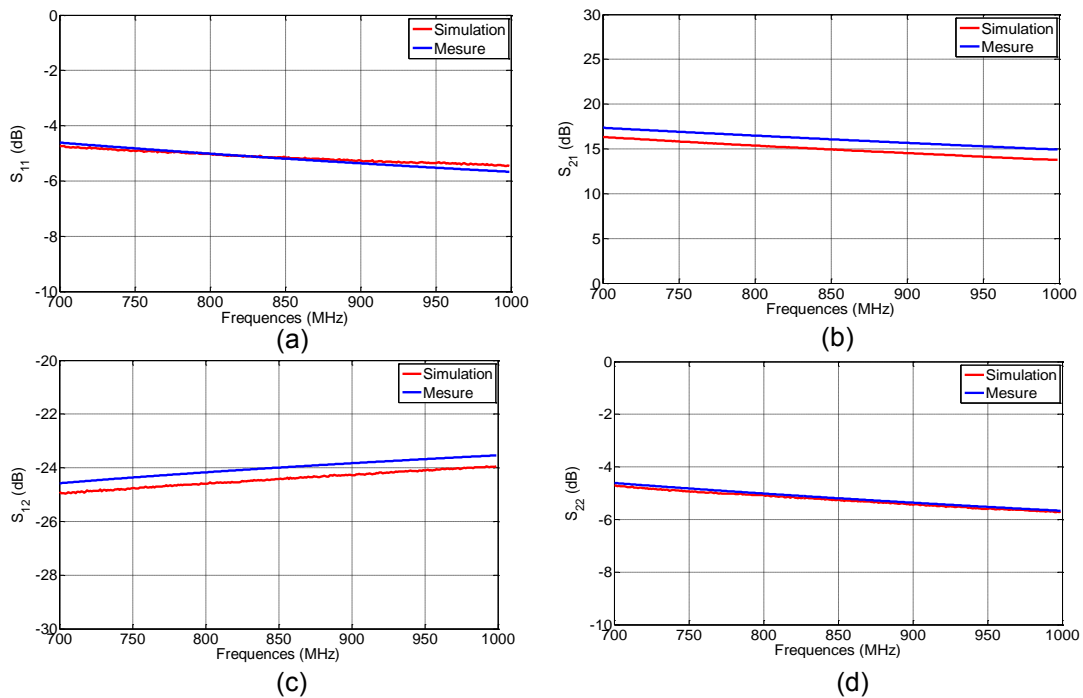
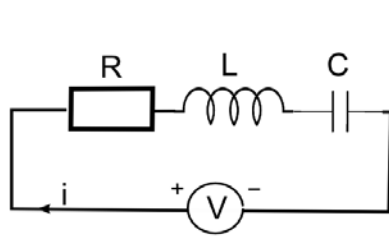


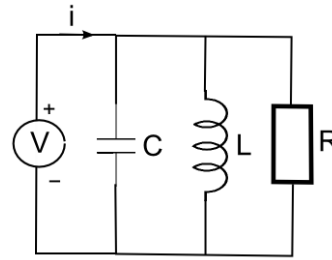
Figure III.A.5: Comparaison entre simulation et mesure des paramètres S du transistor bipolaire

Finalement, les résultats de mesure sur les paramètres S et sur la linéarité du transistor présentent une bonne convergence avec les résultats issus de la co-simulation du transistor. Ceci nous permet de valider le modèle Spice fourni par le constructeur et utilisé dans nos simulations pour la conception du circuit NIC.

Annexe III.B : Impédances liées aux circuits résonnants R, L, C mis en série (a) et en parallèle (b).



(a)



(b)

(a) Circuit RLC série :

$$Z = \frac{V}{i} = R + j L \omega + \frac{1}{j C \omega} = R + j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)$$

Fréquence de résonance (partie imaginaire de Z=0):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(b) Circuit RLC parallèle :

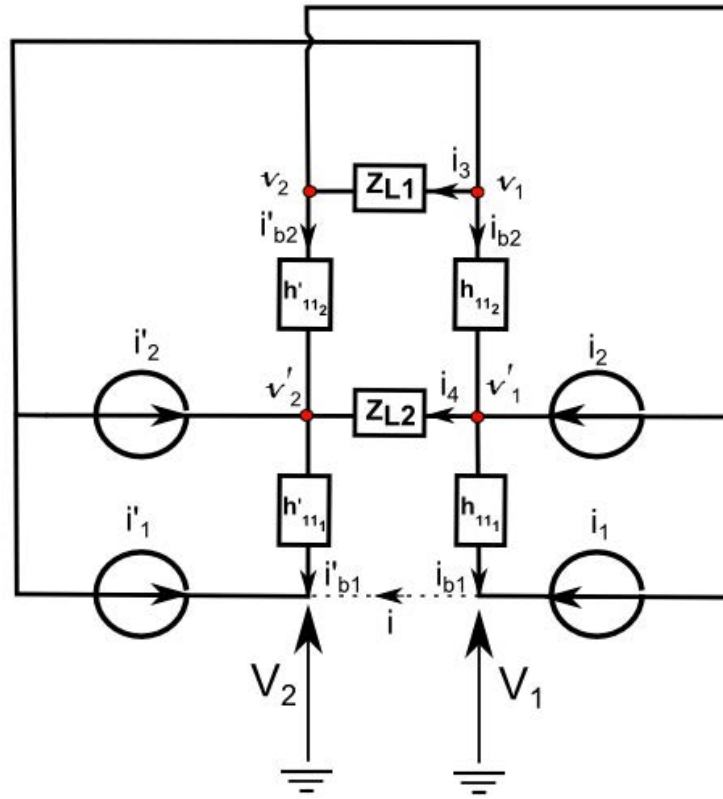
$$\begin{aligned} Z = \frac{V}{i} &= \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega} = \frac{1}{\frac{jL\omega + R + jC\omega \cdot R \cdot jL\omega}{jRL\omega}} = \frac{jRL\omega}{(R - RLC\omega^2) + jL\omega} \\ &= \frac{RL^2\omega^2}{(R - RLC\omega^2)^2 + (L\omega)^2} + j \frac{(R^2L\omega - R^2L^2C\omega^3)}{(R - RLC\omega^2)^2 + (L\omega)^2} \end{aligned}$$

Fréquence de résonance (partie imaginaire de Z=0):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Annexe IV.A : Résolution du modèle analytique simplifié de l'architecture de NIC alternative

Schéma petits-sigaux simplifié de l'architecture alternative du NIC :



On cherche à résoudre : $Z_{NIC} = \frac{V_2 - V_1}{i}$

$$\begin{aligned}
 i &= i_1 + i_{b1} = (1 + \beta_1) i_{b1} \\
 V_2 &= v'_2 - h'_{111} i'_{b2} \\
 &= (v_2 - h'_{112} i'_{b2}) - h'_{111} i'_{b1} \\
 &= (v_1 - Z_{L1} i_3) - h'_{112} i'_{b2} - h'_{111} i'_{b1} \\
 &= (h_{112} i_{b2} + v'_1) - Z_{L1} (-i_{b2} - i'_1 - i'_2) - h'_{112} i'_{b2} - h'_{111} i'_{b1} \\
 &= h_{112} i_{b2} + V_1 + h_{111} i_{b1} + Z_{L1} i_{b2} + Z_{L1} i'_1 + Z_{L1} i'_2 - h'_{112} i'_{b2} - h'_{111} i'_{b1} \\
 V_2 - V_1 &= h_{112} i_{b2} + h_{111} i_{b1} + Z_{L1} i_{b2} + Z_{L1} i'_1 + Z_{L1} i'_2 - h'_{112} i'_{b2} - h'_{111} i'_{b1}
 \end{aligned}$$

$$\text{Donc } \frac{V_2 - V_1}{i} = \left(\frac{h_{112} + Z_{L1}}{1 + \beta_1} \right) \frac{i_{b2}}{i_{b1}} + \left(\frac{h_{111}}{1 + \beta_1} \right) + \left(\frac{\beta'_1 Z_{L1} - h'_{111}}{1 + \beta_1} \right) \frac{i'_{b1}}{i_{b1}} + \left(\frac{\beta'_2 Z_{L1} - h'_{112}}{1 + \beta_1} \right) \frac{i'_{b2}}{i_{b1}} \quad (1)$$

$$\begin{aligned}
 i_3 &= -i'_1 - i'_2 - i_{b2} \\
 \text{et } i_3 &= -i'_{b2} + i_2 + i_1 \\
 \text{D'où } -\beta'_1 i'_{b1} - \beta'_2 i'_{b2} - i_{b2} &= i'_{b2} + \beta_2 i_{b2} + \beta_1 i_{b1}
 \end{aligned}$$

$$i_{b2} = \left(\frac{-\beta_1}{1 + \beta_2} \right) i_{b1} - \left(\frac{1 + \beta_2'}{1 + \beta_2} \right) i'_{b2} - \left(\frac{-\beta_1'}{1 + \beta_2} \right) i'_{b1} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} i_4 &= i_{b2} + i_2 - i_{b1} = (1 + \beta_2) i_{b2} - i_{b1} \\ \text{et } i_4 &= -i'_{b2} - i'_2 + i'_{b1} = -(1 + \beta_2') i'_{b2} + i'_{b1} \\ \text{D'où } (1 + \beta_2) i_{b2} - i_{b1} &= -(1 + \beta_2') i'_{b2} + i'_{b1} \\ -\beta_1 i_{b1} - (1 + \beta_2') i'_{b2} - \beta_1' i'_{b1} - i_{b1} &= -(1 + \beta_2') i'_{b2} + i'_{b1} \end{aligned}$$

$$i'_{b1} = - \left(\frac{\beta_1 + 2}{\beta_1'} \right) i_{b1} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} i_4 &= -i'_{b2} - i'_2 + i'_{b1} = -(1 + \beta_2') i'_{b2} + i'_{b1} \\ \frac{v'_1 - v'_2}{Z_{L2}} &= -(1 + \beta_2') i'_{b2} + i'_{b1} \\ (v_1 - h_{112} i_{b2}) - (v_2 - h'_{112} i'_{b2}) &= -Z_{L2} (1 + \beta_2') i'_{b2} + Z_{L2} i'_{b1} \\ Z_{L1} i_3 - h_{112} i_{b2} + h'_{112} i'_{b2} &= -Z_{L2} (1 + \beta_2') i'_{b2} + Z_{L2} i'_{b1} \\ Z_{L1} (i'_{b2} - i_2 - i_1) - h_{112} i_{b2} + h'_{112} i'_{b2} &= -Z_{L2} (1 + \beta_2') i'_{b2} + Z_{L2} i'_{b1} \\ Z_{L1} i'_{b2} - \beta_2 Z_{L1} i_{b2} - \beta_1 Z_{L1} i_{b1} - h_{112} i_{b2} + h'_{112} i'_{b2} + Z_{L2} (1 + \beta_2') i'_{b2} - Z_{L2} i'_{b1} &= 0 \\ i'_{b2} &= \frac{\beta_2 Z_{L1} i_{b2} + \beta_1 Z_{L1} i_{b1} + Z_{L2} i'_{b1}}{Z_{L1} + h'_{112} + Z_{L2} i'_{b1}} \end{aligned} \quad (4)$$

En injectant (2) et (3) dans (4), on obtient :

$$i'_{b2} = \frac{Z_{L1} [(2 + \beta_1)(1 + \beta_2) - 2]}{Z_{L1}(1 - \beta_2\beta_2') + Z_{L2}(1 + \beta_2')(1 - \beta_2) + h'_{112}(1 - \beta_2)} i_{b1} \quad (4)$$

En faisant l'hypothèse que les quatre transistors sont identiques, c'est-à-dire :

$\beta_1 = \beta_2 = \beta_1' = \beta_2' = \beta$ et $h_{111} = h_{112} = h'_{111} = h'_{112} = h_{11}$ et que $\beta \gg 1$. On obtient les expressions suivantes :

$$(1) \rightarrow \frac{V_2 - V_1}{i} = \left(\frac{h_{11} + Z_{L1}}{1 + \beta} \right) \frac{i_{b2}}{i_{b1}} + \left(\frac{h_{11}}{1 + \beta} \right) + \left(\frac{\beta Z_{L1} - h_{11}}{\beta} \right) \frac{i'_{b1}}{i_{b1}} + \left(\frac{\beta Z_{L1} - h_{11}}{\beta} \right) \frac{i'_{b2}}{i_{b1}} \quad (1)'$$

$$(2) \rightarrow i_{b2} = -i_{b1} - i'_{b2} - i'_{b1} \quad (2)'$$

$$(3) \rightarrow i'_{b1} = -i_{b1} \quad (3)'$$

$$(4) \rightarrow i'_{b2} = \frac{-Z_{L1}}{Z_{L1} + Z_{L2} + \frac{h_{11}}{\beta}} i_{b1} \quad (4)'$$

En injectant (2)', (3)' et (4)' dans (1)' on obtient l'expression de l'impédance différentielle du NIC suivante :

$$Z_{NIC} = \frac{V_2 - V_1}{i} = - \frac{Z_{L1}^2}{Z_{L1} + Z_{L2} + \frac{h_{11}}{\beta}} + \left[\frac{\frac{2 h_{11}}{\beta}}{Z_{L1} + Z_{L2} + \frac{h_{11}}{\beta}} - 1 \right] Z_{L1} + \frac{2 h_{11}}{\beta}$$

Annexe IV.B : Données du constructeur du composant HFA3127

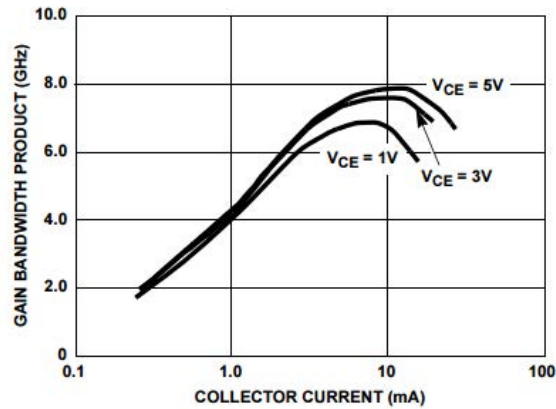


Figure IV.B: Produit gain-Bande passante en fonction du courant du collecteur I_C pour différents V_{CE}

Spécifications électriques des transistors :

Electrical Specifications $T_A = +25^\circ\text{C}$

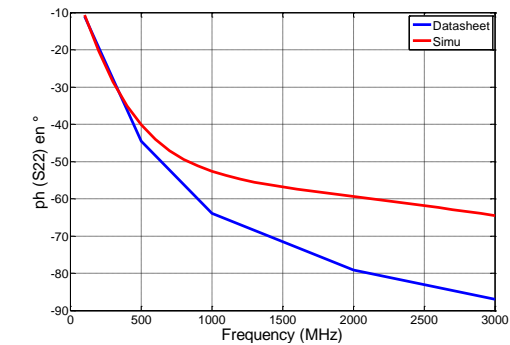
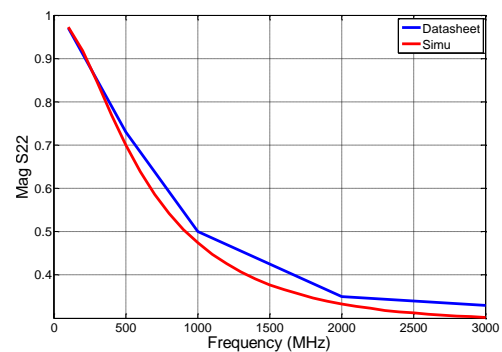
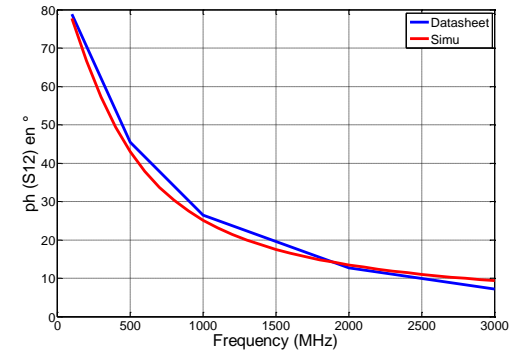
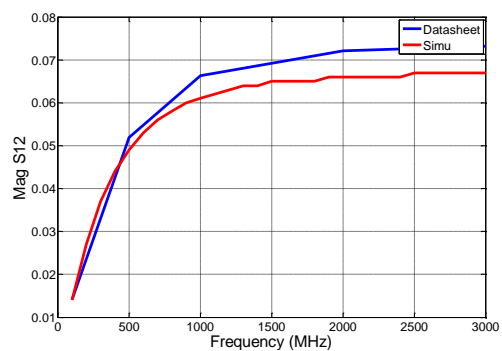
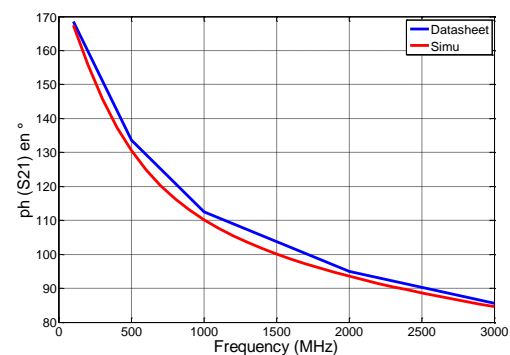
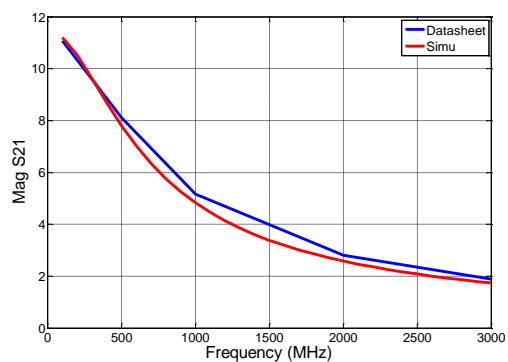
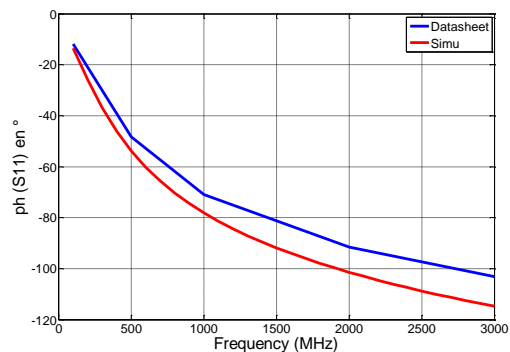
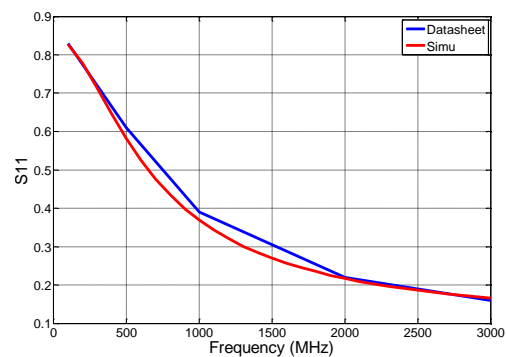
PARAMETER	TEST CONDITIONS	DIE			SOIC, QFN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DC NPN CHARACTERISTICS								
Collector to Base Breakdown Voltage, $V_{(BR)CBO}$	$I_C = 100\mu A$, $I_E = 0$	12	18	-	12	18	-	V
Collector to Emitter Breakdown Voltage, $V_{(BR)CEO}$	$I_C = 100\mu A$, $I_B = 0$	8	12	-	8	12	-	V
Collector to Emitter Breakdown Voltage, $V_{(BR)CES}$	$I_C = 100\mu A$, Base Shorted to Emitter	10	20	-	10	20	-	V
Emitter to Base Breakdown Voltage, $V_{(BR)EBO}$	$I_E = 10\mu A$, $I_C = 0$	5.5	6	-	5.5	6	-	V
Collector-Cutoff-Current, I_{CEO}	$V_{CE} = 6V$, $I_B = 0$	-	2	100	-	2	100	nA
Collector-Cutoff-Current, I_{CBO}	$V_{CB} = 8V$, $I_E = 0$	-	0.1	10	-	0.1	10	nA
Collector to Emitter Saturation Voltage, $V_{CE(SAT)}$	$I_C = 10mA$, $I_B = 1mA$	-	0.3	0.5	-	0.3	0.5	V
Base to Emitter Voltage, V_{BE}	$I_C = 10mA$	-	0.85	0.95	-	0.85	0.95	V
DC Forward-Current Transfer Ratio, h_{FE}	$I_C = 10mA$, $V_{CE} = 2V$	40	130	-	40	130	-	
Early Voltage, V_A	$I_C = 1mA$, $V_{CE} = 3.5V$	20	50	-	20	50	-	V
Base to Emitter Voltage Drift	$I_C = 10mA$	-	-1.5	-	-	-1.5	-	mV/°C
Collector to Collector Leakage		-	1	-	-	1	-	pA

Electrical Specifications $T_A = +25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	DIE			SOIC, QFN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DYNAMIC NPN CHARACTERISTICS								
Noise Figure	f = 1.0GHz, V _{CE} = 5V, I _C = 5mA, Z _S = 50Ω	-	3.5	-	-	3.5	-	dB
f _T Current Gain-Bandwidth Product	I _C = 1mA, V _{CE} = 5V	-	5.5	-	-	5.5	-	GHz
	I _C = 10mA, V _{CE} = 5V	-	8	-	-	8	-	GHz

Annexe IV.C : Matrice S du transistor HFA3127

Comparaison des résultats de simulation et des données du constructeur Intersil du transistor en mode amplificateur à émetteur commun à partir des paramètres Spice.



Références Bibliographiques

- [1] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," *Proc. IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [2] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [3] R. F. Harrington, "On the gain and beamwidth of directional antennas," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 6, no. 3, pp. 219–225, Jul. 1958.
- [4] M. Pigeon, C. Delaveaud, L. Rudant, and K. Belmkaddem, "Miniature directive antennas," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 6, no. 01, pp. 45–50, 2014.
- [5] M. Pigeon, A. Clemente, C. Delaveaud, and L. Rudant, "Analysis of Harrington limit for electrically small antenna directivity," in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 2921–2925.
- [6] S. Clauzier, S. Mikki, Y. Antar, A. Sharaiha, and P. Pouliguen, "A Method to Obtain Current Distributions on Small Antennas with Optimum Directivity," in *the 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2015.
- [7] M. Pigeon, L. Rudant, C. Delaveaud, and K. Belmkaddem, "Antennes miniatures Superdirectives," presented at the Journées Nationales des Microndes (JNM 2013), Paris, 2013.
- [8] O. Luukkonen, A. O. Karilainen, J. Vehmas, C. Simovski, and S. A. Tretyakov, "A high-impedance surface based antenna #x2014; Lose the antenna," in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–5.
- [9] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "High-Directivity, Electrically Small, Low-Profile Near-Field Resonant Parasitic Antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 305–309, 2012.
- [10] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: physics and engineering explorations*. John Wiley & Sons, 2006.
- [11] A. D. Yaghjian, "Increasing the supergain of electrically small antennas using metamaterials," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, pp. 858–860.
- [12] S. R. Best, "Progress in the design and realization of an electrically small Huygens source," in *2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2010, pp. 1–4.
- [13] H. Beverage, "Radioreceiving system," 1 381 089, Apr-1920.
- [14] H. G. Schantz, "Directive, electrically-small UWB antennas," in *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2012, pp. 227–231.
- [15] O. S. Kim, S. Pivnenko, and O. Breinbjerg, "Superdirective Magnetic Dipole Array as a First-Order Probe for Spherical Near-Field Antenna Measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4670–4676, Oct. 2012.
- [16] J. M. Lugo, J. de Almeida Goes, A. Louzir, P. Minard, D. Lo Hine Tong, and C. Person, "Design, optimization and characterization of a superdirective antenna array," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 3736–3739.

- [17] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. . Hein, "Miniaturized Antenna Arrays with an Element Separation down to $\lambda/10$," in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 5897–5900.
- [18] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Revised edition. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2005.
- [19] B. Sentucq, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Superdirective metamaterial-inspired electrically small antenna arrays," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 151–155.
- [20] M. Pigeon, A. Sharaiha, and S. Colardey, "Miniature and superdirective two element end-fire antenna array," presented at the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2014.
- [21] M. Thevenot, C. Menudier, A. El Sayed Ahmad, G. Zakka El Nashef, F. Fezai, Y. Abdallah, E. Arnaud, F. Torres, and T. Monediere, "Synthesis of antenna arrays and parasitic antenna arrays with mutual couplings," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, 2012.
- [22] A. Clemente, M. Pigeon, L. Rudant, and C. Delaveaud, "Design of a Super Directive Four-Element Compact Antenna Array Using Spherical Wave Expansion," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 4715–4722, Nov. 2015.
- [23] J. E. Hansen, *Spherical near-field antenna measurements*, vol. 26. Iet, 1988.
- [24] A. Haskou, A. Clemente, A. Sharaiha, C. Delaveaud, S. Collardey, and L. Rudant, "A parasitic three-element superdirective electrically small antenna array," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1–4.
- [25] R. M. Foster, "A Reactance Theorem," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 3, no. 2, pp. 259–267, Apr. 1924.
- [26] J. T. Aberle and R. Loepsinger-Romak, *Antennas with Non-Foster Matching Networks*. Constantine A. Balanis, 2007.
- [27] H. Mirzaei and G. V. Eleftheriades, "A wideband metamaterial-inspired compact antenna using embedded non-Foster matching," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, pp. 1950–1953.
- [28] N. Zhu and R. W. Ziolkowski, "Advances in electrically small antennas augmented with internal non-Foster elements," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 2769–2771.
- [29] S. R. Best, "The Foster reactance theorem and quality factor for antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 306–309, Dec. 2004.
- [30] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *J. Frankl. Inst.*, vol. 249, no. 1, pp. 57–83, Jan. 1950.
- [31] S. E. Sussman-Fort and R. M. Rudish, "Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 8, pp. 2230–2241, Aug. 2009.
- [32] J. G. Linvill, "Transistor Negative-Impedance Converters," *Proc. IRE*, vol. 41, no. 6, pp. 725–729, Jun. 1953.
- [33] J. L. Merrill, "Theory of the negative impedance converter," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 30, no. 1, pp. 88–109, Jan. 1951.
- [34] L. Wallace Jr Robert and others, *Negative impedance converters employing transistors*. Google Patents, 1955.

- [35] D. Sievenpiper, M. Jacob, and J. Long, "Active electromagnetic structures, metamaterials, and antennas," in *2012 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2012, pp. 289–292.
- [36] W. Li, R. Chen, N. Zhai, S. Li, and R. Mittra, "Wideband matching of an electrically small antenna using a negative impedance converter technique," in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, pp. 1–2.
- [37] Y. Shen and T.-H. Chio, "Limitation of Negative Impedance Converter using Operational Amplifier for matching electrically small antenna," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 1962–1963.
- [38] C. R. White, J. W. May, and J. S. Colburn, "A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 1, pp. 35–37, Jan. 2012.
- [39] S. Saadat, H. Aghasi, E. Afshari, and H. Mosallaei, "Low-Power Negative Inductance Integrated Circuits for GHz Applications," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [40] H. Mirzaei and G. V. Eleftheriades, "Realizing Non-Foster Reactive Elements Using Negative-Group-Delay Networks," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4322–4332, Dec. 2013.
- [41] T. P. Weldon, J. M. C. Covington, K. L. Smith, and R. S. Adams, "Performance of digital discrete-time implementations of non-Foster circuit elements," in *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2015, pp. 2169–2172.
- [42] A. D. Harris and G. A. Myers, "An investigation of broadband miniature antennas," DTIC Document, 1968.
- [43] S. E. Sussman-Fort, "Gyrator-based biquad filters and negative impedance converters for microwaves," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 8, no. 2, pp. 86–101, Mar. 1998.
- [44] C. R. White, J. S. Colburn, and R. G. Nagele, "A Non-Foster VHF Monopole Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 584–587, 2012.
- [45] N. Zhu and R. W. Ziolkowski, "Broad-Bandwidth, Electrically Small Antenna Augmented With an Internal Non-Foster Element," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1116–1120, 2012.
- [46] R. W. Ziolkowski, M.-C. Tang, and N. Zhu, "An efficient, electrically small antenna with large impedance bandwidth simultaneously with high directivity and large front-to-back ratio," in *Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, 2013, pp. 885–887.
- [47] M. M. Jacob, J. Long, and D. F. Sievenpiper, "Noise in non-Foster antenna matching circuits," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 2205–2206.
- [48] M. Barbutto, A. Monti, F. Bilotti, and A. Toscano, "Design of a Non-Foster Actively Loaded SRR and Application in Metamaterial-Inspired Components," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 3, pp. 1219–1227, Mar. 2013.
- [49] I. Halkhams, M. El Bekkali, W. El Hamdani, S. Mazer, M. Mehdi, and C. Algani, "Fully differential active inductor for CMOS active filter applications," in *2015 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, 2015, pp. 007–010.

- [50] C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, S. Bila, V. Madrangeas, and D. Belot, "A tunable bandpass BAW-filter architecture using negative capacitance circuitry," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008. RFIC 2008*, 2008, pp. 605–608.
- [51] A. De Marcellis, G. Ferri, and V. Stornelli, "NIC-based capacitance multipliers for low-frequency integrated active filter applications," in *Research in Microelectronics and Electronics Conference, 2007. PRIME 2007. Ph.D.*, 2007, pp. 225–228.
- [52] D. Bouchaala, O. Kanoun, and N. Derbel, "High accurate and wideband current excitation for bioimpedance health monitoring systems," *Measurement*.
- [53] J. Long, M. M. Jacob, and D. F. Sievenpiper, "Broadband fast-wave propagation in a non-Foster circuit loaded waveguide," *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 62, no. 4, pp. 789–798, 2014.
- [54] J. Long and D. F. Sievenpiper, "Stable multiple non-Foster circuits loaded waveguide for broadband non-dispersive fast-wave propagation," *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 23, pp. 1708–1710, 2014.
- [55] S. Hrabar, I. Krois, I. Bonic, and A. Kirichenko, "Ultra-broadband simultaneous superluminal phase and group velocities in non-Foster epsilon-near-zero metamaterial," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 102, no. 5, p. 054108, Feb. 2013.
- [56] D. Muha, S. Hrabar, I. Krois, A. Kirichenko, I. Bonic, and D. Zaluski, "Numerical analysis of non-Foster-based leaky-wave antenna," in *ELMAR, 2012 Proceedings*, 2012, pp. 325–328.
- [57] J. Long, M. M. Jacob, and D. F. Sievenpiper, "Broadband Fast-Wave Propagation in a Non-Foster Circuit Loaded Waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 4, pp. 789–798, Apr. 2014.
- [58] S. Lee, H. Park, J. Kim, and Y. Kwon, "A 6 #x2013;18 GHz GaN pHEMT power amplifier using non-foster matching," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, 2015, pp. 1–4.
- [59] S. Sedlock, "DESIGN AND ANALYSIS OF AN INTEGRATED PULSE MODULATED S-BAND POWER AMPLIFIER IN GALLIUM NITRIDE PROCESS," Kansas state University, Master Thesis of science, 2012.
- [60] W. Struble and A. Platzker, "A rigorous yet simple method for determining stability of linear N-port networks [and MMIC application]," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1993. Technical Digest 1993., 15th Annual*, 1993, pp. 251–254.
- [61] M. Campovecchio, J. C. Nallatamby, S. Mons, R. Quere, and G. Pataut, "Stability Analysis of Millimeter-Wave Circuits. Application to DC-40GHz PHEMT amplifier and Ku-band HBT power amplifier," in *Microwave Conference, 2000. 30th European*, 2000, pp. 1–4.
- [62] J. F. McCann, J. T. Aberle, and Y.-C. Lai, "A nonlinear-dynamics based approach to stability analysis of non-foster networks with electrically-small antennas," in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [63] A. Elfrgani, R. Moussounda, and R. G. Rojas, "Time-domain stability analysis/design of negative impedance Inverters and converters," in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [64] T. S. Parker, L. O. Chua, and T. S. Parker, *Practical numerical algorithms for chaotic systems*. Springer New York, 1989.

- [65] R. Gencay and W. D. Dechert, "An algorithm for the n Lyapunov exponents of an n -dimensional unknown dynamical system," *Phys. Nonlinear Phenom.*, vol. 59, no. 1–3, pp. 142–157, Oct. 1992.
- [66] D. Lai and G. Chen, "Statistical analysis of Lyapunov exponents from time series: A Jacobian approach," *Math. Comput. Model.*, vol. 27, no. 7, pp. 1–9, Apr. 1998.
- [67] A. Wolf, J. B. Swift, H. L. Swinney, and J. A. Vastano, "Determining Lyapunov exponents from a time series," *Phys. Nonlinear Phenom.*, vol. 16, no. 3, pp. 285–317, Jul. 1985.
- [68] Z. A. Xu, C. R. White, M. W. Yung, Y. J. Yoon, D. A. Hitko, and J. S. Colburn, "Non-Foster Circuit Adaptation for Stable Broadband Operation," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 571–573, Nov. 2012.
- [69] S. D. Stearns, "Circuit stability theory for non-Foster circuits," in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–3.
- [70] R. L. Brennan, T. R. Viswanathan, and J. V. Hanson, "The CMOS negative impedance converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 5, pp. 1272–1275, Oct. 1988.
- [71] R. W. Demonte, "Negative impedance repeaters for non-loaded lines," US 3,204,048, 1965.
- [72] S. Darlington, "Semiconductor signal translating device," US 2,663,806, 1953.
- [73] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, "Equivalent-Circuit Analysis of a Broadband Printed Dipole With Adjusted Integrated Balun and an Array for Base Station Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 2180–2184, Jul. 2009.

Table des illustrations

Figure 1 : Illustration d'une antenne miniature directive pour une application de RFID en environnement domestique	8
Figure 2: Illustration d'une antenne miniature directive pour une application de RFID en environnement industriel	8
Figure I.1 : Sphère de Wheeler de rayon a , associée à un dipôle	16
Figure I.2 : Modélisation circuit proposée par Wheeler pour des antennes électriquement petites [1]	17
Figure I.3: Illustration des diagrammes de rayonnement isotrope(a), omnidirectionnel (b) et directif (c)	18
Figure I.4 : Repère sphérique illustrant les angles d'élévation θ et d'azimut ϕ	18
Figure I.5: Limite « normale » de la directivité selon Harrington et limite d'Harrington re-normalisée	19
Figure I.6 : Antenne réseau miniature à 5 dipôles infinitésimaux [6]	20
Figure I.7: Optimisation de la directivité du réseau dans [6]	20
Figure I.8: Illustration d'une antenne électriquement petite et directive associée à un plan réflecteur de type méta-matériaux [9]	21
Figure I.9: Source de Huygens traitée dans [12] (a) et diagramme de rayonnement associé (rouge) (b)	21
Figure I.10: Principe de directivité d'une antenne de Beverage [13]	22
Figure I.12: Réseau de découplage (a) et réseau de monopoles miniatures (b). Diagramme avec (rouge) et sans réseau de découplage (bleu) (c)	23
Figure I.13: Antenne Yagi-Uda	23
Figure I.14: Structure de l'élément du réseau proposé dans [19]	24
Figure I.15: Illustration du réseau (a) et des directivités associées (b) [19]	24
Figure I.16: (a) Structure du réseau proposée dans [20] et (b) directivité en fonction de la fréquence	25
Figure I.17: Structure du réseau (a), Directivité maximale (b) et charges réactives associées aux éléments parasites (c)	25
Figure I.18 : Processus d'optimisation de la directivité d'un réseau d'antenne	27
Figure I.19 : Réseau d'antennes dipôles parasites chargés	29
Figure I.20 : Structure d'antenne (a), impédances de charges optimales (b) et directivité (c) des travaux [22]	29
Figure I.21: Réseau d'antennes parasites étudié dans [24]	30
Tableau I.1: Impédances d'optimisation associées à chaque éléments du réseau	30
Figure I.22: Directivité des antennes étudiées dans [22] et [24] en fonction de ka	31
Figure I.23: Réseau planaire à deux dipôles	32
Tableau I.2: Charge optimale Z	33
Figure I.24: Diagramme 3D de la directivité suivant les polarisations principale (a) et croisée (b) du réseau à 2 dipôles	33
Figure I.25: Directivité en fonction de ka du réseau d'antennes à deux dipôles	33
Figure I.26: Directivité en fonction de la fréquence dans la direction $\phi=0^\circ$	34
Figure I.27 : Optimisation large bande de la directivité (rouge) et optimisation à 868 MHz (bleu)	35
Figure I.28: Comportement en fréquence de Z optimisée sur 750-950 MHz	35
Figure I.29 : Excitation du réseau (a), comparaison des parties réelles de Z (b) et des parties imaginaires (c) selon l'excitation du réseau.	36
Tableau I.3: Fréquence de fonctionnement, bande passante observée et directivité maximale du réseau	37
Figure I.30: Directivité optimale pour les trois fréquences de fonctionnement	37
Figure I.31: Impédance Z optimale pour chaque fréquence de fonctionnement: 433 MHz (a), 868 MHz (b) et 2.4 GHz (c)	38
Figure I.32 Réseau planaire à deux éléments parasites	39
Tableau I.4: Charges Z_1 et Z_2 optimisées à 868 MHz	40
Figure I.33: Diagramme 3D de la directivité suivant les polarisations principale (a) et croisée (b) du réseau à 3 dipôles	40

Figure I.34: Directivité maximale en fonction de la dimension électrique de l'antenne et sa confrontation aux limites de directivité	41
Figure I.35: Directivité en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée à 868 MHz	41
Figure I.36: Directivité en fonction de la fréquence sur 850-880MHz	42
Figure I.37: Impédance optimale Z_1 et Z_2 nécessaires avoir une directivité maximale entre 850MHz et 880MHz.....	42
Figure II.1 : Comparaison de la réactance des éléments Foster et Non-Foster	49
Figure II.2 : Coefficient de réflexion pour une capacité négative idéale (a) et une inductance négative idéale (b) pour des fréquences croissantes	49
Figure II.3: Modélisation circuit d'une antenne électriquement petite de type résonante	50
Figure II.4 : Adaptation d'impédance avec un circuit passif classique (a) et avec un élément Non-Foster (b)	51
Figure II.5: Principe du montage NIC	52
Figure II.6: Circuit NIC de Linvill [32].....	52
Figure II.7: Architecture du NIC et résultats de capacité négative[35].....	53
Figure II.8: Architecture NIC proposée dans [31].....	53
Figure II.9 : Structure NIC référencée à la masse à base d'AOP	53
Figure II.10: Structure NIC à base d'AOP de type flottante et sa représentation simplifiée ...	54
Figure II.11 : NIC à base d'AOP [36].....	54
Figure II.12: Principe de fonctionnement d'un inverseur d'impédance négative	55
Figure II.13 : Architecture de NII et inductance négative associée [35].....	55
Figure II.14: Circuit intégré réalisant une inductance négative à partir de capacité variable [38]	56
Figure II.15: Architecture du circuit NIC (a), layout (b) et inductances négatives (c) présentés dans [39].....	56
Figure II.16: Différents types de NGD illustrés dans [14].....	57
Figure II.17: Démonstration de l'implication : Non-Foster vers NGD	58
Figure II.18: (a) cellule en T d'éléments Non-Foster, (b) Circuit NGD associé à la cellule en T, (c) réalisation du circuit NGD, mesure d'inductance négative (d) et de capacité négative (e).	58
Figure II.19: Schéma block d'un circuit Non-Foster à temps discret.....	59
Figure II.20 : Impédance d'entrée évaluée de manière à obtenir une capacité de -25pF	60
Figure II.21 : Amélioration du gain des antennes miniatures associées à une capacité Non-Foster par rapport à une antenne fouet [42]	62
Figure II.22: Association antenne et NIC (a), résultats de capacité négative (b), architecture de circuit NIC utilisée (c)	62
Figure II.23: Circuit NIC (a), son association avec l'antenne monopole (b) et les résultats sur la réactance (c) des travaux [44].....	63
Figure II.24: Géométrie de l'antenne (a) et coefficient de réflexion pour une inductance de charge de 47 nH (b) des travaux [45].....	63
Figure II.25: Circuit NIC utilisé (a), Bande passante observée avec une inductance négative en simulation en mesure (b), réalisation de l'antenne (c)	64
Figure II.26 : Structure d'antenne présentée dans [46] (a), résultats issus de la co-simulation du NIC et de l'antenne (b).	65
Figure II.27: Circuits d'adaptation d'impédance passif et actif (a), Comparaison des deux circuits sur l'adaptation de l'antenne (b), réalisation du système NIC et antenne (c), comparaison simulation/mesure de l'adaptation d'impédance (d).	66
Figure II.28 : Système antenne associant une structure SRR et un monopole (a), Circuit NIC utilisé (b), coefficient de réflexion du système chargé et non chargé par les éléments Non-Foster (c), Directivité dans le plan H à 96.1, 100 et 106.1 MHz (d)	67
Figure II.29 : Fréquences d'anti-résonances du filtre (a) , architecture du NIC associée (b) et performances RF (c)	68
Figure II.30: Association de la capacité Non-Foster à la source de courant (a), courant mesuré pour différentes impédances de charges (b) et architecture NIC utilisée (c) dans [52]	69
Figure II.31: Capacités Non-Foster associées à un guide d'ondes [57]	69
Figure II.32 : guide d'onde considéré en vue top et bottom (a), schéma électrique et circuit imprimé du NIC réalisé (b), capacité négative et coefficient de qualité associé (c)	70

Figure II.33: demi-plan complexe droit, zone où pôles de la fonction de transfert sont instables	72
Figure II.34: Circuit d'adaptation Non-Foster et modèle équivalent de l'antenne	72
Figure II.35: (a) équations différentielles du circuit total, (b) illustration du courant lorsque le circuit est stable et (c) lorsque celui-ci est instable.	73
Figure II.36: modèle équivalent de l'antenne et circuit d'adaptation Non-Foster avec les non-linéarités	73
Figure II.37 Stabilité du système d'antenne et de NIC évaluée en appliquant les coefficients de Lyapunov [63].	74
Figure II.38: boucle de rétroaction appliquée pour stabiliser le NIC et une implémentation de cette boucle [68]	75
Figure II.39: Mesure du signal (a) et du bruit (b) du récepteur avec et sans circuit non-Foster	76
Figure II.40: Amélioration du RSB suite à l'ajout d'un circuit Non-Foster.	77
Figure II.41 : Analyse de bruit et de RSB avec et sans circuit NIC	77
Figure II.42: Facteur de bruit simulé du NIC et facteur de bruit tolérable du récepteur	78
Figure III.1: Comportement RF de l'architecture NIC étudiée	84
Figure III.2: Schéma petits-sinaux simplifié d'un transistor bipolaire	85
Figure III.3: modélisation petits-sinaux du circuit NIC étudié	85
Figure III.4: comparaison du modèle analytique et du modèle électrique idéal du NIC pour deux charges inductives (a) et deux charges capacitives (b)	87
Figure III.5: Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique réel du NIC pour une charge capacitive de 2 pF	88
Figure III.6: Modèle électrique du NIC	89
Figure III.7: Modèle électrique du NIC avec un bout de ligne micro ruban dans la boucle de rétroaction.....	90
Figure III.8 : Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de lignes	90
Figure III.9 :Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente en fonction de la fréquence pour différentes natures de substrat	91
Figure III.10 : Co-simulation du NIC et de son circuit imprimé.....	92
Figure III.11: Empilage des couches du PCB associé au circuit NIC	92
Figure III.12 : Conception du NIC sur trois PCB différents	92
Figure III.13 : Variation de la partie réelle du NIC et de la capacité équivalente pour les trois PCB du NIC et comparaison aux résultats du schématisé.	93
Figure III.14: Réalisation du NIC sur deux PCB différents (a) circuit 1 et (b) circuit 3	94
Figure III.15: Résultats de mesure du NIC sur deux circuits imprimés différents	95
Figure III.16: Structure du réseau d'antenne considéré	95
Figure III.17: Impédance idéale Z_{NIC_cible} issue de l'optimisation de la directivité du réseau d'antenne.....	96
Tableau III.1: éléments R, L, C utilisés pour illustrer la comparaison des résonnances	96
Figure III.18: comparaison des impédances issues de circuits résonnants R,L,C ; -R, -L, -C mis en série (a) et mis en parallèle (b).....	97
Figure III.19: charge Z_L optimale pour obtenir une antenne compacte directive large bande à partir d'une architecture classique de Linvill	97
Figure III.20 : Directivité du réseau d'antenne impactée par la dispersion de la capacité de charge $C=0.5$ pF.....	98
Figure IV.1: Architecture NIC étudiée dans [70].....	104
Figure IV.2 : (a) Architecture NIC étudiée dans [57], (b) résultats de mesure de capacité Non-Foster	104
Figure IV.3 : Brevet d'un NIC issue de [71] avec mise en œuvre des transistors sous forme de Darlington et ses schémas électriques équivalents	105
Figure IV.4: Schéma bloc de la nouvelle architecture proposée.....	106
Figure IV.5: Nouvelle architecture de NIC proposée et étages de polarisation	106
Figure IV.6: Schéma bloc (a) et fonctionnement RF (b) de la nouvelle architecture NIC	107
Figure IV.7: Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique idéal du NIC pour deux charges inductives (a) et deux charges capacitives (b)	108
Figure IV.8 : Comparaison du modèle analytique et du modèle électrique réel du NIC pour deux charges capacitives	109

Figure IV.10 : Comparaison des capacités négatives équivalentes du NIC issu de l'état de l'art et de l'architecture alternative proposée pour $f=868$ MHz	110
Tableau IV.1 : Plage de variation de capacité négative équivalente pour les trois architectures de NIC comparées à 868 MHz	111
Figure IV.11: Empilage des couches de diélectriques et de cuivre sur le circuit imprimé du NIC miniaturisé	112
Figure IV.13 : Comparaison du NIC miniature et du NIC préliminaire	114
Figure IV.14: Carte d'évaluation du NIC miniature (a) et assemblage de la carte et du NIC miniature (b)	115
(IV.2)	116
Figure IV.16: Comparaison de l'impédance du NIC en co-simulation et mesure pour des charges $Z_{L1}=5.6\text{pF}$ et $Z_{L2}=36\text{nH}$	117
Figure IV.17: Impédance du NIC réajustée pour $Z_L=5.6\text{pF}$ (a) et capacité Non-Foster équivalente (b)	118
Figure IV.18: Impact de la charge inductive Z_{L2} sur l'impédance du NIC mesurée pour une combinaison de charge Z_{L1} de nature capacitive et Z_{L2} de nature inductive.	119
Figure IV.19 : Impact de la charge capacitive Z_L sur l'impédance du NIC pour une charge Z_{L2} inductive fixée à 24 nH	119
Figure IV.20: Impact des charges Z_{L1} et Z_{L2} sur le comportement en résistance négative du NIC pour Z_L fixe et Z_{L2} variable	120
Figure IV.21: Impact des charges Z_{L1} et Z_{L2} sur le comportement du NIC (a) pour Z_{L1} fixe et Z_{L2} variable (b) pour Z_{L1} variable et Z_{L2} fixe	121
Tableau IV.2: Balayage de Z_{L1} et Z_{L2} de 500 MHz à 1 GHz	122
Figure IV.22: Description de l'alimentation d'un dipôle par symétriseur imprimé	123
Figure IV.23: Dipôle élémentaire $0.4 \lambda_0$ avec un symétriseur imprimé (a), (b), (c).	124
Figure IV.24: Distribution des courants sur le dipôle alimenté à travers le balun	124
Figure IV.25: Diagrammes de rayonnement du dipôle élémentaire excité à travers un symétriseur observé à 868 MHz	125
Figure IV.26: Réseau d'antennes dipôles à un élément parasite équilibré	126
Figure IV.27: Impédance optimale $Z_{\text{NIC_cible}}$	126
Figure IV.28: Etape 2 de conception : réseau d'antennes-NIC	127
Tableau IV.3: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation	128
Figure IV.29: Comparaison des parties réelle et imaginaire de $Z_{\text{NIC_cible}}$, $Z_{\text{NIC_simu}}$	128
Figure IV.30: Directivité du réseau à un élément parasite pour les impédances de charge $Z_{\text{NIC_simu}}$, $Z_{\text{NIC_cible}}$ et le cas de référence passif	129
Figure IV.31: Amélioration de la directivité d'un réseau à un élément parasite par rapport à l'état de l'art	130
Figure IV.32: Procédure de conception : réseau d'antennes-NIC	130
Tableau IV.4: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation	131
Figure IV.33: Comparaison des parties réelle et imaginaire de $Z_{\text{NIC_cible}}$, $Z_{\text{NIC_mesure}}$	131
Figure IV.34: Directivités obtenues à partir de $Z_{\text{NIC_mesure}}$ et du cas référence dans la direction $\phi = 0^\circ$	132
Figure IV.35 : Directivités obtenues à partir de $Z_{\text{NIC_mesure}}$ et du cas référence dans la direction $\phi = 180^\circ$	133
Figure IV.36: Rapport avant-arrière de l'antenne chargée par $Z_{\text{NIC_mesure}}$ et de l'antenne référence	133
Tableau IV.5: Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne passive et de l'antenne chargée par $Z_{\text{NIC_mesure}}$	134
Tableau IV.6: Impédances Z_{L1} et Z_{L2} issues de l'optimisation	135
Figure IV.37: Comparaison des parties réelle et imaginaire de $Z_{\text{NIC_cible}}$, $Z_{\text{NIC_mesure}}$	135
Figure IV.38: Directivité maximale ($\phi = 0^\circ$) de l'antenne chargée par le NIC comparée à l'antenne de référence (a). Comparaison du FTBR pour ces deux antennes (b) et diagramme de rayonnements polaires des deux antennes à 1076 MHz, 1378 MHz et 1200 MHz (c) ...	136
Figure III.A.1: Montage émetteur commun du transistor bipolaire	142
Figure III.A.2 : Carte d'évaluation du transistor bipolaire en mode émetteur commun	143
Figure III.A.3: Point de compression à 1 dB en simulations (a) et en mesures (b)	144
Tableau III.A.1: Point de compression à 1 dB en simulation et mesure	144
Figure III.A.4: Simulation et mesure de P_{out} en fonction de P_{in} en amplitude (a) et en phase (b) à 868 MHz	144

Figure III.A.5: Comparaison entre simulation et mesure des paramètres S du transistor bipolaire	145
Figure IV.B: Produit gain-Bande passante en fonction du courant du collecteur I_c pour deifférents V_{CE}	149

Table des matières

Introduction générale.....	5
1. Contexte de l'étude et problématique adressée.....	7
2. Objectif de l'étude	9
3. Organisation du mémoire.....	10
 Chapitre I: Antennes miniatures directives.....	 13
Introduction	15
1. Antennes miniatures à rayonnement directif	16
1.1. <i>Antennes électriquement petites.....</i>	<i>16</i>
1.2. <i>Directivité des antennes miniatures</i>	<i>17</i>
1.3. <i>Super directivité et limites associées</i>	<i>19</i>
1.4. <i>Etat de l'art : antennes miniatures directives.....</i>	<i>21</i>
2. Réseaux d'antennes compacts à éléments parasites super directifs.....	26
2.1. <i>Optimisation de la directivité des réseaux d'antennes.....</i>	<i>26</i>
2.2. <i>Limitations des antennes miniatures directives</i>	<i>29</i>
2.3. <i>Etude d'un réseau de dipôles à un élément parasite.....</i>	<i>32</i>
2.4. <i>Etude d'un réseau de dipôles à deux éléments parasites</i>	<i>39</i>
Conclusion.....	43
 Chapitre II: Eléments Non-Foster et réalisations associées.....	 45
Introduction	47
1. Impédances négatives et éléments Non-Foster	48
1.1. <i>Théorie des éléments Non-Foster</i>	<i>48</i>
1.2. <i>Réalisation des éléments Non-Foster</i>	<i>51</i>
2. Applications des éléments Non-Foster et propriétés des circuits associés	61
2.1. <i>Applications des éléments Non-Foster</i>	<i>61</i>
2.2. <i>Propriétés des NIC : stabilité et bruit.....</i>	<i>71</i>
Conclusion.....	79

Chapitre III: Evaluation du circuit de Linvill.....	81
Introduction	83
1. Conception et réalisation d'un circuit convertisseur d'impédance négative	84
1.1. Description de l'architecture	84
1.2. Etudes préliminaires du NIC.....	85
2. Impacts technologiques sur les performances du NIC.....	91
2.1. Topologies des configurations de PCB testées	91
2.2. Sensibilité du NIC aux contraintes technologiques des circuits imprimés	93
2.3. Réalisation du NIC et validations expérimentales	94
2.4. Circuit NIC de Linvill dans un contexte particulier	95
Conclusion.....	99
 Chapitre IV: Preuve de concept d'antenne miniature directive active.....	 101
Introduction	103
1. Proposition d'une architecture alternative	104
1.1. Modifications apportées aux architectures de NIC dans la littérature	104
1.2. Architecture alternative proposée.....	106
1.3. Validation du modèle analytique	107
1.4. Avantages de l'architecture proposée	109
2. Conception et réalisation d'un circuit compact	112
2.1. NIC miniaturisé pour des applications d'antennes directives en bande UHF	112
2.2. Carte d'évaluation de la brique technologique	114
2.3. Performances du NIC miniature et validations expérimentales	115
3. Perspectives pour les antennes miniatures directives.....	123
3.1. Démonstrateur de réseau d'antennes compact	123
3.2. Conception du NIC associé au démonstrateur.....	126
3.3. Démonstration expérimentale.....	131
Conclusion.....	137

Conclusion générale et perspectives.....	139
1. Conclusions	139
2. Perspectives	140
Annexes	142
<i>Annexe III.A : Etude de l'élément de base du NIC : le transistor bipolaire</i>	<i>142</i>
<i>Annexe III.B : Impédances liées aux circuits résonnants R, L, C mis en série (a) et en parallèle (b)..</i>	<i>146</i>
<i>Annexe IV.A : Résolution du modèle analytique simplifié de l'architecture de NIC alternative</i>	<i>147</i>
<i>Annexe IV.B : Données du constructeur du composant HFA3127</i>	<i>149</i>
<i>Annexe IV.C : Matrice S du transistor HFA3127.....</i>	<i>150</i>
Références Bibliographiques	151