



**HAL**  
open science

# Antennes miniatures et structures électromagnétiques à circuits non-Foster

Anna Niang

► **To cite this version:**

Anna Niang. Antennes miniatures et structures électromagnétiques à circuits non-Foster. Matériaux. Université Paris Saclay (COMUE), 2017. Français. NNT : 2017SACLS007 . tel-01592576

**HAL Id: tel-01592576**

**<https://theses.hal.science/tel-01592576>**

Submitted on 25 Sep 2017

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

NNT : 2017SACLS007

THESE DE DOCTORAT  
DE  
L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY  
PREPAREE A  
"L'UNIVERSITE PARIS-SUD"

ECOLE DOCTORALE N° 575  
Ecole Doctorale EOBÉ (Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering)

Spécialité de doctorat : Physique

Par

**Mme Anna NIANG**

Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits non-Foster

**Thèse présentée et soutenue au « C2N – Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies, Orsay », le « 09 Janvier 2017 » :**

**Composition du Jury :**

Mr. STARAJ Robert

Mr. MONEDIERE Thierry

Mr. BEGAUD Xavier

Mr. LATRACH Mohamed

Mr. De LUSTRAC André

Mr. BUROKUR Shah Nawaz

Mr. PIAU Gérard

Mr. BOUST Fabrice

Pr. LEAT, Univ. Nice

Pr. XLIM, Univ. Limoges

Pr. TELECOM Paris-Tech

MC. ESEO Angers

Pr. C2N Univ. Paris-Sud,

MC. LEME, Univ. Paris 10

Airbus Innovation

Chercheur Onéra

Rapporteur

Rapporteur

Président du jury

Examineur

Directeur de thèse

Co-encadrant

Invité

Invité



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma gratitude à Monsieur André de Lustrac, pour m'avoir guidée tout au long de ces trois années de thèse. Je le remercie chaleureusement pour la grande qualité de son encadrement au quotidien, de sa patience et de m'avoir poussée jusqu'au bout. Il a su me donner de précieux conseils tout en me laissant une grande autonomie.

Je tiens à remercier également Monsieur Shah Nawaz Burokur, co-encadrant de cette thèse pour ces conseils scientifiques et son soutien.

J'adresse mes remerciements à l'ensemble des membres du jury qui ont accepté de juger mes travaux.

Je remercie aussi Monsieur Gérard Pascal Piau d'Airbus Innovation ainsi que toute son équipe pour leur disponibilité pendant les nombreuses journées de mesures effectuées dans leur laboratoire.

Merci également à Monsieur Anatole Lupu notre chef d'équipe, ainsi qu'à tous les membres permanents de l'équipe CRIME du C2N ancien IEF.

Je pense maintenant à mes camarades anciens et moins nouveaux, en commençant par Qhyn Le Van. Merci Qhyn d'avoir été plus qu'un collègue de bureau, pour tes conseils, ta disponibilité et toute l'aide que tu m'a apportée et surtout de m'avoir supportée, toujours avec le sourire, les deux années pendant lesquelles on a partagé le bureau 124. Je pense aussi à Badreddine Ratni, merci pour ta gentillesse, ta générosité, pour ton aide permanent, pour les discussions intéressantes et les nombreux cafés que tu m'a offert. Bon courage pour cette dernière année de thèse que tu entames. Merci à Simon Marcellin pour les intéressantes discussions pendant les pauses-café. Merci à Jianjia Yi, Alexandre Sellier, Dylan Germain, Yulong Fan, Honguye Wang, Hélène Bochkova et Vincent Brac.

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire, plus particulièrement Madame Anne-Sophie Grimault de l'équipe et Monsieur Nicolas Zérounian de l'équipe EPHYCAS pour leur disponibilité et de m'avoir consacré un peu de leur temps précieux.

Je ne saurais terminer ces remerciements sans témoigner ma reconnaissance à ma mère, qui a été toujours là pour moi, à toute ma famille et amis qui m'ont encouragée et apportée leur soutien tout au long de cette thèse.

## *Remerciements*

---

Le meilleur pour la fin : merci à toi mon Bidi pour ton soutien pendant les bons et les mauvais moments. Merci pour tes encouragements et de t'être montré patient pendant ces mois de rédaction où mon investissement a pesé sur ma disponibilité et mon humeur. Merci pour ton attention de chaque instant.

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>i</b>
<b>Table des matières</b>	<b>iii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des abbréviations</b>	<b>xv</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Etat de l'art</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 Antennes miniatures . . . . .	6
1.2.1 Définition . . . . .	6
1.2.2 Caractéristiques d'une antenne . . . . .	7
1.2.2.1 Impédance d'entrée de l'antenne . . . . .	8
1.2.2.2 Le coefficient de réflexion . . . . .	9
1.2.2.3 Le rapport d'ondes stationnaires . . . . .	9
1.2.2.4 Bande passante et fréquence de résonance . . . . .	10
1.2.2.5 Efficacité . . . . .	11
1.2.2.6 Gain, directivité et diagramme de rayonnement . . . . .	13
1.2.2.7 Les régions du champ électromagnétique . . . . .	14
1.2.3 Limites fondamentales des antennes miniatures ou électri- quement petites . . . . .	15
1.2.3.1 Définition du facteur de qualité . . . . .	16
1.2.3.2 Compromis entre taille, bande passante et facteur de qualité des antennes électriquement petites . . . . .	17
1.2.4 Les techniques de miniaturisation . . . . .	26
1.2.4.1 Modification de la géométrie . . . . .	27

1.2.4.2	Utilisation de matériaux pour la miniaturisation d'antennes . . . . .	32
1.2.4.3	Miniaturisation par un circuit actif . . . . .	34
1.3	Les circuits non-Foster . . . . .	35
1.3.1	Principe de fonctionnement des NICs et des NIIs et implémentation de circuits non-Foster . . . . .	37
1.3.1.1	Les NICs à conversion de courant . . . . .	39
1.3.1.2	Les NICs à inversion de tension . . . . .	40
1.3.1.3	Les NIIs . . . . .	41
1.3.2	Avantages des circuits non-Foster . . . . .	42
1.3.3	Limites des circuits non-Foster . . . . .	42
1.3.3.1	La stabilité . . . . .	42
1.3.3.2	Autres limites . . . . .	46
1.4	Structures électromagnétiques à circuits non-Foster . . . . .	46
1.4.1	Adaptation d'impédance des antennes électriquement petites . . . . .	47
1.4.2	Autres applications . . . . .	50
1.5	Conclusion . . . . .	52
<b>2</b>	<b>Adaptation d'impédance avec un circuit non-Foster</b>	<b>53</b>
2.1	Introduction . . . . .	53
2.2	Concept de l'adaptation d'impédance idéale avec un circuit non-Foster	54
2.3	Démonstration pratique . . . . .	56
2.3.1	Choix des antennes à adapter activement . . . . .	58
2.3.1.1	Antenne monopôle de 7cm à faire fonctionner à 125 MHz . . . . .	58
2.3.1.2	Antenne commerciale utilisable sur les avions Airbus	59
2.3.2	Méthodologie de fabrication d'un circuit d'adaptation non-Foster . . . . .	60
2.3.3	Comparaison adaptation passive et adaptation active : Cas idéal . . . . .	62
2.3.4	Simulation et fabrication du circuit non-Foster stable . . . . .	65
2.3.4.1	Calcul des valeurs des éléments actifs et choix de la topologie de base . . . . .	68
2.3.4.2	Conception du circuit d'adaptation non-Foster . . . . .	71
2.3.4.3	Résultats de simulation et expérimentaux de l'antenne de 7 cm adaptée à 125 MHz . . . . .	74
2.3.5	Adaptation de l'antenne commerciale . . . . .	85
2.4	Limites de l'adaptation d'antennes miniatures avec un circuit non-Foster . . . . .	92
2.5	Conclusion . . . . .	96

<b>3</b>	<b>Propagation sur une ligne de transmission avec des circuits non-Foster</b>	<b>97</b>
3.1	Introduction . . . . .	97
3.2	Théorie sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu . . . . .	98
3.2.1	Rappels de base . . . . .	98
3.2.1.1	Propagation des ondes dans le vide . . . . .	98
3.2.1.2	Propagation dans un milieu différent du vide . . . . .	101
3.2.2	Généralités sur la propagation des ondes sur une ligne de transmission simple . . . . .	107
3.2.3	Généralités sur la propagation d'ondes ultra rapide (supraluminique) sur une ligne chargée périodiquement avec des capacités négatives . . . . .	109
3.3	Mise en évidence des vitesses de phase et de groupe supraluminiques	112
3.3.1	Approche par la simulation . . . . .	112
3.3.1.1	Effet des capacités négatives sur la propagation sur une ligne de transmission : Comparaison entre ligne non chargée et ligne chargée . . . . .	112
3.3.1.2	Analyse temporelle . . . . .	119
3.3.2	Fabrication et vérification expérimentale . . . . .	121
3.3.2.1	Réalisation de la capacité négative . . . . .	121
3.3.2.2	Mise en évidence par la mesure des vitesses de groupe et de phase supraluminiques . . . . .	127
3.4	Conclusion . . . . .	134
<b>4</b>	<b>Métasurfaces actives avec des circuits non-Foster</b>	<b>137</b>
4.1	Introduction . . . . .	137
4.2	Design de la métasurface pour un fonctionnement en basses fréquences	139
4.2.1	Métasurface au point de vue circuit électronique . . . . .	140
4.2.2	Résultats de simulation . . . . .	141
4.2.2.1	Cellule chargée par une inductance positive . . . . .	141
4.3	Simulation et fabrication des inductances non-Foster . . . . .	144
4.3.1	Conception d'une inductance négative fixe . . . . .	144
4.3.1.1	Inductance négative fixe . . . . .	144
4.3.1.2	Inductance négative variable . . . . .	147
4.3.2	Inductance positive non-Foster . . . . .	149
4.4	Métasurface comme SPR pour antenne à cavité de type Fabry-Pérot	152
4.4.1	Principe de fonctionnement des antennes à cavité Fabry-Pérot	152
4.4.2	Métasurfaces actives large bande en simulation . . . . .	153
4.4.3	Performances simulées de l'antenne à cavité Fabry-Pérot . . . . .	154
4.5	Conclusion . . . . .	158



*TABLE DES MATIÈRES*

---

<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>161</b>
<b>A Rayonnement d'un dipôle miniature</b>	<b>163</b>
<b>B Extraction des paramètres effectifs</b>	<b>165</b>
<b>C Limites de validité de la propagation supraluminique</b>	<b>169</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>175</b>

# Table des figures

1.2.1	Sphère de Chu englobant une AEP . . . . .	7
1.2.2	Exemple de $ S_{11} $ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et la bande passante à -10 dB . . . . .	11
1.2.3	Illustration de la conservation de l'énergie dans une antenne . . . . .	12
1.2.4	Les différentes zones de rayonnement d'une antenne . . . . .	15
1.2.5	Représentation par Wheeler d'une AEP. a) Capacité ; b) Inductance . . . . .	18
1.2.6	Modèles équivalents en éléments localisés pour a) une antenne électrique et b) une antenne magnétique . . . . .	19
1.2.7	Modèle équivalent pour le mode $TM_{10}$ d'une antenne (avec $r$ le rayon maximum de la sphère entourant l'antenne, $\epsilon_0$ et $\mu_0$ sont respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.) [1, 2] . . . . .	21
1.2.8	Modèle équivalent pour le mode $TE_{10}$ d'une antenne [1, 2] . . . . .	22
1.2.9	Antenne patch miniaturisée par introduction de fentes . . . . .	27
1.2.10	Exemple d'une antenne monopôle repliée . . . . .	28
1.2.11	Exemple d'antenne PIFA repliée . . . . .	28
1.2.12	a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique . . . . .	29
1.2.13	a) Monopôle replié et b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents . . . . .	30
1.2.14	Monopôles à géométrie fractales de Von Koch . . . . .	31
1.2.15	Tamis de Sierpinski appliqué à un dipôle . . . . .	32
1.2.16	Antennes miniatures avec des métamatériaux d'après les travaux de R. Ziolkowski . . . . .	35
1.3.1	Impédance des éléments Foster et non-Foster sur l'abaque de Smith . . . . .	36
1.3.2	Principe de fonctionnement d'un NIC et d'un NII . . . . .	37
1.3.3	Liste exhaustive de NICs . . . . .	38
1.3.4	Modèle équivalent d'un quadripôle avec les paramètres $h$ représentant un NIC idéal . . . . .	39
1.3.5	Modèle équivalent d'un quadripôle avec les paramètres $z$ représentant un NII idéal [3] . . . . .	42

TABLE DES FIGURES

---

1.3.6	Convertisseurs d'impédance obtenus avec : a) un OCS ; b) un SCS en connectant une charge passive arbitraire sur l'autre port . . . . .	44
1.3.7	Système général à rétroaction positive [4] . . . . .	45
1.4.1	Concept d'adaptation général avec une antenne comme charge . . . . .	48
1.4.2	Circuit d'adaptation sans pertes pour une impédance RC [5] . . . . .	48
1.4.3	Réponse idéale d'une adaptation passive illustrant la limite théorique fondamentale de Bode - Fano [6, 7] . . . . .	49
1.4.4	Réactance d'une AEP ; a) adaptée avec un élément passif sans pertes et b) l'annulation d'une réactance capacitive par un élément non-Foster . . . . .	50
2.2.1	Sphère de Chu et son volume cylindrique contenant les antennes électriquement petites . . . . .	55
2.2.2	a) Adaptation d'impédance large bande avec un circuit non-Foster pour une antenne dipôle électriquement petite - b) Adaptation d'impédance large bande avec un circuit non-Foster pour une antenne boucle . . . . .	57
2.3.1	Antenne monopôle de 7cm sur un plan de masse circulaire de 20cm de rayon . . . . .	58
2.3.2	$S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne monopôle de 7cm . . . . .	59
2.3.3	Impédance d'entrée simulée constituée des parties réelles et imaginaires de l'antenne monopôle de 7cm . . . . .	60
2.3.4	Antenne commerciale de COBHAM fournie par Airbus . . . . .	61
2.3.5	$S_{11}$ mesuré de l'antenne commerciale de COBHAM . . . . .	61
2.3.6	Concept d'adaptation général avec une antenne en charge . . . . .	63
2.3.7	Circuit d'adaptation sans pertes pour une impédance RC [5] . . . . .	63
2.3.8	Réponse idéale d'une adaptation passive illustrant la limite théorique fondamentale de Bode - Fano [6, 7] . . . . .	64
2.3.9	Comparaison entre l'adaptation d'impédance avec un circuit passif idéal et l'adaptation avec un circuit actif (non-Foster) idéal de l'antenne monopôle de 7cm en simulation . . . . .	66
2.3.10	a) Schéma simulé de l'adaptation avec un circuit idéal de l'antenne monopôle de 7cm ; b) Schéma simulé de l'adaptation avec un circuit actif idéal de l'antenne monopôle de 7cm . . . . .	67
2.3.11	NIC (Linville's balanced OCS) de base utilisé pour le circuit d'adaptation de antenne monopôle de 7 cm . . . . .	69
2.3.12	(a) Modèle petit signal en $\pi$ pour un transistor bipolaire et (b) modèle déduit après les approximations en basses fréquences . . . . .	70
2.3.13	Circuit d'adaptation actif avec un circuit LC série à convertir en série avec l'antenne monopôle de 7cm . . . . .	71

2.3.14	Circuit d'adaptation non-Foster complet avec la polarisation des transistors simulé avec ADS pour l'antenne monopôle de 7cm . . .	72
2.3.15	Circuit d'adaptation non-Foster fabriqué pour l'antenne monopôle de 7 cm . . . . .	72
2.3.16	Analyse en gain de boucle pour l'antenne adaptée activement . . .	73
2.3.17	Analyse harmonique en simulation de l'antenne adaptée activement	74
2.3.18	Mesures de puissance des harmoniques de l'antenne adaptée avec un analyseur de spectre . . . . .	75
2.3.19	Comparaison entre les impédances d'entrée complexes simulées de l'antenne adaptée active et non adaptée . . . . .	76
2.3.20	Comparaison entre les impédances d'entrée complexes mesurées de l'antenne adaptée active et non adaptée . . . . .	76
2.3.21	$S_{11}$ simulé de l'antenne monopôle de 7 cm dans la bande de fréquence de 50 à 450 MHz avec un circuit d'adaptation non-Foster .	78
2.3.22	Mise en évidence de l'influence de la polarisation sur le coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne adaptée en mesure . . . . .	79
2.3.23	$S_{11}$ simulé de l'antenne monopôle de 7cm adaptée en émission avec différentes valeurs de puissance d'entrée . . . . .	80
2.3.24	$S_{11}$ mesuré de l'antenne monopôle de 7cm adaptée en émission avec différentes valeurs de puissance d'entrée . . . . .	80
2.3.25	Illustration des conditions de mesures des diagrammes de rayonnement. a) Setup expérimental - b) Vue générale de la chambre anéchoïque - c) Les trois configurations de mesures . . . . .	82
2.3.26	Mise en évidence de l'amélioration du gain avec une antenne adaptée activement par rapport à une seule sans adaptation à 125 MHz	84
2.3.27	Résultats de mesure du diagramme de rayonnement des trois antennes en fonction des configurations de mesures ; a) Champ incident horizontal-plan horizontal ; b) Champ incident vertical-plan horizontal ; c) Champ incident vertical-plan transversal . . . . .	86
2.3.28	Impédance de l'antenne Cobham déduite à partir des paramètres S mesurés . . . . .	87
2.3.29	Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne Cobham en fonction de la longueur de câble entre elle et le circuit d'adaptation non-Foster .	88
2.3.30	Circuit d'adaptation non-Foster complet avec la polarisation des transistors simulé avec ADS pour l'antenne fournie par Airbus avec les valeurs calculées $L_a=18.5$ nH, $C_a=53$ pF et $C_0=10$ pF . . . . .	89
2.3.31	Circuit d'adaptation non-Foster fabriqué pour l'antenne monopôle de Cobham . . . . .	89
2.3.32	Comparaison du $S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster . . . . .	90

2.3.33	Comparaison des impédances d'entrée simulée et mesurée de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster . . . . .	91
2.3.34	Etude de l'impact de la variation de la tension de polarisation du circuit non-Foster sur l'adaptation de l'antenne commerciale . . . . .	92
2.3.35	Comparaison entre le S11 simulé et mesuré de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster pour différentes puissances d'entrée – a) Simulation – b) Mesure . . . . .	93
2.3.36	Diagramme de rayonnement de l'antenne commerciale de 4.5 cm adaptée activement à 125 MHz comparé à celui de l'antenne de référence de 45 cm fonctionnant initialement à 125 MHz. . . . .	94
3.2.1	Représentation de la vitesse de groupe $\vec{v}_g$ et la vitesse de phase $\vec{v}_\phi$ d'une OEM polychromatique à une dimension, se propageant selon la direction $\vec{Ox}$ . La vitesse de groupe correspond à la vitesse de l'enveloppe, la vitesse de phase à celle de l'onde porteuse, à l'intérieur de cette enveloppe [8] . . . . .	102
3.2.2	Propagation d'une impulsion gaussienne dans un milieu dispersif. . . . .	105
3.2.3	Répartition du champ électrique entre 2 plaques parallèles constituant la ligne de transmission . . . . .	107
3.2.4	Lignes de champs électriques et magnétiques dans une ligne microruban [5] . . . . .	108
3.2.5	Ligne de transmission chargée périodiquement par des capacités négatives et positives . . . . .	110
3.2.6	Classification des propriétés possibles des matériaux en fonction de leurs réponses électrique $\varepsilon$ et magnétique $\mu$ . La zone en vert correspond au domaine d'application des métamatériaux puisque ne se retrouvant pas dans la nature . . . . .	111
3.3.1	Ligne de transmission chargée périodiquement avec des capacités négatives simulées avec HFSS . . . . .	113
3.3.2	Comparaison des paramètres S de la ligne chargée et celle non chargée en simulation . . . . .	115
3.3.3	Constante de phase des lignes chargée et non chargée simulées en comparaison avec la constante de phase de la lumière dans le vide . . . . .	116
3.3.4	Comparaison entre l'impédance de la ligne non chargée simulée et celle de la ligne chargée avec des capacités négatives simulées . . . . .	116
3.3.5	Permittivité effective du matériau utilisé comme substrat et nouvelle permittivité effective obtenue après insertion des capacités négatives . . . . .	117
3.3.6	Indice de réfraction du milieu simulé après avoir chargé périodiquement les capacités négatives sur la ligne . . . . .	119
3.3.7	Vitesses de phase et de groupe sur les deux types de lignes simulées . . . . .	120

3.3.8	Mise en évidence de la différence de temps de propagation sur les deux types de lignes : chargée et non chargée . . . . .	121
3.3.9	Les deux types de configurations possibles pour une stabilité du convertisseur d'impédance en connectant une charge passive à un port d'un modèle asymétrique . . . . .	122
3.3.10	Modèle de convertisseur d'impédance utilisé pour la construction des capacités négatives. a)Modèle asymétrique de Linvill – b) Modèle petit-signal du convertisseur d'impédance . . . . .	123
3.3.11	Dessin de la capacité négative sur ADS avec $C_L$ la charge à convertir et la polarisation complète des transistors . . . . .	125
3.3.12	Valeurs de capacités négatives obtenues en simulation et en mesure pour des valeurs de capacité de charge $C_L=1.2$ pF, $C_L=6.5$ pF et $C_L=10$ pF . . . . .	126
3.3.13	Modèle de capacité négative (avec les pertes) obtenue avec le circuit convertisseur d'impédance . . . . .	127
3.3.14	Valeurs des pertes des capacités négatives simulées et mesurées . . . . .	127
3.3.15	Ligne de transmission chargée par les capacités négatives pour les mesures . . . . .	128
3.3.16	Mesure du spectre de puissance quand la ligne chargée est terminée par : a) un circuit ouvert et b) une charge de $50\Omega$ . . . . .	129
3.3.17	Paramètres S mesurés de la ligne chargée périodiquement avec des capacités négatives ( $-C_0 = -2.85$ pF) . . . . .	130
3.3.18	Vitesses de phase et groupe de la ligne chargée avec des capacités négatives ( $-C_0 = -2.85$ pF) . . . . .	130
3.3.19	Indice de réfraction extraite avec les paramètres S mesurés dans la bande de propagation supraluminique . . . . .	131
3.3.20	Impédance mesurée de la ligne chargée avec des capacités négatives en comparaison avec l'impédance mesurée de la ligne non chargée dans la bande de propagation supraluminique . . . . .	132
3.3.21	Comparaison de la permittivité effective du milieu de propagation avant et après insertion des capacités négatives . . . . .	133
3.3.22	Comparaison du temps de propagation mesuré d'une signal sinusoïdal sur la ligne chargée et sur la ligne non chargée . . . . .	134
4.2.1	Cellule élémentaire de la métasurface proposée pour réaliser la cavité avec l'inductance variable en rouge . . . . .	140
4.2.2	Circuit LC parallèle équivalent à : (a) une cellule seule; (b) la cellule chargée avec une inductance . . . . .	141
4.2.3	Coefficient de réflexion simulé de la cellule élémentaire avec variation de l'inductance positive . . . . .	142

TABLE DES FIGURES

---

4.2.4	Variation de phase du coefficient de réflexion avec la variation de l'inductance positive . . . . .	143
4.2.5	Variation de la phase en fonction de l'inductance ajoutée pour différentes fréquences . . . . .	143
4.3.1	Modèle de NIC proposé par Nagata . . . . .	145
4.3.2	Circuit NIC utilisé en prenant en compte le modèle petit-signal des transistors bipolaires idéaux . . . . .	146
4.3.3	Circuit complet avec la polarisation des transistors donnant l'inductance négative . . . . .	146
4.3.4	Inductance négatives de -5 nH simulée et mesurée en fonction de la fréquence . . . . .	147
4.3.5	Inductances négatives simulées et mesurées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du coefficient d'inversion . . . . .	148
4.3.6	Schéma de principe d'un convertisseur d'impédance généralisé obtenu par la mise en cascade de deux NICs . . . . .	150
4.3.7	Circuit complet avec la polarisation des transistors donnant l'inductance positive . . . . .	151
4.3.8	Inductances positives simulées et mesurées en fonction de la fréquence	151
4.4.1	Modèles d'antennes à cavité de type Fabry-Pérot avec une cavité constituée par : (a) un plan de masse PEC et une métasurface comme SPR et (b) un AMC et une métasurface comme SPR. . . . .	153
4.4.2	Variation de phase du coefficient de réflexion avec la variation de : a) l'inductance positive L entre 5 et 50 nH et la capacité C = 0 pF ; b) la capacité positive C = 30 pF et L entre 5 et 50 nH. . . . .	155
4.4.3	Antenne à cavité SPR comme métasurface à phase variable composée d'inductance variable localement et de capacité fixe . . . . .	156
4.4.4	Antenne cavité vue de profil; (a) variation de phase de réflexion de la métasurface en fonction de la distance, (b) vue de profil de l'antenne cavité avec les caractéristiques, (c) antenne patch comme source primaire . . . . .	156
4.4.5	Variation de phase le long de la SPR; b) la variation de phase de réflexion de la métasurface en fonction de la fréquence et c) Antenne . . . . .	157
4.4.6	Antenne à cavité avec la variation de phase sur la zone centrale . . . . .	157
4.4.7	Déviations de faisceau de rayonnement à 45° en simulation – a) Diagramme de directivité et les valeurs correspondantes; b) Diagramme de directivité du patch seul et celui du patch placé dans la cavité constituant l'antenne à cavité . . . . .	159

C.1	La solution de l'équation (B.0.22) par la méthode graphique. Les points d'intersection représentant les solutions de l'équation (B.0.22) avec $N=0.1, 0.5, 1$ et $2$ . . . . .	173
C.2	Signal sinusoïdal de sortie à travers un système défini par l'équation (B.0.23). $K$ est basé sur les solutions de la Fig. B.1 et le signal de test est $a_t(t) = A\sin(2\pi ft)$ . . . . .	173
C.3	Longueur de ligne théorique avec une distorsion acceptable en fonction de l'indice de réfraction. . . . .	174





# Liste des abbréviations

**ADS** : Advanced Design System  
**AMC** : Artificial Magnitic Conductor  
**BJT** : Bipolar Junction Transistor  
**CINIC** : Current Inversion Negative Impedance Converter  
**HFSS** : High Frequency Structure Simulator  
**NIC** : Negative Impedance Converter  
**NII** : Negative Impedance Inverter  
**OCS** : Open Circuit Stable  
**PEC** : Perfect Electric Conductor  
**PMC** : Perfect Magnetic Conductor  
**SCS** : Short Circuit Stable  
**SHI** : Surface Haute Impédance  
**SPR** : Surface Partiellement Réfléchissante  
**TE** : Tranverse Electric  
**TEM** : Transverse Electric Magnetic  
**TM** : Transverse Magnetic  
**VHF** : Very High Frequency  
**VINIC** : Voltage Inversion Negative Impedance Converter



# Introduction

En électromagnétisme, la recherche de nouveaux matériaux a permis de nouveaux développements au cours de ces dernières décennies. Ce sont entre autres les diélectriques artificiels ou encore les métamatériaux. Cependant, si ces matériaux restent passifs, malgré tous les développements possibles, les performances des antennes, ou autres structures électromagnétiques qui découlent d'eux seront toujours confrontés aux mêmes limitations fondamentales. En intégrant des circuits actifs dans ces matériaux, par exemple des résistances négatives, des capacités négatives et des inductances négatives, il est possible de dépasser ces limitations et les propriétés synthétisables et les applications d'ingénierie pourront être significativement élargies. En effet, cela permettrait de créer des matériaux et des dispositifs dont les propriétés ne seront pas possibles autrement et surpasseraient celles des matériaux existant dans la nature.

Cela permettrait aussi à ces matériaux de tirer profit des avancées rapides de la technologie des semi-conducteurs. Et ainsi les antennes seront plus facilement intégrales dans les appareils électroniques modernes qui ne cessent de diminuer en taille. Aussi en augmentant les structures électromagnétiques avec des inclusions de circuits, de nouvelles propriétés peuvent être obtenues avec celles-ci. Une telle augmentation avec des éléments inductifs et capacitifs simples a conduit à l'élaboration de nouvelles structures, telles que les lignes de transmission à métamatériaux, les métasurfaces, les AMC entre autres. En outre si ces inclusions, plutôt que des éléments réactifs simples deviennent des circuits plus sophistiqués, de nouvelles applications peuvent être proposées et des structures ayant des propriétés intéressantes peuvent être conçues. Nous présenterons dans ce manuscrit, certaines de ces applications où de telles inclusions de circuit présentent des propriétés non-Foster.

Puisque toutes les structures périodiques classiques sont basées sur une répétition d'une structure métallique à motif passif, qui peut être caractérisée comme une impédance passive et qui suit le théorème de Foster, cela entraîne une limitation de la bande passante fondamentale de la structure. En revanche, une structure périodique active (inclusions de circuits non-Foster), composée de cellules unitaires qui ne respectent pas le théorème de Foster, est potentiellement capable de rompre

la limitation de la bande passante.

Cette thèse étudiera des structures périodiques chargées avec des impédances non-Foster et leurs applications sur la propagation des ondes. Pour être plus spécifique, une impédance non-Foster, réalisée par un circuit de rétroaction actif, est appliquée à la cellule unitaire des structures périodiques afin de réduire leur taille pour être utilisées en basses fréquences et, éventuellement, élargir la bande passante de ces structures périodiques.

En plus de la bande passante accrue qui peut être obtenue, lorsque ces inclusions périodiques d'éléments actifs sont substituées par des éléments non-Foster, la dispersion dans certaines structures électromagnétiques est aussi réduite. Ou encore des propriétés intéressantes sur la propagation des ondes est obtenues.

Cette thèse explore certaines applications électromagnétiques existantes avec des structures passives avec le principe d'inclusion d'impédances non-Foster.

Dans le premier chapitre de cette thèse, je m'intéresserai aux antennes miniatures, à leurs limites fondamentales et je dresserai un rapide état de l'art sur les méthodes de miniaturisation d'antennes. Je présenterai aussi dans ce chapitre les circuits non-Foster, leur principe fondamental en expliquant leur différence avec un circuit passif, leurs avantages et leurs limites surtout en termes de stabilité et je terminerai par faire un rapide recensement des applications où ils sont utilisés.

Ensuite, le deuxième chapitre sera consacré à la miniaturisation d'antennes avec un circuit non-Foster. L'étude portera sur le cas de deux antennes monopôles, l'une fabriquée par nos soins et l'autre commerciale déjà utilisée sur des avions. Nous essaierons de voir les avantages avec ce type de miniaturisation comme l'extension de la bande passante des antennes adaptées avec un circuit non-Foster mais aussi les limites en termes de gain.

Dans le troisième chapitre, les propriétés intéressantes qu'apportent les circuits non-Foster sur la propagation des ondes seront présentées. Ce sera l'occasion de mettre en évidence théoriquement et expérimentalement une propagation supraluminique (dont la vitesse de propagation est supérieure à la vitesse de propagation de la lumière dans le vide) sur une ligne de transmission chargée avec des circuits non-Foster. On aura auparavant conçu des capacités négatives en utilisant un convertisseur d'impédance.

Cette démonstration théorique et expérimentale validée sur une ligne de transmission, nous aborderons dans le quatrième et dernier chapitre, la simulation d'une métasurface chargée avec des circuits non-Foster sous forme d'inductance positive variable. Il y sera aussi abordé la simulation et la fabrication d'inductances négatives et positives pour une consolidation des acquis durant ces trois années de thèse.

Cette thèse s'inscrit dans le projet Nanodesign sur les antennes pour des applications aux transports. Un projet qui est financé par la FCS Saclay et qui regroupe

---

deux thèses de doctorat.



# Chapitre 1

## Etat de l'art

### 1.1 Introduction

La demande pour des antennes électriquement petites et large bande est de plus en plus importante. Ceci pour des applications civiles et/ou militaires. Un des domaines où cette demande explose est celui des transports. En effet, on voit aujourd'hui la prolifération d'applications destinées aux gros porteurs en plus de celles déjà existantes. En particulier l'accroissement des demandes en communication à bord des avions de ligne et d'affaires engendre une augmentation du nombre d'antennes. L'intégration de ces dernières sur les avions devient alors un problème critique. Ces antennes doivent pouvoir émettre et/ou recevoir sans perturber ou être perturbées par leurs voisines et être les moins protubérantes possibles pour ne pas induire des pénalités aérodynamiques et acoustiques. Tout ceci introduit des contraintes pour les antennes en termes de taille, de multifonctionnalité et de gain. Pour faire face à ces contraintes et à la volonté d'intégrer une quantité toujours plus importante de nouvelles applications, l'heure est à la miniaturisation des antennes. L'approche retenue dans le cadre de cette thèse est de s'attaquer au verrou des limites fondamentales des antennes électriquement petites aux fréquences VHF (à ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'antennes) par un circuit d'adaptation actif couramment appelés les circuits Non-Foster. Ces derniers semblent apporter la solution pour la miniaturisation des antennes mais aussi permet d'élargir leur bande de fonctionnement. Ils permettent aussi d'observer des phénomènes électromagnétiques très intéressants et impossibles avec les circuits passifs sur des structures électromagnétiques telles les lignes de transmission, les métasurfaces... Le but de ce chapitre est de faire un état de l'art sur les différentes méthodes de miniaturisation et d'introduire la miniaturisation d'une antenne par un circuit actif et enfin l'utilisation de ces circuits actifs dans des structures élec-



tromagnétiques. Un rappel sur les antennes miniatures en général introduira la première partie suivie d'un exposé sur le fonctionnement des circuits Non-Foster. Et enfin les comportements de certaines structures électromagnétiques en présence des circuits Non-Foster seront montrés. Ils seront exploités et approfondis dans les différents chapitres de ce manuscrit.

## 1.2 Antennes miniatures

Lors des dernières décennies, nous avons observé un essor continu dans les technologies pour les transports. En effet, le développement de concepts d'antennes intégrées aux surfaces pour des applications militaires ou civiles sur porteurs se sont rendus indispensables pour des applications telles que la navigation, la sécurité, la communication sans fil, rendant croissant le nombre d'antennes par unité de surface. L'utilisation de nouvelles techniques a permis de poursuivre leur miniaturisation car l'antenne est un élément qui occupe encore de nos jours un grand encombrement d'où le challenge de la réduire autant que possible. La miniaturisation d'une antenne consiste dans un premier temps à réduire ses dimensions, sa surface, son volume à fréquence de résonance fixe, et dans un second temps, à réduire et intégrer au plus près de l'antenne les circuits d'adaptation nécessaires à son bon fonctionnement. L'analyse des limites atteignables en termes de performances pour les antennes électriquement petites a commencé avec le travail de Wheeler [9] et de Chu [1] qui ont établi des limites théoriques qui déterminent comment la taille électrique de l'antenne et la bande passante (ou son facteur de qualité) sont reliées. Même si cela semblera évident à la majorité de lecteurs de cette thèse, il est important de rappeler ce qu'est une antenne miniature. Cette partie sera l'occasion aussi de rappeler les principales caractéristiques qui permettent de définir une antenne en général et ses propriétés. Nous traiterons aussi les limites théoriques des antennes électriquement petites que l'on essaiera de contourner avec le travail mené dans cette thèse. Nous aborderons également les différentes techniques qu'il est possible de mettre en œuvre pour miniaturiser les antennes car ces éléments passifs sont parfois contraignants par leur taille qui évolue peu en comparaison de la miniaturisation des composants de l'électronique numérique.

### 1.2.1 Définition

Il existe plusieurs façons de définir une antenne électriquement petite ou miniature. La définition la plus répandue est celle donnée par Wheeler en 1947 [9]. En effet, il effectua les premiers travaux sur les limites fondamentales des antennes électriquement petites. Wheeler a défini une antenne électriquement petite (AEP) comme une antenne dont la plus grande dimension est inférieure à  $\frac{\lambda}{2\pi}$  avec  $\lambda$  la

longueur d'onde dans le vide. Cette relation est souvent exprimée telle que  $ka \leq 1$  avec  $a$  le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne et  $k$  le nombre d'onde dans le milieu de propagation tel que  $k = 2\pi/\lambda$ . Cette sphère est souvent appelée la sphère de Wheeler ou la sphère de Chu. Elle correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette définition est représentée sur la Fig. 1.2.1. Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes.

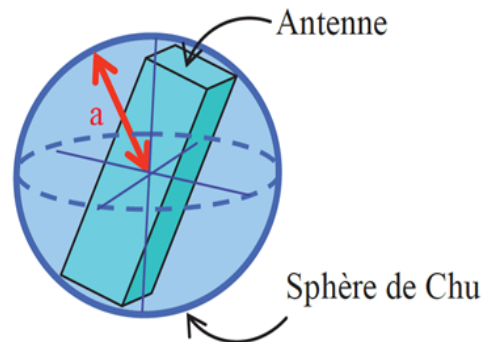


FIGURE 1.2.1 – Sphère de Chu englobant une AEP

Les performances d'une AEP sont caractérisées par la taille électrique  $ka$ , le facteur de qualité  $Q$  lié à la bande passante, et l'efficacité. Une attention plus particulière est portée sur le facteur de qualité et son lien avec la taille électrique. En effet, plusieurs études ont été menées pour déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc à la bande passante maximale) pour une taille d'antenne donnée. Dans la suite, nous définirons les différents paramètres qui permettent de caractériser une antenne et essayerons de poser la problématique de la miniaturisation des AEPs.

## 1.2.2 Caractéristiques d'une antenne

Si nous considérons un système de communication sans fil le plus simple qui soit, celui-ci serait composé d'un bloc d'émission et d'un bloc de réception. Ces deux blocs seraient séparés par un canal de propagation dans lequel le signal émis transite avant d'être reçu. Au niveau du bloc d'émission, le circuit d'émission fournit à sa sortie un courant généralement modulé qui va être transformé en ondes électromagnétiques capables de se propager dans le canal, c'est l'antenne d'émission qui assure ce rôle. A l'inverse au niveau du bloc de réception, lorsque les ondes atteignent le récepteur c'est à l'antenne de réception qu'incombe le rôle de les trans-

former en courant susceptible d'être traité par le circuit de réception. Ainsi une antenne peut se définir par sa fonction : c'est un transducteur passif qui convertit les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de transmission (tension et courant) en grandeurs électromagnétiques dans l'espace (champ électrique et champ magnétique) et inversement. Une antenne peut donc indifféremment être utilisée à la réception ou à l'émission ; de plus comme le montre le théorème de réciprocité de Lorentz, l'ensemble des caractéristiques d'une antenne est identique que l'antenne soit utilisée comme antenne d'émission ou comme antenne de réception. Ceci est très intéressant car cela signifie qu'un objet communicant disposant d'une partie émission et d'une partie réception pourra utiliser la même antenne. L'antenne, qui permet de recevoir ou de rayonner des ondes, peut également être vue comme un adaptateur d'impédance entre le milieu de propagation et un circuit électronique.

Les antennes électriquement petites et les antennes de taille « normale » possèdent les mêmes caractéristiques : impédance d'entrée, bande passante, gain. Nous essaierons de les détailler dans les sous-sections suivantes.

### 1.2.2.1 Impédance d'entrée de l'antenne

Une chaîne de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge. Lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et l'antenne constitue la charge qui rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge. D'un point de vue circuit, une antenne est un composant qui se caractérise par son impédance appelée impédance d'entrée de l'antenne. L'expression de cette impédance  $Z_{ant}$  se présente sous forme complexe composée d'une partie réelle  $R_{ant}$  et d'une partie imaginaire  $X_{ant}$  reliée par l'expression suivante :

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (1.2.1)$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée regroupe la résistance de rayonnement  $R_{ray}$  et la résistance de perte  $R_{pertes}$  comme exprimées dans l'équation (1.2.2). La résistance de rayonnement correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne alors que la résistance de pertes correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_{ant} = R_{ray} + R_{pertes} \quad (1.2.2)$$

### 1.2.2.2 Le coefficient de réflexion

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion  $\Gamma$ , et le coefficient de transmission,  $T$ , quantifient ces deux parties, respectivement. Ces deux coefficients sont reliés par l'expression suivante (1.2.3) qui traduit la conservation de l'énergie :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (1.2.3)$$

Pour un transfert de puissance maximal entre les différents éléments d'un circuit, il faut que le module du coefficient de réflexion soit le plus faible possible. Pour cela les différents éléments d'une chaîne d'émission/réception radiofréquence sont conçus pour être adaptés à une impédance caractéristique  $Z_0$ . L'impédance caractéristique peut prendre différentes valeurs en fonction des applications mais le plus souvent elle est fixée à  $50\Omega$ . A partir de l'impédance caractéristique et de l'impédance d'entrée de l'antenne, nous pouvons définir le coefficient de réflexion comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0} \quad (1.2.4)$$

Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies. Il peut également s'exprimer en décibel comme suit :

$$S_{11dB} = 20\log_{10}(|\Gamma|) \quad (1.2.5)$$

### 1.2.2.3 Le rapport d'ondes stationnaires

Le Rapport d'Onde Stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments [10, 11]. Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, une partie de l'onde réfléchiée se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, c'est l'onde stationnaire. Le ROS se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. En anglais, c'est le VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio qui peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion à travers l'expression :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.2.6)$$

### 1.2.2.4 Bande passante et fréquence de résonance

Hormis les antennes multi-bande et large bande, les antennes sont souvent conçues pour travailler sur une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit être à même de fonctionner, cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF dont l'antenne. Ainsi il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. On parle alors de bande passante absolue.

$$BP = \Delta F = f_2 - f_1 \quad (1.2.7)$$

On déduit souvent la bande passante BP d'une antenne à partir de la courbe de son coefficient de réflexion. Généralement la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ou à -3 dB, ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un  $S_{11} \leq -10dB$ . La Fig. 1.2.2 montre le paramètre  $S_{11}$  d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante pour un  $S_{11} \leq -10dB$ . Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 200 MHz.

La fréquence de résonance,  $f_{res}$  correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance. Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante d'une antenne en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence de résonance.

$$BP(en\%) = \frac{\Delta F}{f_{res}} * 100 \quad (1.2.8)$$

Le lien entre la bande passante relative (à -3 dB) si on considère l'antenne du point de vue circuit électronique) et le facteur de qualité Q que l'on définira plus tard se fait de manière assez simple :

$$BP = \frac{\Delta F}{f_{res}} = \frac{1}{Q} \quad (1.2.9)$$

Mais cette formule n'est pas une forme généralisée car en réalité l'adaptation d'impédance doit être prise en compte à l'entrée de l'antenne. Une formule [12] prenant en compte le rapport d'onde stationnaire ROS définit plus haut s'écrit :

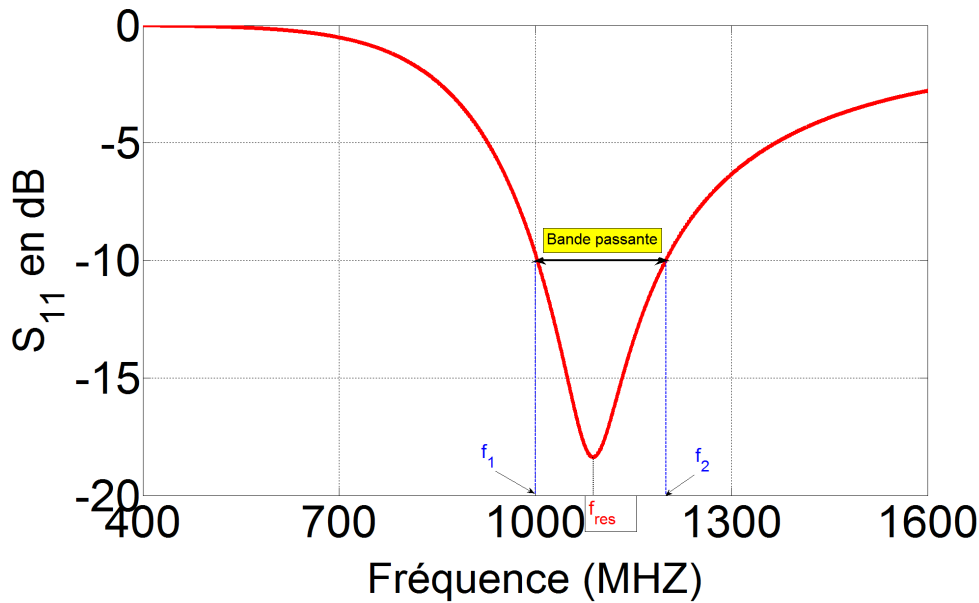


FIGURE 1.2.2 – Exemple de  $|S_{11}|$  d’une antenne en dB en fonction de la fréquence et la bande passante à -10 dB

$$BP = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}} \quad (1.2.10)$$

### 1.2.2.5 Efficacité

On considère une antenne comme un système dont nous allons étudier la conservation de l’énergie. Ainsi la puissance initiale que nous appellerons  $P_{source}$  se décompose en deux parties. Une partie de cette puissance,  $P_{reflechie}$  est réfléchiée et n’entre pas dans la structure de l’antenne contrairement à l’autre partie,  $P_{in}$  qui est injectée dans la structure de l’antenne. La puissance sortant de ce système  $P_{ray}$ , est la puissance rayonnée par l’antenne. Elle est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes  $P_{pertes}$  dans la structure de l’antenne. Le schéma de la Fig. 1.2.3 illustre cette notion de conservation d’énergie au sein d’une antenne.

D’après l’explication ci-dessus, nous pouvons écrire les relations suivantes :

$$P_{in} = P_{ray} + P_{pertes} \quad (1.2.11)$$

Et

$$P_{source} = P_{in} + P_{reflechie} = P_{ray} + P_{pertes} + P_{reflechie} \quad (1.2.12)$$

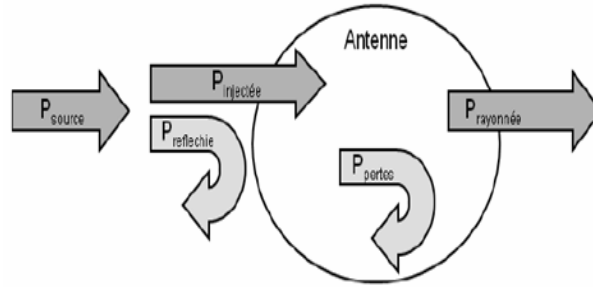


FIGURE 1.2.3 – Illustration de la conservation de l'énergie dans une antenne

A partir de ces relations de puissance, il est possible de définir l'efficacité de rayonnement d'une antenne qui est un paramètre critique pour les AEPs. D'après [10], l'efficacité de rayonnement ne prend en compte que les pertes dans la structure de l'antenne, elle dépend de la forme géométrique de l'antenne c'est-à-dire de sa topologie et des matériaux utilisés. Ses pertes peuvent se décomposer en pertes dans le diélectrique et en pertes dans le conducteur (pertes par effet joule) mais il est souvent difficile de les dissocier. L'efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$ , se définit donc comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance injectée dans l'antenne et s'écrit comme suit :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \quad (1.2.13)$$

Ces pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes  $R_{pertes}$ . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que  $R_{ray}$  est la résistance de rayonnement :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} = \frac{R_{ray}}{R_A} \quad (1.2.14)$$

Avec  $R_A$  la partie réelle de l'impédance d'entrée complexe de l'antenne. En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique  $ka$  de l'antenne diminue,  $R_{ray}$  diminue et  $R_{pertes}$  devient le terme dominant dans l'équation (1.2.14). La diminution de l'efficacité pour de faibles tailles d'antennes est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques.

L'efficacité totale d'une antenne  $\eta_{tot}$  regroupe quant à elle l'efficacité due à la réflexion  $\eta_{reflechie}$  et l'efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$ . Elle prend en compte les pertes par désadaptation et elle s'écrit :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{source}} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} * \frac{P_{in}}{P_{source}}$$

Or

$$P_{in} = P_{source} - P_{reflechie}$$

$$\Rightarrow \eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} * \frac{P_{source} - P_{reflechie}}{P_{source}} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} * 1 - \frac{P_{reflechie}}{P_{source}}$$

D'où

$$\Rightarrow \eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (1.2.15)$$

### 1.2.2.6 Gain, directivité et diagramme de rayonnement

Une antenne ne peut pas émettre une puissance plus grande que la puissance qu'elle reçoit mais elle est capable de concentrer cette puissance de façon à ce que, dans certaines directions de l'espace, cette puissance semble accrue par comparaison à une répartition isotrope d'énergie rayonnée (antenne isotrope). Pour définir un gain directionnel ou de puissance nous comparons l'antenne considérée à une antenne de référence qui est l'antenne isotrope.

Le *gain* IEEE d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa propriété d'exprimer le rayonnement dans une direction donnée. Le gain d'une antenne peut se définir comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope de référence, dans la même direction, les deux antennes étant alimentées par la même puissance d'excitation. Le gain peut alors s'exprimer en dBi qui quantifie le gain en décibel et le « i » pour préciser la référence par rapport à une antenne isotrope fictive qui présente un gain de zéro décibel dans l'espace libre. Le gain s'exprime en fonction des angles d'orientation  $(\theta, \varphi)$  selon l'expression (1.2.16) où  $U(\theta, \varphi)$  est la densité de puissance de l'antenne et  $P_{in}$  la puissance injectée dans l'antenne :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (1.2.16)$$

Le gain et la directivité, souvent confondus, expriment presque la même chose sauf que le gain considère les pertes intrinsèques de l'antenne (voir équation 1.2.17). Le gain de puissance est aussi égal au produit du gain de directivité par l'efficacité de rayonnement d'une antenne. Dans le cas où il n'y a pas de pertes dans l'antenne c'est-à-dire 100% d'efficacité rayonnée le gain en puissance et la directivité sont égaux. Et le gain est souvent donné pour une direction donnée.

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{ray} * D(\theta, \varphi) \quad (1.2.17)$$



Le gain réalisé d'une antenne prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne. Il est égal à :

$$G_{realise}(\theta, \varphi) = (1 - |S_{11}|^2) * G(\theta, \varphi) \quad (1.2.18)$$

La *directivité* est proche du gain de l'antenne, elle ne traduit cependant que son aptitude à émettre ou recevoir dans les différentes directions de l'espace sans prendre en compte l'efficacité de rayonnement de l'antenne (en faisant abstraction des pertes). La directivité d'une antenne se définit ainsi comme le rapport de densité de puissance créée dans une direction et la densité de puissance d'une antenne isotrope. La directivité s'exprime en fonction des angles d'orientation  $(\theta, \varphi)$  selon l'expression (1.2.19) où  $U(\theta, \varphi)$  est la densité de puissance de l'antenne et  $P_{ray}$  la puissance rayonnée par l'antenne :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (1.2.19)$$

Le *diagramme de rayonnement* est la représentation géométrique des champs électromagnétiques existant en champ lointain dans les différentes directions de l'espace. Le diagramme de rayonnement peut se faire en deux ou en trois dimensions dans des diagrammes polaires représentant plusieurs plans. Souvent, on représente le diagramme de rayonnement dans les plans E et H. Le diagramme de rayonnement est essentiellement lié à la géométrie de l'antenne. Il permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible. Même si chaque diagramme de rayonnement est différent en fonction des antennes, il est possible de différencier trois formes typiques : isotrope, omnidirectionnel et directif. Avec le diagramme de rayonnement, il est possible de déterminer l'angle d'ouverture à -3dB. Souvent ce paramètre est déterminé pour les antennes directives.

### 1.2.2.7 Les régions du champ électromagnétique

D'après [10], l'espace entourant une antenne peut être divisé en trois régions distinctes comme le montre la Figure 1.2.4. La structure du champ électromagnétique est différente en fonction des régions. Bien qu'il n'y ait pas de changement brutal de la configuration des champs aux frontières de ces régions, il existe de réelles différences entre elles.

Ces trois régions sont délimitées par les sphères de rayon  $R_1$  et  $R_2$  décrites par les expressions (1.2.20) et (1.2.21) respectivement, et où  $a$  correspond à la plus grande longueur de l'antenne et  $\lambda$  est la longueur d'onde en espace libre.

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{a^3}{\lambda}} \quad (1.2.20)$$

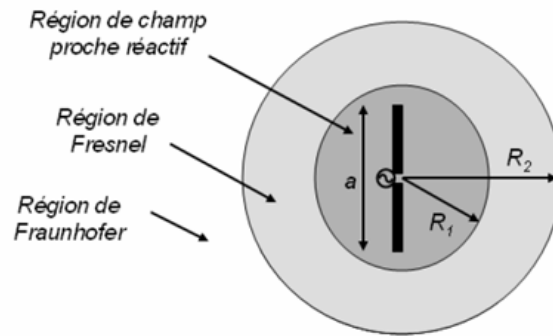


FIGURE 1.2.4 – Les différentes zones de rayonnement d’une antenne

$$R_1 = \frac{2a^3}{\lambda} \quad (1.2.21)$$

La région champ proche réactif ou région de Rayleigh est la région qui est la plus près de l’antenne. Le champ réactif engendré par la partie réactive de l’impédance d’entrée de l’antenne y est dominant. Cette zone s’étend jusqu’à la distance  $R_1$  (1.2.20) et le rayonnement de l’antenne n’y est pas uniforme. Pour les très petites antennes, cette région est incluse dans la sphère de Chu. La région intermédiaire est appelée zone de Fresnel ou celle du champ proche radiatif. Elle s’étend entre  $R_1$  et  $R_2$  (1.2.21). Elle est caractérisée par une distribution du champ électromagnétique rayonné dépendante de la distance par rapport à l’antenne. Dans le cas d’antenne de faible dimension, cette zone peut ne pas exister. Enfin la zone de champ lointain appelée aussi région de Fraunhofer. Celle-ci commence pour une distance supérieure à  $R_2$ . Dans cette zone, la distribution de champ électromagnétique est indépendante de la distance par rapport à l’antenne. Le rayon de courbure des ondes devenant grand, les ondes rayonnées peuvent être considérées comme étant planes. Lorsque l’on parle des propriétés de rayonnement d’une antenne, il est sous-entendu que l’on considère les propriétés observables en champ lointain car c’est cette distribution du champ électromagnétique qui va être vu par l’autre antenne de la chaîne de transmission.

### 1.2.3 Limites fondamentales des antennes miniatures ou électriquement petites

Miniaturiser une antenne consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptables en termes de facteur de qualité, d’efficacité et de bande passante. Or, ces performances sont dépendantes de

leur taille électrique : celles-ci dépendent énormément des dimensions de l'antenne normalisées par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font depuis des décennies l'objet de nombreuses discussions. Plusieurs expressions reliant le facteur de qualité à la bande passante et efficacité rayonnée ont été développées. Ces travaux ont été initiés par Wheeler [9], puis par Chu [1] qui ont été les premiers à exprimer des limites théoriques en termes de facteur de qualité pour des dimensions d'antenne données. Suivront ensuite Harrington et McLean [13, 14]. Cependant les premiers travaux effectués par ceux-ci et qui restent des références se sont avérés être trop restrictifs car supposant que l'antenne ne travaillait que sur un seul mode caractéristique TE (transverse électrique) ou TM (transverse magnétique) fondamental c'est-à-dire  $TE_{01}$  ou  $TM_{01}$ . En effet la démarche de Chu a consisté à étudier les champs en dehors de la sphère de Chu en supposant qu'à l'intérieur de cette sphère, aucun mode ne se propageait. Plus récemment, Best, Yaghjian [15] et Gustafsson [16] ont étendu les développements théoriques initiaux pour les rendre plus réalistes. La principale difficulté pour évaluer le facteur de qualité  $Q$  est de déterminer les énergies moyennes électriques et magnétiques dans la zone réactive de l'antenne. En effet, la définition du facteur de qualité est directement liée à cette énergie stockée [1]. Et nous verrons comment il est lié aux limites en termes de performances des antennes électriquement petites.

### 1.2.3.1 Définition du facteur de qualité

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque à l'antenne. Il est souvent calculé à la résonance, et est lié à la bande passante. La définition générale d'un facteur de qualité pour une antenne est le rapport entre l'énergie maximale stockée et la puissance totale rayonnée. Son expression définie dans la littérature [13] est donnée sous la forme suivante :

$$Q_{ray} = \frac{2\omega_0 \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{ray}} \quad (1.2.22)$$

Avec  $W_e$  et  $W_m$  respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées dans la zone réactive (proche) de l'antenne,  $\omega_0$  la fréquence angulaire de travail et  $P_{ray}$  la puissance rayonnée par l'antenne.

L'équation (1.2.22) suppose que l'antenne est adaptée à la fréquence de résonance  $\omega_0$ . Le facteur de qualité peut être aussi évalué en utilisant des circuits RLC équivalents modélisant les antennes électriquement petites. Comme il est exprimé plus haut  $Q$  est inversement proportionnel approximativement à la bande passante de l'antenne et la relation la reliant à la bande passante BP à -3 dB qui se base sur une analyse des circuits résonants est :

$$Q \approx \frac{1}{BP} \quad (1.2.23)$$

Pour  $Q \gg 1$ .

Cette formule ne tient pas en compte l'adaptation et comme dans le cas de la bande passante elle est généralisée prenant en compte le rapport d'onde stationnaire ROS. Ainsi le facteur de qualité devient :

$$Q \approx \frac{1}{BP} \left( \frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \right) \quad (1.2.24)$$

Avec BP la bande passante fractionnelle.

### 1.2.3.2 Compromis entre taille, bande passante et facteur de qualité des antennes électriquement petites

L'antenne électriquement petit a facteur de qualité de rayonnement extrêmement élevé parce que la plupart de la puissance d'entrée (énergie réactive) est stockée dans la région de champ proche et peu d'énergie est rayonnée dans la région de champ lointain [10]. Ce facteur de qualité de rayonnement ( $Q_{ray}$ ) dépend fortement de la longueur électrique de l'antenne [17]. Par conséquent, divers auteurs [9, 1, 14, 18, 19, 20, 21, 22, 23] ont étudié les limites fondamentales de petites antennes depuis plus d'un demi-siècle, et ont montré qu'il existe une limite basse du facteur de qualité du rayonnement  $Q_{ray}$  en fonction de la taille électrique de l'antenne. Nous verrons dans les paragraphes suivants, les principales études sur les limites des antennes électriquement petites rédigées notamment par les contributeurs majeurs (Wheeler et Chu).

#### *L'étude de Wheeler*

Wheeler fut le premier en 1947 [9] à aborder les limites des antennes électriquement petites. En effet, il a été le premier à noter que la réduction de la taille d'une antenne impose des limites fondamentales dans la bande passante qu'elle peut couvrir. Ainsi il a développé une relation liant le facteur de qualité des petites antennes à leur volume. Il a supposé qu'une capacité et une inductance avec toutes les deux des pertes peuvent se comporter comme de petites antennes rayonnant un seul mode sphérique où la puissance dissipée constitue la puissance rayonnée. Ainsi une capacité et une inductance dans un volume cylindrique égal peuvent être considérées respectivement comme une antenne électrique et une antenne magnétique. Wheeler a choisi la forme cylindrique car c'est la seule forme géométrique qui peut être occupée identiquement par une capacité et une inductance, et ces dernières auront donc le même volume occupé.

Les antennes de la Fig. 1.2.5 (a) et (b) peuvent être modélisées respectivement par une capacité en parallèle avec une conductance de rayonnement (modélisation

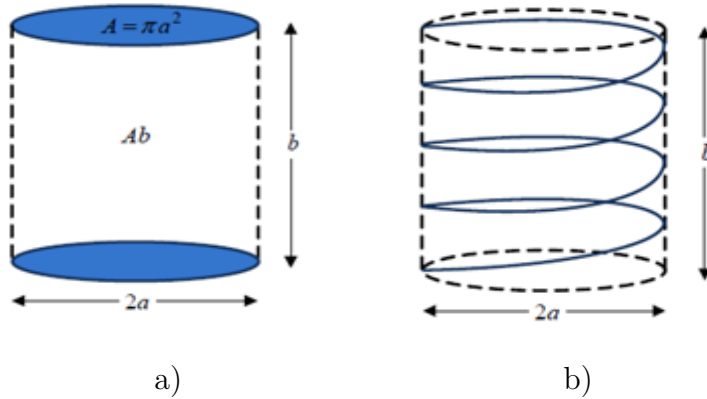


FIGURE 1.2.5 – Représentation par Wheeler d'une AEP. a) Capacité; b) Inductance

électrique) et une inductance en série avec une résistance de rayonnement (modélisation magnétique). La conductance et la résistance de rayonnement dépendent de la fréquence de travail. Les modèles de circuits passifs correspondant sont montrés sur la Fig. 1.2.6. Wheeler calcule la capacité  $C$  et l'inductance  $L$  de la Fig. 1.2.6 avec les formules suivantes :

$$C = \varepsilon_0 \frac{k_a A}{b} \quad (1.2.25)$$

$$L = \mu_0 n^2 \frac{A}{k_b b} \quad (1.2.26)$$

Où  $k_a$  et  $k_b$  sont les facteurs de forme de la capacité et de l'inductance respectivement,  $n$  le nombre de boucles dans le solénoïde et  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  représente respectivement la permittivité et la perméabilité du vide. Le facteur de forme  $k_a$  est utilisé pour obtenir la surface effective en considérant le champ électrique à l'extérieur du cylindre considéré sur la Fig. 1.2.5a et le facteur de forme  $k_b$  pour obtenir la longueur effective du trajet magnétique en considérant le champ magnétique de l'inductance de la Fig. 1.2.5. La conductance  $G_e$  et la résistance  $R_m$  de rayonnement des antennes représentées sur la Fig. 1.2.6 sont données par [9, 24] :

$$G_e = \frac{1}{6\pi Z_0} \left( \frac{k_a A}{\lambda/2\pi} \right)^2 \quad (1.2.27)$$

$$R_m = \frac{1}{6\pi Z_0} \left( \frac{nA}{(\lambda/2\pi)} \right)^2 \quad (1.2.28)$$

Où  $Z_0$  est l'impédance du vide ( $120\pi$ ).

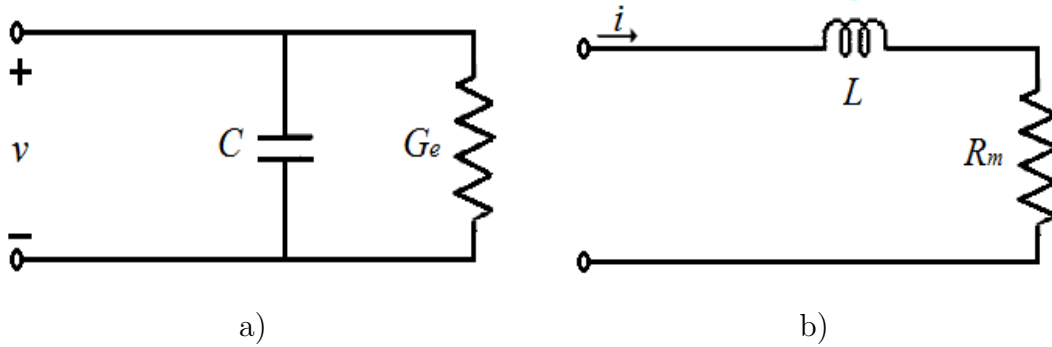


FIGURE 1.2.6 – Modèles équivalents en éléments localisés pour a) une antenne électrique et b) une antenne magnétique

Wheeler introduit ainsi le terme de Facteur de Puissance de Rayonnement (FPR) qu'il utilise pour estimer le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance réactive d'une petite antenne au lieu du facteur de qualité de rayonnement  $Q_{\text{ray}}$  [9, 25]. En se basant sur les éléments localisés de la Fig. 1.2.6, il calcule le FPR pour chaque type d'antenne dans [9].

Pour une antenne électrique, le FPR ( $p_e$ ) est :

$$p_e = \frac{G_e}{\omega C} = \frac{1}{6\pi} \frac{k_a A b}{(\lambda/2\pi)^3} = \frac{1}{6\pi} k_a A b k^3 \quad (1.2.29)$$

Avec  $\omega$  la fréquence de travail. Pour une antenne magnétique, le FPR ( $p_m$ ) est :

$$p_m = \frac{R_m}{\omega L} = \frac{1}{6\pi} \frac{k_b A b}{(\lambda/2\pi)^3} = \frac{1}{6\pi} k_b A b k^3 \quad (1.2.30)$$

On voit que les FPRs sont proportionnels à  $k^3$  ( $k$  nombre d'ondes en espace libre). Les FPRs sont inférieurs à 1 pour les antennes électriquement petites [9].

Quand on parle d'antenne électriquement petite, le facteur de qualité de rayonnement  $Q_{\text{ray}}$  est plus souvent utilisé que le FPR mais ce dernier peut être considéré comme le précurseur du facteur de qualité  $Q$ . Donc à partir des éléments localisés de la Fig. 1.2.6, on peut exprimer  $Q_{\text{ray}}$  des deux types d'antennes de la Fig. 1.2.5. Pour l'antenne électrique de la Fig. 1.2.5a, le facteur de qualité de rayonnement  $Q_{\text{ray}}$  est donné par l'expression suivante [26] :

$$Q_{\text{ray}} = \frac{2\omega W_e}{P_{\text{ray}}} = \frac{2\omega(1/4Cv^2)}{1/2G_e v^2} = \frac{\omega C}{G_e} \quad (1.2.31)$$

Et pour l'antenne magnétique, le  $Q_{\text{ray}}$  toujours selon [26] peut être :

$$Q_{\text{ray}} = \frac{2\omega W_m}{P_{\text{ray}}} = \frac{2\omega(1/4Li^2)}{1/2R_m i^2} = \frac{\omega L}{R_m} \quad (1.2.32)$$

Wheeler a démontré que les FPRs exprimés par les équations (1.2.29) et (1.2.30) sont respectivement les inverses des  $Q_{\text{ray}}$  des équations (1.2.31) et (1.2.32). Mais cette théorie de Wheeler n'est valable que pour des antennes extrêmement petites et ne prend pas en compte les modes sphériques rayonnées quand la taille de l'antenne augmente.

### **L'étude de Chu**

Une année après le travail de Wheeler et à partir de ce dernier Chu développe une autre expression qui détermine les limites du facteur de qualité. Il s'agit d'étudier le comportement des champs électromagnétiques à l'extérieur de la sphère de Chu (Fig. 1.2.1). Chu limite son étude aux antennes omnidirectionnelles et polarisées verticalement et considère qu'il n'y a pas d'énergie stockée à l'intérieur de la sphère de Chu et donc pas de désadaptation entre l'antenne et le port d'entrée [1]. Il modélise l'énergie rayonnante de l'antenne comme une somme de modes sphériques se trouvant à l'extérieur de la sphère de Chu. Il décompose les champs électriques et magnétiques qui se sont propagés en dehors de la sphère comme un ensemble d'ondes sphériques. Il montre que l'énergie électrique ou magnétique propagée en dehors de la sphère est égale à la somme des énergies correspondantes à chaque onde sphérique et que la puissance transmise à travers une surface sphérique proche est égale à la somme des puissances de chaque onde sphérique. Chaque mode est ensuite modélisé par un circuit équivalent RLC. Il applique les formules de récurrence des fonctions de Bessel sphériques pour déterminer les modèles équivalents avec des éléments localisés et calculer les impédances des modes TE et TM. Le facteur de qualité minimum  $Q_{\text{min}}$  pour une petite antenne comme une fonction de  $k_a$  est alors calculé grâce à une analyse de circuit. Pour les modes  $\text{TM}_{n0}$  en coordonnées sphériques, l'impédance de l'onde est donnée par :

$$Z_r^{\text{TM}} = \frac{E_\theta}{H_\phi} = j\eta \left( \frac{(krh_n^2(kr))'}{krh_n^2(kr)} \right) = j\eta \left( \frac{1}{kr} + \frac{(h_n^2(kr))'}{krh_n^2(kr)} \right) \quad (1.2.33)$$

Avec  $n$  le nombre de mode,  $\eta$  l'impédance de l'onde dans l'espace libre et  $h_n^2$  le  $n^{\text{e}}$  ordre de la fonction sphérique de Hankel du second genre.

Appliquant les relations de récurrence [27] des fonctions de Bessel sphériques  $f_n(x)$  données par les équations :

$$\frac{n+1}{x} f_n(x) = f_{n-1}(x) \quad (1.2.34)$$

$$f_{n-1}(x) + f_{n+1}(x) = \frac{2n+1}{x} f_n(x) \quad (1.2.35)$$

dans l'équation (1.2.33), l'impédance de l'onde devient :

$$Z_r^{TM} = \eta \frac{n}{jkr} + \frac{n}{\frac{2n-1}{jkr} - \frac{h_{n-2}^2(kr)}{jh_{n-1}^2(kr)}} \quad (1.2.36)$$

L'expression complète de l'équation (1.2.36) donnée dans [2] est :

$$Z_r^{TM} = \eta \frac{n}{jkr} + \frac{n}{\frac{2n-1}{jkr} + \frac{1}{\frac{2n-3}{jkr} + \dots + \frac{1}{\frac{3}{jkr} + \frac{1}{\frac{1}{jkr} + 1}}}} \quad (1.2.37)$$

Chu utilise l'équation (1.2.36) pour construire un modèle équivalent pour les  $TM_{n0}$  modes. Par exemple l'impédance du mode  $TM_{n0}$  est :

$$Z_r^{TM_{10}} = \eta \frac{n}{jkr} + \frac{n}{\frac{1}{jkr} + 1} \quad (1.2.38)$$

Il donne le modèle équivalent avec des éléments localisés pour  $Z_r^{TM_{10}}$  :

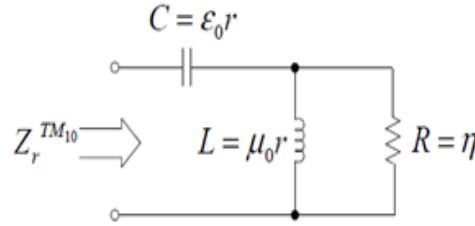


FIGURE 1.2.7 – Modèle équivalent pour le mode  $TM_{10}$  d'une antenne (avec  $r$  le rayon maximum de la sphère entourant l'antenne,  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$  sont respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.) [1, 2]

De même, l'admittance de l'onde est donnée par [28] :

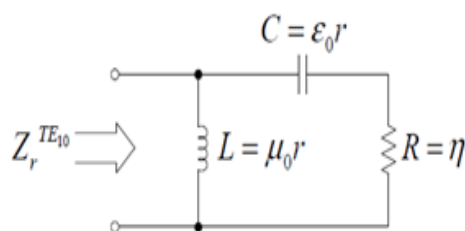
$$Z_r^{TE} = \frac{E_\theta}{H_\phi} = -j\eta \frac{kr h_n^2(kr)}{(kr h_n^2(kr))'} = -j\eta \frac{kr h_n^2(kr)}{kr h_n^2 + (h_n^2(kr))'} \quad (1.2.39)$$

$$Y_r^{TE} = \frac{1}{\eta} \frac{n}{jkr} + \frac{n}{\eta \left( \frac{2n-1}{jkr} + \frac{1}{\frac{2n-3}{jkr} + \dots + \frac{1}{\frac{3}{jkr} + \frac{1}{\frac{1}{jkr} + 1}}} \right)} \quad (1.2.40)$$

Le modèle équivalent avec des éléments localisés pour le mode  $TE_{10}$  est donnée ci-dessous :

Le facteur de qualité de rayonnement minimum défini par Chu  $Q_{\text{chu}}$  pour le mode  $TM_{10}$  en utilisant l'impédance de l'onde donnée par (1.2.38) est :




 FIGURE 1.2.8 – Modèle équivalent pour le mode  $TE_{10}$  d'une antenne [1, 2]

$$Q_{chu} = \frac{1 + 2k^2 a^2}{ka^3 [1 + k^2 a^2]} \quad (1.2.41)$$

Pour une antenne très petite  $ka \ll 1$ ,  $Q_{chu}$  est proportionnel à l'inverse de  $ka$  et les facteurs de puissance de rayonnement définis plus haut (1.2.29) et (1.2.30) sont proportionnels à l'inverse de  $Q_{chu}$ .

#### ***L'étude de Harrington***

Son travail s'est beaucoup inspiré de l'étude de Chu et il est le premier à avoir considéré l'antenne rayonnant les deux types de modes TE et TM. Son travail a conduit à des valeurs de  $Q$  plus faibles.

#### ***L'étude de Collin et Rothschild***

Collin et Rothschild ont par la suite retravaillé les limites de Chu et Harrington. Et contrairement à ces derniers qui utilisaient des circuits RLC équivalents pour représenter chaque mode généré, ils ont proposé une méthode plus générale basée sur une technique de calcul du facteur de qualité  $Q$  avec les champs électromagnétiques. En effet, celle-ci se base sur des antennes rayonnant les modes  $TM_{nm}$  ou  $TE_{nm}$ . Leur méthode a consisté à soustraire la densité de l'énergie associée au champ rayonné à partir de la densité de l'énergie du champ total, donc permettant de calculer les énergies réactives électrique et magnétique [29]. Ils ont ainsi démontré que le facteur de qualité  $Q$  associé aux modes  $TM_{1m}$  ou  $TE_{1m}$  représente la limite minimale pour des antennes qui rayonnent dans les modes TE ou TM. L'expression de leur facteur de qualité minimum  $Q_{min}$  est donnée par :

$$Q_{min} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (1.2.42)$$

#### ***L'étude de Hansen***

Hansen a aussi développé une expression du facteur de qualité minimum à partir des résultats de Chu. Il a représenté les champs rayonnés comme une superposition d'ondes sphériques et a aussi affirmé que tous les modes de propagation excités ont des énergies électriques et magnétiques [18]. Cependant, seuls les modes pro-

pagés contribuent au rayonnement. Comme Chu, il a travaillé à partir de circuits équivalents RLC. A partir de la résistance d'entrée et de la réactance du circuit RLC pour chaque mode (obtenu par Chu), il a exprimé le  $Q_n$  pour chaque mode  $TM_{nm}$  et  $TE_{nm}$ . Ainsi il a trouvé l'expression suivante pour le facteur de qualité minimum  $Q_{min}$  pour une antenne rayonnant un mode TE ou TM :

$$Q_{TM_{1m}} = Q_{TE_{1m}} = \frac{1 + 2(ka)^2}{k^3 a^3 (1 + (ka)^2)} \quad (1.2.43)$$

Pour  $ka < 1$ .

### ***L'étude de McLean***

Plus tard, McLean [14] développe une expression beaucoup plus rigoureuse pour la détermination du facteur de qualité  $Q$  en calculant l'énergie stockée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l'énergie non propagée autour de la sphère. En comparaison avec la méthode de Chu, il a obtenu les mêmes résultats. Mc Lean a obtenu deux expressions pour le facteur de qualité  $Q$  en considérant le cas d'une antenne (de Chu) rayonnant le mode  $TM_{10}$  ou  $TE_{10}$  pour laquelle il calcule le  $Q$ . Rappelons qu'une antenne générique de Chu est une antenne qui est contenue dans la sphère de Chu, omnidirectionnelle, polarisée verticalement, sans perte métallique, ne rayonnant que dans un seul mode  $TM_{n0}$ . Il a utilisé le circuit équivalent de Chu pour un seul mode (voir Fig. 1.2.7). Il évalue ensuite la puissance rayonnée en champ lointain en soustrayant la densité d'énergie électrique rayonnée de la densité d'énergie totale et obtient la densité d'énergie emmagasinée dans la zone proche de l'antenne, il a effectué une intégration de cette énergie dans tout l'espace en dehors de la sphère de Wheeler pour avoir l'énergie électrique emmagasinée  $W_e$ . Ceci le conduit à établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode  $TM_{10}$  d'une antenne électriquement petite à polarisation linéaire comme ci-dessous :

$$Q_{min} = \eta \left( \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (1.2.44)$$

Cette équation est la même que celle de Collin et Rothschild [29].

Plus généralisée, et prenant en compte le mode  $TM_{10}$  et  $TE_{10}$  (et non pas uniquement  $TM_{10}$ ), l'équation (1.2.43) s'écrit d'après Mc Lean [14] :

$$Q_{min} = \frac{1}{2} \eta \left( \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (1.2.45)$$

Nous remarquons que les expressions déterminées par Mc Lean sont valables pour toutes les valeurs de  $ka$  et pour des valeurs très petites de  $ka$   $ka \ll 1$ . Donc l'expression de Mc Lean est en accord avec les théories de Chu et de Wheeler. Bien que le facteur de qualité  $Q$  de Mc Lean représente une limite basse, elle reste encore très inférieure aux limites obtenues pour des antennes réelles, que l'on conçoit

généralement en pratique. Cela est dû au fait qu'aucune énergie n'est rayonnée dans la sphère de Chu et que l'on suppose qu'un seul mode de rayonnement est concerné, ce qui n'est pratiquement jamais le cas en réalité. Ainsi, plus récemment, une autre théorie a été développée pour déterminer des limites plus réalistes.

### *Les récentes études*

Diverses études ont été menées de manière plus détaillée et poussée afin de déterminer le facteur de qualité minimum d'une antenne électriquement petite, lequel est toujours sujet d'actualité. Récemment, D. Pozar [30] a revisité les limites fondamentales du facteur de qualité minimum d'une antenne arbitraire électriquement petite. Il s'est notamment intéressé à l'impact de la polarisation et de la présence de modes TM, TE ou TEM sur les valeurs de  $Q$ .

Thal [23] a présenté des limites pratiques du facteur de qualité  $Q$  pour des dipôles électriques et magnétiques et pour cela, il considère une distribution du courant à la surface de la sphère de Chu, et modélise par un circuit équivalent, l'énergie qui y est stockée. Il a aussi étudié la relation qui lie le gain, le facteur de qualité  $Q$  et l'énergie à l'intérieur de la sphère de Chu pour les petites antennes et conclue que ces éléments ne sont pas indépendants les uns des autres.

Les travaux de Gustafsson et al. [16] permettent de calculer le facteur de qualité  $Q$  et le gain pour des antennes électriquement petites et ceci pour n'importe quelles formes d'antennes, plutôt que les formes sphériques habituellement étudiées. Son approche est radicalement différente, car il utilise les propriétés de diffusion des particules. Il démontre que le minimum de  $Q$  augmente pour une antenne de forme arbitraire.

Yaghjian et Stuart [31] présentent des calculs de facteur de qualité minimum  $Q_{\min}$  pour n'importe quelle forme d'antenne également en s'appuyant sur les travaux de Gustafsson. Ce travail valide l'expression générale donnée par (1.2.44). Le Tableau 1.1 [26] nous donne une liste non exhaustive des différentes expressions du minimum de facteur de qualité selon les considérations faites par les chercheurs.

Pour  $ka \ll 1$ ,  $(ka)^3 \ll 1$  et donc  $1/(ka)^3 \gg 1/ka$ , le facteur de qualité minimal donné par Chu et repris par McLean (1.2.44) se simplifie alors :

$$Q_{\min,Chu} \approx \frac{\eta}{(ka)^3} \quad (1.2.46)$$

Ainsi l'expression (1.2.10) liant la bande passante  $B$ , le facteur de qualité  $Q$  et le ROS donnée plus haut devient pour  $ka \ll 1$  :

$$B = \frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \cdot (ka)^3 \quad (1.2.47)$$

Best et Yaghjian [15] ont aussi calculé le facteur de qualité de manière exacte en termes de champs et d'impédance et ont fait le lien entre le facteur de qualité et la bande passante. Il en ressort l'expression du facteur de qualité suivante :

$Q_{min}(\eta = 1 \text{ et } ka \ll 1)$	Auteurs []	Commentaires
$\frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka}$	Chu [1]; Colin et Rothschild [29]; McLean [14]	Mode TE ou TM
$\frac{1}{2} \left( \frac{1}{(ka)^3} + \frac{2}{ka} \right)$	McLean [14]	Mode Te ou TM
$\frac{1.5}{(ka)^3}$	Thal [23]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, mode TM
$\frac{3}{(ka)^3}$	Thal [23]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, mode TE
$\frac{1}{(ka)^3}$	Thal [23]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, modes TE et TM
$\frac{G}{\tilde{\eta}} \frac{1}{2(ka)^3}$	Gustafson et al. [16]	G= gain de l'antenne; $\tilde{\eta}$ = efficacité d'absorption de l'antenne; Hypothèse : antenne en PEC

TABLE 1.1 – Différentes expressions du facteur de qualité minimum  $Q_{min}$  avec  $a$  le rayon de la sphère de Chu

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (1.2.48)$$

Avec  $R_0$  la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z'_0$  la dérivée de l'impédance d'entrée et  $\omega_0$  la pulsation de résonance de l'antenne. Ainsi grâce à cette formule, il est possible de calculer le facteur de qualité d'une antenne directement à partir de son impédance d'entrée.

### 1.2.4 Les techniques de miniaturisation

Aujourd'hui la miniaturisation des antennes représente un important challenge. L'enjeu est de réduire les dimensions de l'élément rayonnant tout en maintenant des performances radioélectriques optimales (bande passante, efficacité de rayonnement, adaptation...)

De nos jours, les antennes sont présentes dans les objets usuels de toutes sortes pour diverses applications qui s'étendent des télécommunications mobiles, aux moyens de transport, et même dans la médecine (les implants auditifs par exemple). La complexité des appareils électriques nous impose alors de concevoir de petites antennes avec de bonnes performances. Pour cela nous avons recours à la miniaturisation pour réduire l'encombrement de l'antenne. La diminution de la longueur électrique de l'antenne a pour effet de concentrer les champs électromagnétiques dans le voisinage de l'antenne. Elle entraîne aussi une réduction de la fréquence de résonance puisque nous allongeons la longueur électrique.

Le critère limitant va être le facteur de qualité et donc la bande passante ou l'efficacité de rayonnement et on sait que la limite pour le facteur de qualité des petites antennes existe.

L'utilisation d'un plan de masse pose un problème car on ne sait pas exactement s'il faut le considérer comme faisant partie de l'antenne ou non.

Aussi, lorsqu'une antenne est très petite, certains éléments tels que le câble d'alimentation et la taille du plan de masse doivent être considérés dans la conception de l'antenne car ils peuvent influencer sur le rayonnement de l'antenne. En effet, une AEP peut générer des courants de retour sur le câble d'alimentation et celui-ci contribue ainsi au rayonnement de l'antenne. De même, un câble d'alimentation peut être vu comme une partie rayonnante et entraîner une baisse de la fréquence de travail de l'antenne. Et si le plan de masse est trop petit à des longueurs d'ondes importantes, un rayonnement vers l'arrière du plan de masse peut être plus important que le rayonnement vers l'avant.

Le choix des substrats dans le cas des antennes planaires, est aussi important car la réduction des pertes aide à minimiser les détériorations des performances des antennes miniatures. Cela peut permettre de réduire la taille de l'antenne si des permittivités élevées sont utilisées.

Il est donc intéressant de voir les principales techniques qu'on peut rencontrer dans la littérature, qui permettent de miniaturiser des antennes. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du courant par la modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers et récemment l'utilisation de circuits actifs.

#### 1.2.4.1 Modification de la géométrie

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patchs, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. Des effets inductifs et capacitifs seront aussi induits, ce qui aura pour effet de modifier l'impédance d'entrée de l'antenne et sa bande passante. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Sur la Fig. 1.2.9, on peut voir un exemple d'antenne patch avec des fentes.

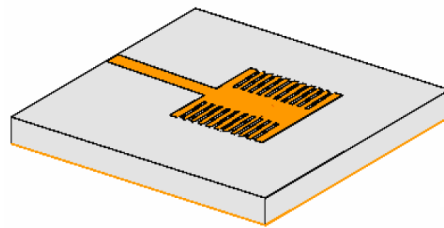


FIGURE 1.2.9 – Antenne patch miniaturisée par introduction de fentes

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopoles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. La Fig. 1.2.10 présente un exemple de monopole replié. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA (Figure 1.2.11) où non seulement l'élément replié occupe moins d'espace mais aussi crée en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain.

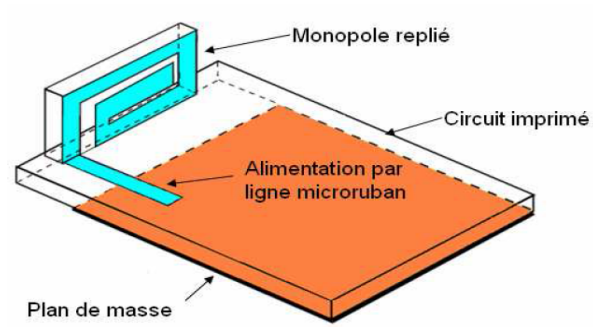


FIGURE 1.2.10 – Exemple d’une antenne monopôle repliée

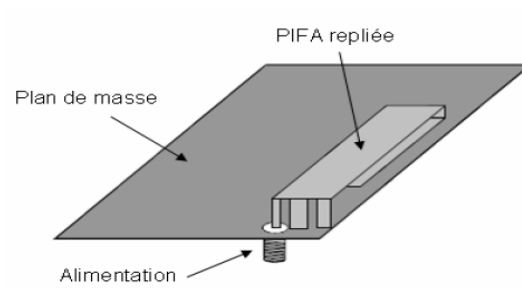


FIGURE 1.2.11 – Exemple d’antenne PIFA repliée

Une autre technique simple pour miniaturiser une antenne est la création de méandres. La configuration générale d'une antenne méandre est présentée sur la Figure 1.2.12a pour le cas d'antennes dipôles repliées de manière périodique. Comme on peut le constater, si un dipôle droit et un dipôle replié ont la même hauteur, ce dernier aura une résonance plus basse en fréquence. En effet, comme souligné plus haut le chemin parcouru par le courant sera beaucoup plus long. Ce type de géométrie a cependant un impact sur les performances de l'antenne. Il a été démontré [32] que l'efficacité rayonnée du dipôle replié est fortement liée au nombre de repliements  $N$ , à la longueur et à la largeur des brins ainsi qu'à la distance entre deux brins. Cependant un avantage avec ces antennes imprimées est qu'on peut enrouler l'antenne sur toutes les faces de certains substrats diélectriques et gagner ainsi le maximum de volume. Un exemple de cette méthode est présenté sur la Fig. 1.2.12c.

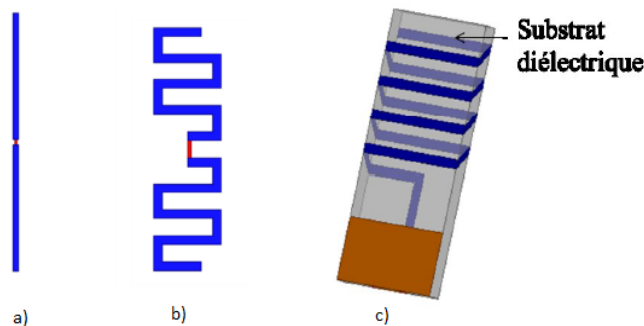


FIGURE 1.2.12 – a) Dipôle droit ; b) Dipôle méandre ; c) Antenne méandre enroulée sur les faces d'un substrat diélectrique

On peut aussi introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse pour miniaturiser les antennes imprimées. Pour une antenne imprimée type patch, le champ électrique du premier mode résonnant dans la cavité s'annule au milieu de la longueur résonante. En jouant sur la position du court-circuit par rapport à l'antenne et sur sa longueur, nous arrivons à modifier la fréquence de résonance de l'antenne ainsi que son impédance d'entrée. C'est à dire qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance. En d'autres termes, on peut assimiler le court-circuit à une inductance dont la valeur est directement liée aux dimensions du court-circuit. En général, plus un court-circuit est long et fin, plus l'effet inductif qu'il génère augmente et cela entraîne une baisse de l'efficacité. L'exemple le plus connu avec ce principe



est l'antenne PIFA (Fig. 1.2.11). Cette technique, facilement réalisable implique cependant une diminution de la bande passante de l'antenne par rapport à une simple antenne patch ainsi qu'une dégradation de la pureté de polarisation et du gain maximal de l'antenne. De façon générale, cette technique de miniaturisation peut s'appliquer à toutes les formes d'antennes si l'on positionne un court-circuit à l'endroit où le potentiel du mode considéré s'annule. On peut aussi ajouter une charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice pour réduire l'encombrement de l'antenne. En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance comme on peut le voir sur la Fig. 1.2.13a. De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité (Fig. 1.2.13b). Les antennes micro ruban dans lesquelles on a pratiqué des fentes peuvent aussi être représentées par des circuits LC équivalents.

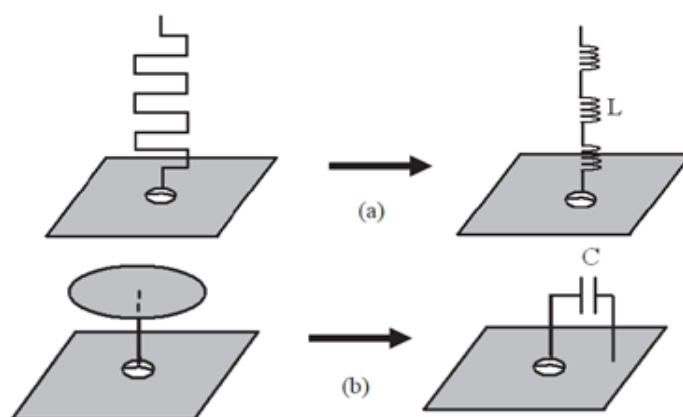


FIGURE 1.2.13 – a) Monopôle replié et b) monopôle chargée et leurs circuits équivalents

Par exemple le court-circuit existant sur les antennes PIFA peut être remplacé par une résistance de faible valeur (1 à 2 Ohms). Par un choix et un positionnement judicieux de celui-ci, nous pouvons arriver à diminuer la fréquence de résonance et améliorer la bande passante [33]. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation des pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit. Il est aussi possible d'utiliser des composants discrets (résistances, capacités et inductances) car celles-ci peuvent entraîner des réductions de tailles de plus de 50%. En effet insérer une capacité en bout de ligne permettrait d'une part de rallonger la longueur électrique de l'antenne et d'autre part d'introduire un effet capacitif. Ces deux phénomènes combinés entraînent une baisse de la fréquence de

résonance. Nous pouvons aussi insérer une capacité et une self au sein de l'élément rayonnant. L'ajout de ceux-ci aura pour conséquence de modifier la valeur de l'inductance et de la capacité équivalente de l'antenne et donc de faire résonner le système à une fréquence différente. D'autres études ont aussi montré qu'un monopole replié était équivalent à un monopole chargé par une inductance. Donc en introduisant des charges localisées comme les capacités ou les inductances, dans la structure d'une antenne monopole, celle-ci peut être raccourcie. La réactance qui sera générée par ces composants compensera la partie imaginaire du monopole raccourci, ce qui permet d'avoir un bon niveau d'adaptation.

Mais l'inconvénient majeur de ces composants et principalement de la capacité est qu'ils augmentent le facteur de qualité de l'antenne, ce qui diminue fortement la bande passante et l'efficacité rayonnée. Une dernière technique de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antenne fractales. Il s'agit d'antennes classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. A partir d'une géométrie de base, plusieurs itérations sont effectuées. En augmentant le nombre d'itérations (donc la longueur du dipôle à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue. Ce qui revient à diminuer la hauteur du brin pour travailler à fréquence constante. Des exemples très connus sont les courbes de Hilbert, les géométries fractales de Von Koch et celles de Sierpinski. La Fig. 1.2.14 présente une structure de Von Koch appliquée à un monopôle à plusieurs itérations. Cependant la bande passante et l'efficacité de ces antennes fractales sont sensiblement dégradées comparées au simple monopole.

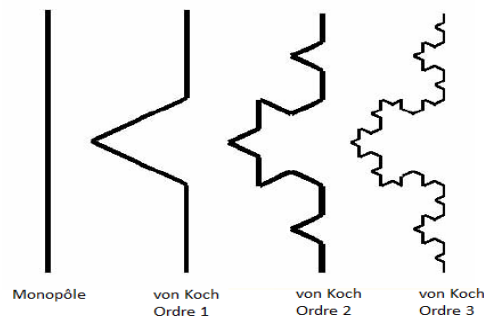


FIGURE 1.2.14 – Monopôles à géométrie fractales de Von Koch

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme le montre l'antenne Fig. 1.2.15 qui présente un dipôle utilisant deux tapis de Sierpinski.

Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40%. Le caractère d'autosimilarité induit aussi un comportement multi-bande.

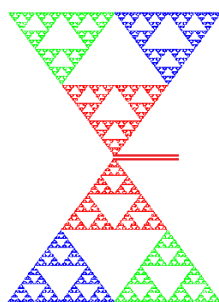


FIGURE 1.2.15 – Tamis de Sierpinski appliqué à un dipôle

### 1.2.4.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation d'antennes

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille électrique. Ceci passe par une réduction des pertes diélectriques lors des procédés de miniaturisation et de nouveaux types de matériaux à faibles pertes ont été développés. Ainsi les travaux de développement de nouveaux substrats ont été considérables ces dernières années. En effet, certains matériaux aux propriétés physiques non disponibles naturellement peuvent être aujourd'hui fabriqués. Nous présenterons ici deux de ces nouveaux matériaux.

#### Les matériaux diélectriques

La modification du design d'une antenne n'est pas la seule technique permettant une miniaturisation des antennes. L'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité typiquement de l'ordre de 10 à 20 permettait de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie. En effet avec un tel matériau les lignes de champ sont concentrées sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influe sur l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et la réorientation des dipôles électriques. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative  $\varepsilon_r$  élevée, la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  diminue, comme le montre l'équation (1.2.49) suivante :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \quad (1.2.49)$$

Avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide et  $\mu_r$  la perméabilité relative du matériau. Cependant si cette technique nous permet de miniaturiser l'antenne en

question, le principal inconvénient de ces matériaux est le confinement des lignes de champs électriques qui génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse entraînant ainsi une baisse de performances notamment l'efficacité et la bande passante. Afin de limiter cette augmentation de l'énergie stockée pour des substrats à forte permittivité, divers travaux ont présenté une solution basée sur la distribution du champ électrique à l'intérieur du substrat diélectrique situé sous l'antenne microruban. Cela consiste à employer un substrat de faible permittivité dans les régions à fort champ électrique et un substrat à forte permittivité dans les régions de faible champ électrique [34]. Le champ présente ainsi une distribution quasi-uniforme sous l'antenne microruban, ce qui permet simultanément de réduire la taille de l'antenne et de gagner en bande passante. Les matériaux à forte permittivité généralement utilisés sont des substrats céramiques sur lesquels on réalise un dépôt métallique ce qui ajoute un surcoût élevé lors de la fabrication.

### Les matériaux magnéto-diélectriques

L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité sont toutes les deux supérieures à 1, permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante. Hansen et Burke [35] ont montré que pour une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique la bande passante était plus importante qu'avec un matériau purement diélectrique de même indice  $n$ . En effet, ils ont montré que l'expression de la bande passante était définie par l'expression analytique suivante :

$$B \approx \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{d}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\mu_r \varepsilon_r})} \quad (1.2.50)$$

Avec  $d$  la hauteur du substrat et  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail.

Ainsi pour un facteur de miniaturisation  $\sqrt{\mu\varepsilon}$  constant, la largeur de bande de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur  $\sqrt{\mu/\varepsilon}$ .

Une antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique permet donc d'allier miniaturisation et amélioration de la bande passante. Mais en pratique, la plupart des matériaux existants ayant à la fois leur permittivité et leur perméabilité élevées sont synonymes de pertes et leur utilisation sur des antennes peut réduire l'efficacité de ces dernières.

### Les métamatériaux

L'utilisation des métamatériaux est une des méthodes récentes pour la miniaturisation des structures d'antenne. Un métamatériau est un matériau composite

artificiel aux propriétés électromagnétiques non naturelles. Il est composé généralement d'une matrice d'inclusions périodiques sub-longueur d'onde, qui peuvent être diélectriques ou métalliques. Les métamatériaux sont assimilés à des milieux continus et permettent l'ingénierie de matériau avec des propriétés de permittivité et de perméabilité que l'on ne rencontre pas dans la nature. Les études conduites sur cette thématique ont pris beaucoup d'importance ces dernières années. Ceci se justifie essentiellement par le passage des concepts physiques des métamatériaux à leur mise en œuvre pour la réalisation d'un large spectre d'applications. L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselago en 1968 [36] mais c'est depuis la conception d'un milieu présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives en 2000 [37] et la démonstration expérimentale d'un indice de réfraction négatif par l'équipe de David R. Smith en 2001 [38] que le spectre des applications s'est considérablement développé dans plusieurs domaines. Les propriétés originales obtenues avec ces structures périodiques ont été mises en œuvre dans la conception d'une multitude de systèmes électromagnétiques dont les antennes. Parmi les nombreuses applications des métamatériaux dans le domaine antenne, une nouvelle génération d'antennes miniatures inspirées des métamatériaux a été présentée par Richard Ziolkowski [39, 40]. En effet, les propriétés des matériaux à indice de réfraction négatif, à perméabilité négative et permittivité négative ont été appliquées directement dans l'environnement proche des antennes pour améliorer leurs performances. La Fig. 1.2.16 présente des antennes filaires électriquement petites devant la longueur d'onde, entourées de métamatériaux à perméabilité négative (MNG) ou à permittivité négative (ENG) pour augmenter leurs efficacités.

Une autre technique reporté dans [41] s'intéresse aux surfaces à métamatériaux présentant une impédance réactive (SIR) en vue de leur utilisation comme substrat pour des antennes planaires. Ces surfaces sont modélisées par des circuits LC parallèles. En dessous de leur fréquence de résonance, elles présentent un comportement inductif qui va servir à compenser la partie capacitive de l'impédance de l'antenne source et baisser sa fréquence de résonance. L'utilisation de ces structures contribue donc à réduire la taille physique de l'antenne. Cependant cette technique de miniaturisation souffre d'un fonctionnement très faible bande.

#### 1.2.4.3 Miniaturisation par un circuit actif

Cette nouvelle technique de miniaturisation a été introduite en 1968 par des chercheurs comme A. D. Harris et G. A. Myers qui mènent une étude sur l'utilisation d'un convertisseur d'impédance négatif pour augmenter la bande passante des antennes miniatures [42]. Ensuite cela a été appliqué en 1970 par Mayes and Poggio [43], puis par Bahr en 1977 [44] qui utilisa un réseau d'adaptation constitué de résistances négatives pour augmenter le facteur de bruit afin d'évaluer le

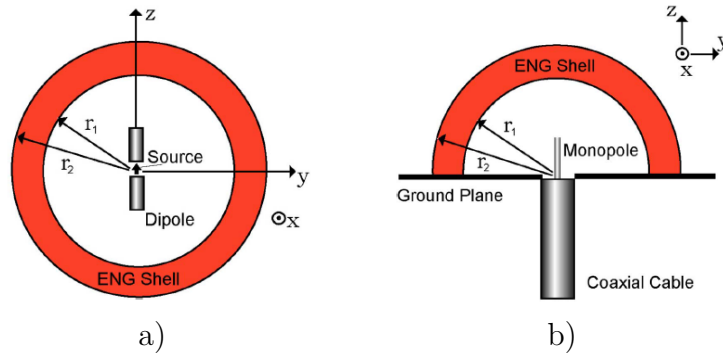


FIGURE 1.2.16 – Antennes miniatures avec des métamatériaux d’après les travaux de R. Ziolkowski

transfert de puissance sur des antennes réceptrices. D’autres études [45, 46, 47] ont suivis et ils ont montré qu’il était possible de réduire la longueur physique des antennes tout en ayant une largeur de bande relativement importante. Ceci est possible en utilisant des circuits actifs sous forme de convertisseurs d’impédance communément appelés des circuits « non-Foster ». Cette notion de miniaturisation d’antennes avec ces circuits non-Foster se traduit généralement par le décalage vers les basses fréquences de la fréquence de résonance d’une antenne qui initialement fonctionnait à une fréquence donnée plus haute. On verra plus bas que contrairement à l’adaptation d’impédance avec un circuit passif, en utilisant un circuit non-Foster dans le réseau d’adaptation d’une antenne, on arrive à contourner la limitation taille-bande passante établie pour les antennes électriquement petites.

### 1.3 Les circuits non-Foster

Tous les circuits passifs vérifient le théorème de Foster [48] qui stipule que tout quadripôle sans pertes doit avoir une impédance (ou admittance) dont la réactance (ou susceptance) a une pente positive en fonction de la fréquence. Cela empêche fondamentalement l’impédance de suivre une fonction arbitraire en fonction de la fréquence ce qui explique la limitation gain-bande passante de Bode et Fano [6, 7] pour l’adaptation d’impédance mais aussi la limite de Wheeler et Chu pour la bande passante des AEP. La réactance  $X$  et la susceptance  $B$  de ces circuits « Foster » satisfont :

$$\frac{\partial X}{\partial \omega} > 0; \frac{\partial B}{\partial \omega} > 0 \quad (1.3.1)$$

Cependant il existe des circuits qui violent ce théorème de Foster : ce sont les circuits non-Foster. Par opposition aux circuits Foster, la réactance  $X$  et la susceptance  $B$  de ces circuits non-Foster ont une pente négative en fonction de la

fréquence décrites par :

$$\frac{\partial X_{NF}}{\partial \omega} < 0; \frac{\partial B_{NF}}{\partial \omega} < 0 \quad (1.3.2)$$

La réactance mathématique d'une inductance est donnée par :

$$X_L = 2\pi f(-L) \quad (1.3.3)$$

A une seule fréquence la réactance d'une inductance négative est équivalente à la réactance d'une capacité, mais cette équivalence ne s'applique pas quand la fréquence varie. On peut le voir avec la réactance de la capacité qui est inversement proportionnelle à la fréquence. Donc pour des valeurs de  $-L$  et  $C$  données, on a l'équivalence :

$$-j2\pi fL = -j\frac{1}{2\pi fC} \quad (1.3.4)$$

Mais ceci est vrai à une seule fréquence. La réactance des circuits Foster tournent dans le sens horaire sur l'abaque de Smith en fonction de la fréquence tandis que les circuits non-Foster tournent dans le sens contraire des aiguilles d'une montre avec la fréquence. La Fig. 1.3.1 montre l'abaque de Smith avec les éléments Foster et Non-Foster.

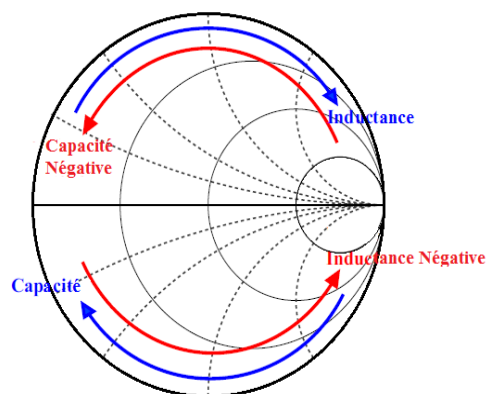


FIGURE 1.3.1 – Impédance des éléments Foster et non-Foster sur l'abaque de Smith

Les circuits non-Foster n'existent pas en tant que circuits passifs mais ils peuvent être réalisés avec des circuits électroniques actifs appelés Convertisseurs ou Inverseurs d'Impédance Négative et en anglais « Negative Impedance Converters (NIC) or Inverters (NII) ». Ces circuits étudiés par Linvill en 1963 [49] utilisent une rétroaction positive avec une paire de transistor pour convertir l'élément passif ou

élément « Foster » (R, C ou L) en une impédance négative. Nous allons parler en détail de ces circuits dans les paragraphes suivants ainsi que de leurs applications dans le domaine des microondes.

### 1.3.1 Principe de fonctionnement des NICs et des NIIs et implémentation de circuits non-Foster

Traditionnellement un circuit non-Foster est obtenu à partir d'un convertisseur ou inverseur d'impédance (NIC ou NII). Concrètement le principe de fonctionnement des NICs et des NIIs est l'inversion du courant à travers une charge en maintenant la tension à ses bornes ou en inversant la tension à ses bornes et en maintenant le courant qui la traverse. En se basant sur la Fig.1.3.2 on voit que pour un NIC, si on considère un quadripôle cela revient à avoir sur les deux ports la négation de l'impédance de charge connectée sur les deux autres ports multiplié par un facteur. Par exemple si on connecte une impédance de charge correspondante à une capacité, on obtient une capacité négative. Pour un NII, on obtient l'inverse. La Fig. 1.3.2 donne une vue globale du fonctionnement d'un NIC idéal et d'un NII idéal. On voit sur la Fig. 1.3.2a que l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  vue par le port 1 est l'inverse de l'impédance de charge au port 2 multipliée par un facteur  $K$  qui est le coefficient d'inversion. Il est à noter que  $K$  est un réel positif pour un NIC idéal.

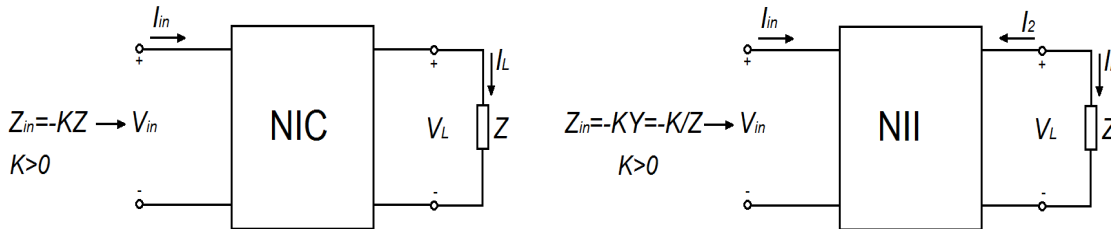


FIGURE 1.3.2 – Principe de fonctionnement d'un NIC et d'un NII

Ces deux types de circuits ont été imaginés par Marius Latour [50, 51] vers les années 1920. Ensuite en 1951 Merill [50] réalise un NIC avec des tubes à vide. Ce premier circuit est une résistance négative appelée répéteur d'impédance négative utilisée alors dans les lignes téléphoniques pour augmenter le gain en transmission. C'est en 1953 que Linvill [49, 52] présente de manière pratique les premiers convertisseurs d'impédance négative utilisant des transistors. Ses convertisseurs d'impédance se basent sur l'inversion de la tension (VINIC) pour réaliser une résistance négative et sont symétriques c'est-à-dire sont à deux ports pour les deux premiers et asymétriques (à un port) pour les deux autres. Chacun de ces deux



types de NIC sont soit en circuit ouvert stable ou en court-circuit stable (on utilisera plus les termes anglais OCS qui est l'abréviation de « Open Circuit Stable » et SCS pour « Short Circuit Stable »). En 1957, Larky [53] and Yanagisawa [54] présentent des NICs basés sur l'inversion du courant (CINIC) avec des résultats expérimentaux. Les NIIs ont un fonctionnement similaire à celui des gyrateurs à la différence que les NIIs ont une conductance négative. D'autres études ont été effectuées qui ont donné un certain nombre de NICs dont les plus connus sont recensés dans [55, 56] et à titre illustratif sur la Fig. 1.3.3.

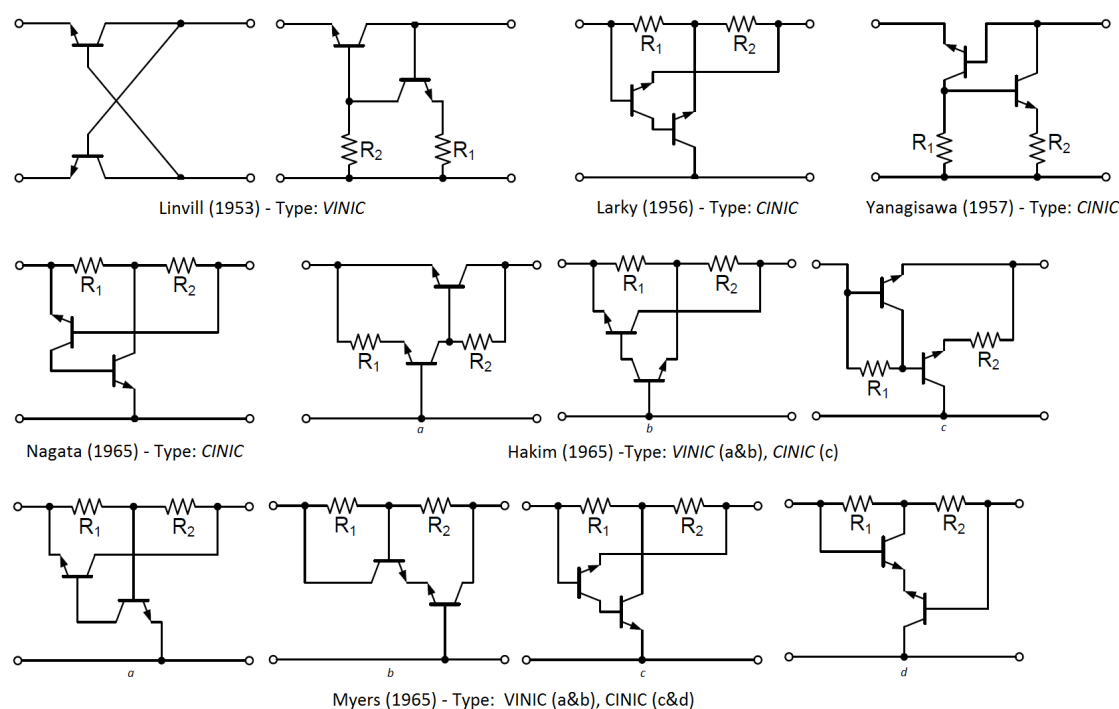


FIGURE 1.3.3 – Liste exhaustive de NICs

Ces circuits présentés sur sur la Fig. 1.3.3 utilisent seulement des transistors NPN mais les NICs peuvent être aussi obtenus avec des transistors PNP qui sont d'ailleurs largement utilisés dans les versions originales. Ils sont aussi réalisables avec des amplificateurs opérationnels (AOP) qui donnent cependant de moins bons résultats en termes de bande passante (les AOP sont limités en fréquence). Ces circuits présentés sont juste la partie centrale des NICs qui permettent la conversion d'impédance. A cela s'ajoute les éléments de polarisation des transistors mais aussi mais aussi tous les éléments de couplage AC et les DC blocs. Les paramètres habituels qui décrivent un quadripôle peuvent être utilisés pour étudier un NIC idéal. On utilisera les paramètres hybrides pour représenter le NIC idéal [51, 57].

La Fig. 1.20 montre le modèle équivalent d'un quadripôle à partir des paramètres hybrides avec une charge quelconque  $Z_L$  au port 2.

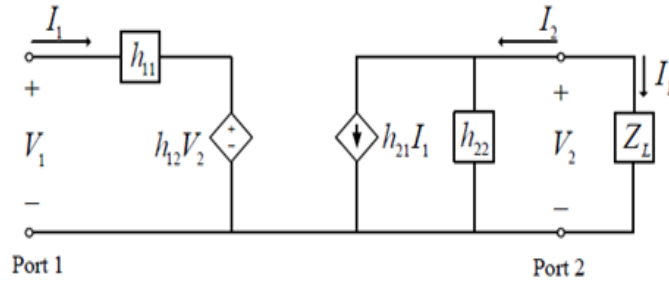


FIGURE 1.3.4 – Modèle équivalent d'un quadripôle avec les paramètres  $h$  représentant un NIC idéal

Les équations des paramètres  $h$  d'un quadripôle sont :

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (1.3.5)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (1.3.6)$$

avec

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0}; \quad h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1=0}; \quad h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0}; \quad h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0}$$

Pour une charge quelconque passive  $Z_L$  au port 2 comme sur la figure ci-dessus, l'impédance d'entrée ( $Z_{in} = V_1/I_1$ ) sur le port 1 est donnée par [51] :

$$Z_{in} = h_{11} + \frac{h_{12}h_{21}Z_L}{h_{22}Z_L + 1} \quad (1.3.7)$$

La condition nécessaire et suffisante pour réaliser un NIC idéal ( $Z_{in} = -KZ_L$ ) peut être obtenue à partir de (1.3.6) [53] avec  $h_{11} = 0$ ,  $h_{22} = 0$  et  $h_{12}h_{21} = K$ .

Le coefficient d'inversion  $K$  doit être positif pour convertir une impédance positive en une impédance négative donc  $h_{12}$  et  $h_{21}$  sont tous les deux positifs ou négatifs. Selon leur signe les propriétés du NIC sont différentes [51]. En effet le NIC change la direction du courant de charge d'où l'appellation NIC à inversion de courant ou le NIC inverse la polarité de la tension de charge c'est un NIC à inversion de tension. Nous allons détailler ces deux types de NIC en considérant  $K$  égale à 1 par souci de simplicité.

### 1.3.1.1 Les NICs à conversion de courant

Quand  $h_{12}$  et  $h_{21}$  pour un NIC idéal ( $h_{11} = 0$ ,  $h_{22} = 0$ ) sont tous les deux positifs et égaux à 1, les équations (1.3.5) et (1.3.6) deviennent :

$$V_1 = V_2 I_2 = I_1 \quad (1.3.8)$$

Ce qui donne la relation suivante entre le courant  $I_1$  au port 1 et le courant  $I_L$  à travers la charge :

$$I_1 = -I_L \quad (1.3.9)$$

D'où l'impédance vue au port 1 est :

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{I_L Z_L}{-I_L} = -Z_L \quad (1.3.10)$$

A partir de l'équation (1.3.9), on peut comprendre que le courant d'entrée est l'inverse du courant qui traverse la charge ce qui donne une impédance de charge  $Z_L$  négative, une impédance non-Foster. Ce type de NIC est dit à inversion de courant (en anglais « current inversion NIC » CINIC). La matrice des paramètres  $h$  pour un CINIC idéal est :

$$h = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.3.11)$$

Le modèle de Larky [53] sur la Fig. 1.3.3 avec des transistors PNP est un parfait exemple du NIC à conversion de courant où l'impédance négative vue par le port 1 est approximativement  $-\frac{R_1}{R_2} Z_L$  quand  $Z_L$  est connectée au port 2.

### 1.3.1.2 Les NICs à inversion de tension

Lorsque  $h_{12}$  et  $h_{21}$  sont tous les deux négatifs, les équations (1.3.5) et (1.3.6) deviennent :

$$V_1 = -V_2 I_2 = -I_1 \quad (1.3.12)$$

La tension et le courant au port 1 sont donnés par :

$$V_1 = -I_L Z_L I_1 = I_L \quad (1.3.13)$$

De même l'impédance vue au port 1 est :

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{-I_L Z_L}{I_L} = -Z_L \quad (1.3.14)$$

Dans ce cas le courant d'entrée est le même que le courant à travers la charge  $Z_L$ . Cependant la tension aux bornes de la charge est copiée inverse à l'entrée du circuit résultant l'impédance non-Foster  $-Z_L$ . Ce type de NIC est dit à inversion de

tension (en anglais « voltage inversion NIC » VINIC) et la matrice des paramètres  $h$  pour un VINIC idéal est :

$$h = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.3.15)$$

Un exemple de VINIC est le modèle asymétrique de Linvill donné sur la Fig. 1.19 qui donne une impédance d'entrée égale à  $-R_2/R_1 Z_L$  avec  $Z_L$  est connectée au port 2.

### 1.3.1.3 Les NIIs

Si on considère le circuit de la Fig. 1.3.2, un NII transforme l'impédance connectée sur un des 2 ports en une admittance négative [58]. Dans le cas montré sur la Fig. 1.3.2, l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  vu au port 1 est l'admittance négative  $Y_L = \frac{1}{Z_L}$  chargée sur le port 2 multipliée par le coefficient d'inversion d'impédance  $K$  qui est un réel positif pour un NII idéal. Pour le NIC les paramètres  $h$  étaient pris en compte dans les calculs d'impédance, avec le NII ce sont les paramètres  $z$  qui sont utilisés lorsqu'on l'exprime en termes de paramètres d'un quadripôle. La Fig. 1.3.5 montre le modèle équivalent d'un quadripôle en fonction des paramètres  $z$  avec une charge quelconque  $Z_L$  au port 2. Les équations qui définissent ce quadripôle sont les suivantes :

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}V_2 \quad (1.3.16)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \quad (1.3.17)$$

Avec

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1} |_{I_2=0}; \quad z_{12} = \frac{V_1}{I_2} |_{I_1=0}; \quad z_{21} = \frac{V_2}{I_1} |_{I_2=0}; \quad z_{22} = \frac{V_2}{I_2} |_{I_1=0}$$

Pour une charge quelconque passive  $Z_L$  au port 2 comme sur la figure ci-dessous, l'impédance d'entrée  $Z_{in} = V_1/I_1$  sur le port 1 est donnée par [59] comme suit :

$$Z_{in} = z_{11} + \frac{z_{12}z_{21}}{Z_L + z_{22}} \quad (1.3.18)$$

La condition nécessaire et suffisante pour réaliser un NII idéal  $Z_{in} = -KY_L$  peut être obtenue à partir de (1.3.18) avec  $z_{11} = 0$ ,  $z_{22} = 0$ ,  $z_{12}z_{21} = K$ .

Le coefficient d'inversion  $K$  doit être positif pour convertir une impédance positive en une admittance négative donc  $z_{12}$  et  $z_{21}$  sont tous les deux positifs ou négatifs. Contrairement aux NICs, on ne peut pas parler d'inversion de tension ou d'inversion de courant pour les NIIs car la propriété des NIIs est différente en fonction de la charge passive à inverser mais aussi des signes de  $z_{12}$  et  $z_{21}$ .

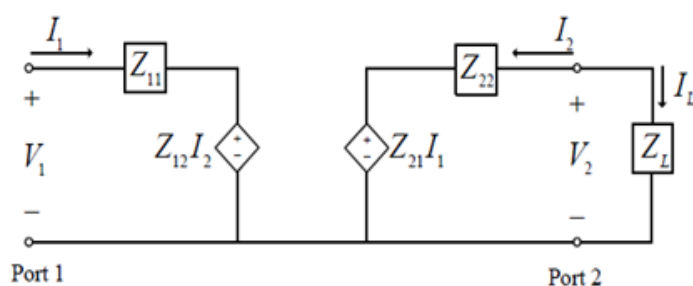


FIGURE 1.3.5 – Modèle équivalent d’un quadripôle avec les paramètres  $z$  représentant un NII idéal [3]

### 1.3.2 Avantages des circuits non-Foster

Les circuits non-Foster malgré leur difficulté de réalisation ont de remarquables propriétés qui conduisent à de nouvelles et intéressantes applications. En effet la réactance d’une impédance non-Foster avec une pente négative en fonction de la fréquence peut être utilisée pour annuler complètement la réactance équivalente d’une impédance passive qui a une pente positive en fonction de la fréquence. Pour cette raison ces circuits non-Foster sont utilisés dans des circuits d’adaptation d’antennes pour obtenir des antennes très large bande [45]. Leurs réactances qui tournent dans le sens contraire horaire sur l’abaque de Smith peuvent être interprétée comme un retard de phase négative utilisé dans des déphaseurs large bande. La pente positive de la phase de réflexion d’un élément non-Foster peut être utilisée pour annuler le retard de phase et en même temps réduire la dispersion de phase [60]. Une propagation en onde rapide non dispersive peut être obtenue avec des lignes de transmission chargées avec des circuits non-Foster [61, 62, 63], ce qui peut être utilisé dans la conception d’antennes à onde de fuite (leaky-wave) [64] ou comme des lignes à retard de phase dans les réseaux d’antennes [65].

Aussi, les circuits non-Foster peuvent être appliqués aux métamatériaux afin d’obtenir des métamatériaux large bande et plus compacts. Tous ces avantages seront revus en détail dans la sous-section concernant les applications des circuits Non-Foster.

### 1.3.3 Limites des circuits non-Foster

#### 1.3.3.1 La stabilité

Malgré leurs nombreux avantages, les circuits non-Foster présentent des limites qui sont encore difficiles à résoudre comme la stabilité. Les convertisseurs ou inverseurs d’impédance négatives (NICs ou NIIs) sont potentiellement instables à

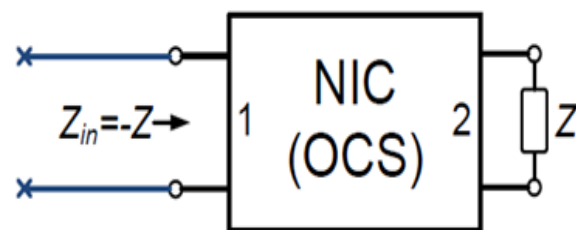
cause de la boucle de rétroaction positive présente dans leurs circuits. Ils sont généralement utilisés pour la conception d'oscillateurs commandés en tension (VCO pour Voltage Controlled Oscillator) [66]. Et donc ils ne fonctionnent pas seuls, il faut nécessairement une charge appropriée qui leur est connectée pour stabiliser le circuit. Pour une bonne implémentation de ces circuits, les problèmes de stabilités doivent être étudiés attentivement. Cela passe par une analyse de tout le système incluant les NICs/NIIs de base mais aussi les charges externes. Ces problèmes de stabilité sont aussi difficiles à prévoir parce qu'ils dépendent de plusieurs facteurs tels que les circuits de polarisation des transistors, la géométrie utilisée, de la charge à convertir mais aussi des charges externes. Ces problèmes de stabilité seront traités tout au long de notre travail dans les chapitres suivants. Un bref résumé des différentes méthodes d'étude de stabilité est exposé ci-après.

### La stabilité par le design

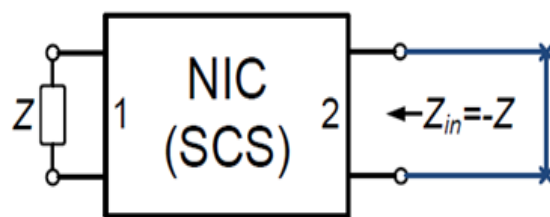
Les circuits NICs sont généralement des circuits ouverts stables (OCS) sur un port et court-circuit stable (SCS) sur l'autre port [49]. Ces termes peuvent être expliqués à l'aide de la Fig. 1.3.6. Le port 1 de la Fig. 1.3.6a est dit OCS, si pour toute impédance passive  $Z$  connectée au port 2, le circuit externe obtenu avec le circuit ouvert au port 1 est stable. Dans ce cas le port 2 est pris sur l'émetteur d'un des deux transistors. D'autre part, le port 2 sur la Fig. 1.3.6b est dit SCS, si pour toute impédance passive  $Z$  connectée au port 1, le circuit externe obtenu en court-circuitant le port 2 est stable. Le port 1 est pris sur le collecteur et l'impédance  $Z$  qui y est connectée doit être inférieure en valeur absolue à l'impédance non-Foster. Cependant, la connaissance des ports en circuit ouvert stable ou en court-circuit stable ne donne pas assez d'information sur la stabilité d'un NIC donné terminé par une charge quelconque, exception faite pour un circuit ouvert ou un court-circuit [56]. Ils indiquent seulement le cas le plus stable. Mais cela peut aider à choisir une configuration en fonction de la charge mais il ne garantit pas la stabilité du circuit. Pour s'assurer de la stabilité d'autres méthodes peuvent être utilisées.

### La stabilité par les facteurs numériques sous ADS

Une méthode numérique simple [66, 67] permet avec ADS de savoir si un quadripôle est stable. En effet des composants Mu, Mu Prime et StabFact placés dans le schématique permet de déterminer sous certaines conditions la stabilité d'un quadripôle quelconque. Ce sont des facteurs internes qui sont calculés en fonction des paramètres S et qui utilise le facteur de Rollet  $k$ . C'est un moyen de détermination efficace de la stabilité dans le design d'amplificateurs microondes mais ils s'avèrent être insuffisants pour l'étude de stabilité des circuits non-Foster [68, 69] car il est pratiquement impossible de calculer analytiquement une fonction de transfert



a)



b)

FIGURE 1.3.6 – Convertisseurs d'impédance obtenus avec : a) un OCS ; b) un SCS en connectant une charge passive arbitraire sur l'autre port

précise de tout le système sur une large bande de fréquence.

### La stabilité par le critère de Nyquist ou la méthode en gain de boucle

Pour examiner la stabilité avec précision le critère de Nyquist dans le domaine fréquentiel peut aussi être utilisé [70] Il permet de dire si un système est stable en se basant sur les pôles de la fonction de transfert de l'ensemble du système. Considérons l'exemple du système montré sur la Fig. 1.3.7 où  $A(s)$  est une fonction de transfert en boucle ouverte et  $\beta(s)$  est une fonction de transfert de la rétroaction positive. La fonction de transfert en boucle fermée de la Fig. 1.3.7 peut s'exprimer par :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A(s)}{1 - \beta(s)A(s)} \quad (1.3.19)$$

Le dénominateur de la fonction de transfert est connu comme étant l'équation caractéristique du système en boucle fermée. Les zéros de cette équation caractéristique indiquent les positions instables dans le système. Comme il est pratiquement impossible de représenter la fonction de transfert de l'ensemble d'un système sous la forme d'un polynôme rationnel, on utilise généralement une approche graphique qui est le diagramme de Nyquist. Ce dernier est valide seulement si la fonction de transfert en boucle ouverte  $A(s)$  n'a pas de pôles dans le demi-plan droit du plan complexe. Si on est en coordonnées polaires, la courbe doit tourner dans le sens horaire entourant le point  $(1, 0)$ . Si ce n'est le cas le système est instable.

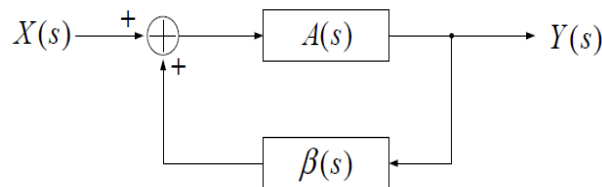


FIGURE 1.3.7 – Système général à rétroaction positive [4]

Pour mesurer le gain en boucle ouverte, un point de test est choisi dans la boucle de rétroaction, un signal (tension ou courant) est injecté et le gain est mesuré dans un sens de circulation autour de la boucle. Cette méthode de détermination de la stabilité avec le gain en boucle ouverte est largement détaillée dans [71, 72].

Dans ADS, la détermination de la stabilité par cette méthode passe par l'utilisation du module OscTest qui selon les critères : Amplitude (dB) > 0 et Phase = 0, indique un point d'instabilité.



## La stabilité par une analyse harmonique

En plus des méthodes de détermination de la stabilité exposées brièvement ci-dessus, on peut déterminer la stabilité du système par une analyse harmonique et par une analyse transitoire. Ces deux types d'analyse existent dans les simulateurs de circuits tels qu'ADS de Keysight et Pspice. L'analyse harmonique consiste à injecter un signal d'une puissance donnée à une fréquence donnée et regarder en sortie les puissances spectrales obtenues. S'il y a oscillation et donc point d'instabilité, d'autres harmoniques de puissance élevée apparaissent. Pour corriger ces points d'instabilité qui peuvent être à basses comme à hautes fréquences, on peut insérer des circuits de stabilisation. Ces dernières sont constituées d'inductance et de résistances en parallèles dans la boucle de rétroaction positive si on est en hautes fréquences. A basses fréquences une inductance est connectée en parallèle de la charge positive à convertir. Ceci permet de réduire l'amplitude du gain en boucle. Cette méthode sera utilisée pour la détermination de la stabilité dans les chapitres 2 et 3 de ce manuscrit. Dans tous les cas, la stabilité peut être obtenue en réduisant la transconductance  $g_m$  des transistors bipolaires en réduisant la tension de polarisation.

### 1.3.3.2 Autres limites

Il est impossible de généraliser les performances des circuits convertisseurs ou inverseurs d'impédance car ils fonctionnent différemment en termes de bruit, de sensibilité de comportements non-linéaires des transistors. Dans [73] une comparaison de la sensibilité de deux groupes de NICs a été effectuée. Ce sont des circuits très sensibles au bruit et ce dernier généré par les transistors peut aussi dégrader leurs performances. Du fait que ce sont des circuits actifs, ils sont assujettis à des non-linéarités qui sont très difficiles à contrôler. Nous verrons aussi dans le chapitre suivant sur l'adaptation d'impédance des antennes électriquement petites que le circuit de polarisation des transistors joue un rôle important sur la performance des circuits non-Foster mais aussi sur leur stabilité. Ce sont aussi des circuits qui sont limités en fréquence car comme on le verra dans le chapitre 3 où on a conçu des capacités négatives, avec un transistor dont la fréquence de transition est 5 GHz, la capacité négative obtenue est très limitée en fréquence.

## 1.4 Structures électromagnétiques à circuits non-Foster

Nous allons voir dans cette partie les applications des circuits Non-Foster qui ont été mises en œuvre. L'utilisation de ces circuits dans les circuits d'adaptation

d'impédance sera détaillée car elle constitue la première application et une des plus importantes. Et elle est aussi traitée dans le deuxième chapitre de ce manuscrit de thèse. Nous énumérerons ensuite les autres applications.

### 1.4.1 Adaptation d'impédance des antennes électriquement petites

Nous avons vu en détail les limitations concernant les antennes électriquement petites liées à leur taille, leur efficacité et à leur bande passante. Mais il serait aussi intéressant d'exposer, dans cette partie, les limites rencontrées en utilisant une technique passive ou « conventionnelle » d'adaptation d'impédance afin de mieux apprécier les bénéfices de l'utilisation d'un circuit Non-Foster pour l'adaptation d'impédance des antennes électriquement petites. L'impédance d'entrée (ou admittance) pour une antenne électriquement petite est caractérisée par une réactance (ou susceptance) très grande et une partie réelle très faible. Il est alors nécessaire d'adapter cette antenne pour un transfert de puissance d'un générateur avec une impédance interne réelle (généralement  $50 \Omega$ ) vers l'émetteur dans le cas d'une transmission ou de l'antenne vers le récepteur dans le cas d'une réception. Pour que ce transfert soit maximal, en considérant l'antenne comme une charge, il faut que l'impédance de l'antenne soit le complexe conjugué de l'impédance de la source. Pour cela un circuit d'adaptation est utilisé. Ce dernier permet l'adaptation totale entre la source et la charge et dans ce sens minimise les réflexions du signal. La Fig. 1.4.1 montre un cas idéal d'une adaptation d'impédance. Ce circuit d'adaptation est sans pertes et permet l'adaptation d'impédance sur toutes les fréquences. Ce qui est impossible car généralement la source a une impédance réelle alors que l'impédance de la charge est complexe et varie en fonction de la fréquence. Ce qui permet une bonne adaptation que sur une seule fréquence. Et cette adaptation se dégrade quand on s'éloigne de cette fréquence en considérant bien sûr le cas d'une adaptation à une seule fréquence.

Pendant très longtemps des circuits d'adaptation passifs c'est-à-dire composés uniquement d'éléments passifs ou Foster ont été utilisés. Avec ces circuits passifs sans pertes, il y a une limite théorique fondamentale établie par Bode et Fano [6, 7] sur la relation entre le gain et la bande passante qui fixe une bande passante maximale dans laquelle un coefficient de réflexion maximal est obtenu. En d'autres termes, il y a un compromis entre le minimum de réflexion tolérable et la bande passante. Pour déterminer cette limitation, Bode et plus tard Fano considèrent le cas d'une impédance composée par une résistance en parallèle avec une capacité et montre que la limite fondamentale gain – bande passante pour un circuit passif sans pertes est donnée par :

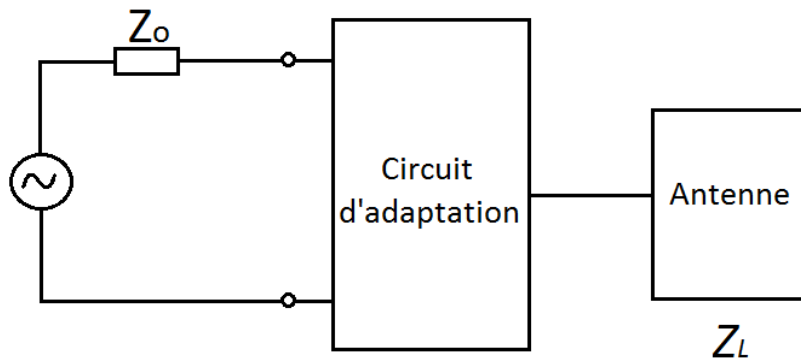


FIGURE 1.4.1 – Concept d'adaptation général avec une antenne comme charge

$$\int_0^\infty \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (1.4.1)$$

Avec  $\Gamma(\omega)$  le coefficient de réflexion vu en regardant le circuit d'adaptation comme sur la Fig. 1.25.

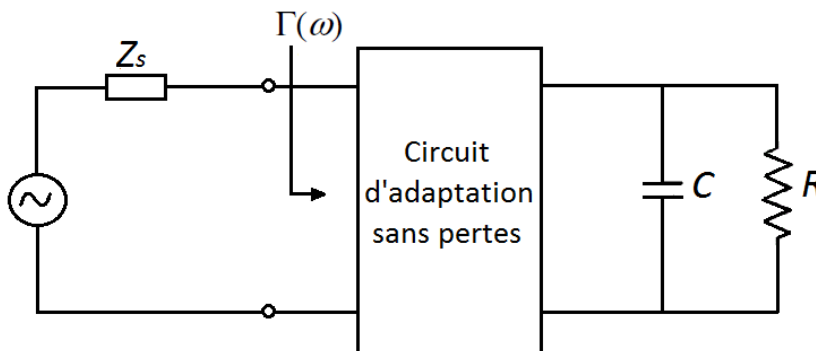


FIGURE 1.4.2 – Circuit d'adaptation sans pertes pour une impédance RC [5]

Si nous voulons avoir un circuit d'adaptation avec un coefficient de réflexion en fonction de la fréquence comme sur la Fig. 1.4.3 avec  $\Gamma_m$  le coefficient de réflexion minimum sur la bande fréquence de  $\omega_1$  à  $\omega_2$ , on applique l'équation (1.4.1) à la fonction :

$$\int_0^\infty \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega \int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \frac{1}{\Gamma_m} d\omega = \Delta\omega \ln \frac{1}{\Gamma_m} \leq \frac{\pi}{RC} \quad (1.4.2)$$

D'où

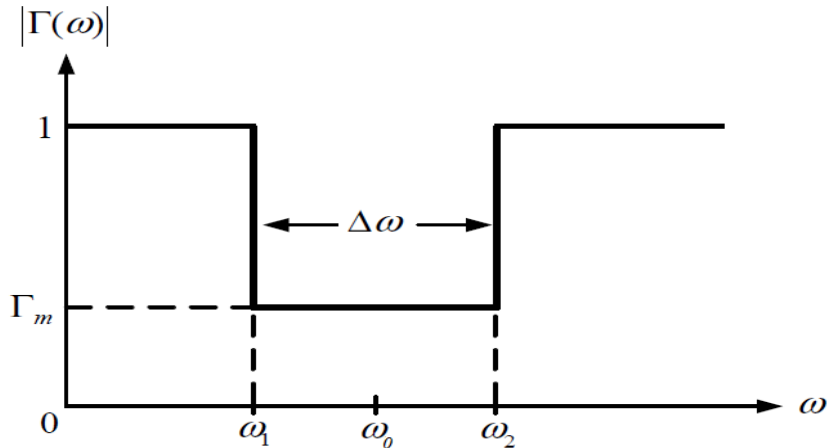


FIGURE 1.4.3 – Réponse idéale d’une adaptation passive illustrant la limite théorique fondamentale de Bode - Fano [6, 7]

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \leq \frac{\pi}{Q_0 \ln \frac{1}{\Gamma_m}} \quad (1.4.3)$$

Avec  $\omega_0$  la fréquence centrale de la bande de fréquence délimitée par  $\omega_1$  et  $\omega_2$ ,  $Q_0$  le facteur de qualité de la charge à la fréquence  $\omega_0$ . A partir de l’équation (1.4.1), on peut déduire qu’en diminuant la valeur du coefficient de réflexion maximal acceptable, la bande passante correspondante est diminuée. En général la limite de Bode-Fano lie inversement la bande passante au facteur de qualité  $Q$  de la charge à adapter. C’est pourquoi la largeur de bande que l’on peut atteindre avec une adaptation en utilisant un circuit passif pour les antennes électriquement petites est très limitée. A cela s’ajoute les limites fondamentales de Wheeler et les autres [9, 1, 13] qui cette fois lient inversement le minimum  $Q$  possible pour une antenne et sa longueur physique. Et comme les antennes électriquement petites ont un facteur de qualité  $Q$  élevé, cela crée une relation entre la longueur physique des AEPs et leur bande passante.

En utilisant un circuit Non-Foster, qui n’est pas concerné par la limitation gain – bande passante de Bode-Fano, comme un circuit d’adaptation, il est possible d’adapter une AEP sur une large bande de fréquences. La figure 1.4.4 illustre cet avantage en comparaison avec une adaptation avec un circuit passif. Sur la figure 1.4.4a la réactance d’une inductance est parfaitement annulée par la réactance d’une capacité à une seule fréquence spécifique, ce qui fait que la réactance résultante pour toutes les autres fréquences est non nulle. D’un autre côté lorsqu’un élément non-Foster ( $-C$  dans ce cas-ci) est utilisé pour compenser la réactance d’un élément passif (Fig. 1.4.4b), tous les deux ayant la même valeur d’impédance en

valeur absolue, une annulation parfaite de la réactance est obtenue sur une bande de fréquence infinie. Ce même principe est utilisé dans les circuits d'adaptation des AEPs. Des travaux sur ce principe de d'adaptation d'impédance par un circuit actif pour des antennes de réception électriquement petites sont exposés dans [45]. Dans [42, 45] des circuits d'adaptation fabriqués et mesurés sont présentés avec une amélioration du rapport signal sur bruit sur une large bande fréquence. D'autres travaux remarquables [44, 74] sont à souligner et plus récemment les travaux de Sussman-Fort, Stearns [56, 69] mais aussi [75, 76] pour des antennes monopoles fonctionnant aux fréquences VHF et à des fréquences plus basses.

Le chapitre 2 présentera deux cas d'adaptation de deux antennes qui mettra en évidence le caractère large bande d'une antenne adaptée par un circuit non-Foster mais par la même occasion montrera la possibilité de miniaturiser une antenne par un circuit actif.

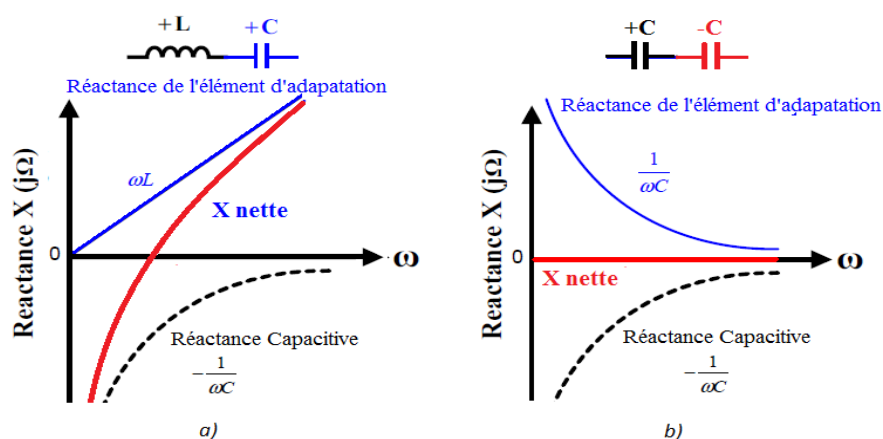


FIGURE 1.4.4 – Réactance d'une AEP ; a) adaptée avec un élément passif sans pertes et b) l'annulation d'une réactance capacitive par un élément non-Foster

## 1.4.2 Autres applications

En plus de leur utilisation pour l'adaptation d'impédance, les circuits non-Foster ont d'autres applications intéressantes. Parmi elles on peut citer l'élargissement de la bande passante des conducteurs magnétiques artificiels (AMC) chargés avec des éléments non-Foster [77, 78]. On peut aussi citer les lignes de transmission chargées périodiquement avec des éléments non-Foster en série ou en parallèle qui permettent d'obtenir une propagation d'ondes ultra rapides (vitesse de propagation supérieure à celle de la lumière dans le vide) [61, 62] avec une faible dispersion,

qui peuvent être utilisées pour concevoir des antennes à onde de fuite ou comme des lignes à retard de phase dans les réseaux d'antennes [65]. Le chapitre 3 de notre travail consistera à démontrer cette propagation ultra rapide ou supraluminique sur une ligne de transmission chargée par des capacités négatives. En effet ce type de propagation est observé dans certains types de guides d'ondes, dans les métamatériaux, etc... Cependant avec ces structures conventionnelles, la dispersion fait que la bande passante d'opération est restreinte. L'introduction des circuits Non-Foster permettrait la diminution de la dispersion dans le milieu mais aussi l'augmentation de la bande passante d'opération. Cette partie de notre travail mettra en avant la simulation et la fabrication de capacités négatives. Et une démonstration expérimentale de l'existence des vitesses de phase et groupe supraluminiques sera mis en évidence. Contrairement aux travaux existants dans ce domaine, ces vitesses seront obtenues sur une large bande de fréquence avec des circuits qui utilisent des transistors bipolaires.

En plus, des éléments non-Foster peuvent être utilisés sur des cellules de métamatériaux ou sur des métasurfaces pour élargir leur bande de fréquence mais aussi pour obtenir une indépendance de l'impédance de la cellule par rapport à la fréquence. Nous allons dans cette thèse appliquer un élément actif sur une cellule de métamatériau afin de contrôler la le faisceau de rayonnement des antennes à cavité Fabry-Pérot. Des travaux ont été effectués dans ce sens [79]. Ils ont consisté à faire varier la grille inductive d'une métasurface en fixant une valeur pour la grille capacitive afin d'obtenir un dépointage du faisceau de rayonnement de l'antenne. La variation de la grille capacitive étant possible en faisant varier la largeur de la grille. Dans cette thèse, le même principe de dépointage du faisceau d'une cavité va être étudié mais en ajoutant une inductance positive variable sur une grille de largeur fixe. L'inductance variable va être construite grâce à la mise en cascade de deux NICs [55]. Le chapitre 4 portera sur cette étude.

Ces circuits non-Foster trouvent aussi leurs applications dans l'électronique et dans le design des circuits intégrés. Par exemple une capacité négative placée en parallèle à une diode varicap augmente la plage de variation de cette dernière [80]. En outre une inductance négative peut être utilisée pour implémenter un VCO et augmenter sa plage de variation [81]. Et dans un autre exemple, des capacités négatives peuvent être utilisées dans le design dans un amplificateur distribué pour compenser la l'effet de charge capacitive des transistors dans les amplificateurs de gain [82]. Et enfin les capacités négatives peuvent être utilisées pour augmenter la bande passante des amplificateurs [83].

## 1.5 Conclusion

Ce chapitre a introduit les bases de notre travail avec les circuits non-Foster. D'abord les antennes électriquement petites et leurs limites ont été exposées. Ensuite nous avons vu les informations basiques sur les circuits Non-Foster telles que leur définition mais aussi leurs caractéristiques intéressantes comparées aux circuits passifs. Leurs avantages, leurs limites ainsi que leurs applications pratiques dans les domaines de la RF, des microondes et des antennes ont été enfin résumées.

Le chapitre 2 exposera plus en détail l'adaptation et la miniaturisation de deux antennes électriquement petites avec un circuit d'adaptation non-Foster avec les avantages. On verra aussi les limites de la miniaturisation d'une antenne avec un circuit non-Foster.

Ensuite le chapitre 3 traitera de la conception des capacités négatives et leurs applications à une ligne de transmission ce qui aboutira à vérifier les propriétés très intéressantes sur la propagation des ondes et enfin le chapitre 4 portera sur l'étude d'inductances négatives et positive conçue à partir de convertisseurs d'impédances et appliquées à une métasurface pour une application antennaire.

## Chapitre 2

# Adaptation d'impédance large bande des antennes électriquement petites avec un circuit non-Foster

### 2.1 Introduction

Les nouveaux besoins en systèmes antennaires pour les plateformes de transport sont de plus en plus croissants. En aéronautique, où face à ces besoins il y a des problématiques tels que le nombre d'antennes déjà important sur les avions pour les différentes applications telles que la navigation, la communication, la surveillance etc... Avec le développement des technologies, l'heure est à la réduction du nombre d'antennes donc à la fabrication d'antennes multifonctionnelles conformes et compactes sans altérer leurs performances. C'est dans ce sens que les techniques de miniaturisation se développent pour satisfaire ces demandes. Cependant comme on l'a vu dans le chapitre 1 les antennes électriquement petites sont confrontées à des limitations gain - bande passante - taille et leur fabrication est devenue un véritable challenge dans l'ingénierie antennaire. De nombreuses recherches ont été menées sur les limites fondamentales des antennes électriquement petites. Les limites établies par Wheeler, Chu et Harrington [9, 1, 13] montrent qu'il est impossible pour une antenne passive électriquement petite d'être large bande et que le facteur de qualité  $Q$  minimum est limité par la taille électrique de l'antenne passive. Ceci est dû au fait que l'impédance (ou admittance pour les antennes boucles) des antennes électriquement petites a tendance à être purement imaginaire. Dans ce cas l'adaptation d'impédance pour un transfert de puissance optimale est difficile à réaliser. Cette adaptation est possible avec un circuit passif sans pertes. Mais ce type d'adaptation dite « conventionnelle » se heurte aussi à des limitations qui établissent cette fois une relation entre le gain et la bande passante [6, 7].



Pour repousser ces limites, il est possible d'utiliser des circuits non-Foster comme circuit d'adaptation, qui est un moyen de contourner les limites fondamentales de Wheeler et Chu sur le facteur de qualité  $Q$  minimum réalisable pour une taille donnée d'antennes passives. Des travaux similaires utilisant un circuit d'adaptation interne ou externe à l'antenne ont été déjà menés [42, 44, 45, 46, 75, 84, 85].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la miniaturisation de deux antennes par des circuits actifs (non-Foster). Une de ces deux exemples est une application directe de cette technique de miniaturisation sur une antenne commerciale déjà utilisée sur de gros porteurs (avions) et permet tout en gardant intact la taille de l'antenne, de l'utiliser pour une autre application à une fréquence beaucoup plus basse où la taille des antennes est relativement importante. Dans un premier temps, nous ferons un comparatif des deux types d'adaptation d'impédance (passive et active), ensuite nous montrerons les deux cas pratiques d'adaptation avec des circuits non-Foster et les intéressants résultats obtenus en termes de facteur de miniaturisation et de bande passante. Et dans une moindre mesure l'amélioration du gain en comparant le cas sans circuit d'adaptation et avec un circuit d'adaptation.

## 2.2 Concept de l'adaptation d'impédance idéale avec un circuit non-Foster

Dans le chapitre 1, il est mentionné les limites fondamentales des antennes électriquement petites et les difficultés de les adapter sur une large bande de fréquence avec les méthodes conventionnelles d'adaptation c'est-à-dire avec des circuits passifs. Ceci est dû au fait que les antennes électriquement petites ont un facteur de qualité  $Q$  élevé avec cependant un minimum réalisable qui est physiquement limité par leur taille électrique  $ka$  donnée par l'équation (1.2.42) :

$$Q_{min} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka}$$

Avec  $k$  le nombre d'ondes en espace libre égal à  $\frac{2\pi}{\lambda}$  et  $a$  le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne. Dans le but d'utiliser les circuits non-Foster pour annuler la réactance très grande des antennes électriquement petites et contourner leurs limites fondamentales, il est nécessaire de connaître la réactance d'une antenne électriquement petite. Pour ce faire, on peut procéder de deux manières : calculer cette réactance à partir des modèles des modèles de Wheeler ou simplement l'extraire à partir de la simulation d'une antenne électriquement petite. En effet en 1947 Wheeler [9] modélise un dipôle électriquement petite comme un condensateur et une antenne boucle électriquement petite comme une inductance

occupant le volume cylindrique de la sphère de Chu vue dans le chapitre précédant et représentée sur la Fig. 2.2.1. Ce volume cylindrique a une hauteur  $b$  et un rayon  $r$ .

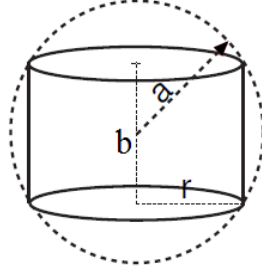


FIGURE 2.2.1 – Sphère de Chu et son volume cylindrique contenant les antennes électriquement petites

On peut déduire mathématiquement  $b$  et  $r$  à partir du rayon de la sphère de Chu qui maximise le volume du cylindre et minimise le facteur de qualité de l'antenne électriquement petite.

$$b = a \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (2.2.1)$$

$$r = a \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.2.2)$$

Pour ce cylindre, le condensateur de l'antenne dipôle et l'inductance de l'antenne boucle peuvent être extraites (équations 1.2.25 et 1.2.26) de [9] ainsi que leur résistances de rayonnement et leurs conductance :

$$C = \varepsilon_0 \frac{k_a A}{b} \quad (2.2.3)$$

$$L = \mu_0 n^2 \frac{A}{k_b b} \quad (2.2.4)$$

$$R_e = \frac{80}{3} \frac{\omega^2 a^2}{c^2} \quad (2.2.5)$$

$$R_m = n^2 \frac{80 \pi^2 \omega^4 a^4}{9 c^4} \quad (2.2.6)$$

$$G_e = \frac{k_a^2 \omega^4 a^4}{1620 c^4} \quad (2.2.7)$$

$$G_m = \frac{k_b^2}{n^2 540 \pi^2} \frac{\omega^2 a^2}{c^2} \quad (2.2.8)$$

Avec  $R_{s,dip}$  et  $R_{s,boucle}$  les résistances de rayonnement en série de l'antenne dipôle et de l'antenne boucle respectivement,  $G_e$  et  $G_m$  sont les conductances de rayonnement de l'antenne dipôle et de l'antenne boucle après transformation du modèle équivalent de l'antenne en éléments localisés d'une configuration série à une configuration parallèle et  $k_a$  et  $k_b$  sont les facteurs de forme de la capacité et de l'inductance respectivement,  $n$  le nombre de boucles dans le solénoïde représentant l'antenne boucle. Si la capacité représentant l'antenne dipôle ou l'inductance représentant l'antenne boucle peut être annulée par un circuit non-Foster, par contre les résistances de rayonnement dépendante de la fréquence empêcheront une adaptation à  $50\Omega$  sur une large bande de fréquence. Dans [84], une méthode consistant à utiliser un transformateur d'impédance dynamique avec des inductances passives et non-Foster complémentaires est utilisée pour transformer la résistance de rayonnement dépendante de la fréquence en une résistance constante ( $50\Omega$  dans ce cas-là). La Fig. 2.2.2a est une représentation de cette méthode d'adaptation. Cependant cette méthode n'est utilisable que pour une antenne dipôle qui a une dépendance au carré à la fréquence. Pour une antenne boucle la dépendance à la puissance 4 à la fréquence rend cette méthode inutilisable et donc le transformateur d'impédance à utiliser serait plutôt composé de capacités passives (Foster) et non-Foster complémentaires. Dans ce dernier cas on considère le modèle équivalent en parallèle de l'antenne boucle et on voit sur l'équation (2.2.8) que la conductance en parallèle de l'antenne boucle a une dépendance au carré à la fréquence. Cette méthode est résumée sur la Fig. 2.2.2b. Les transformateurs d'impédance capacitive ou inductive peuvent être configurés l'un ou l'autre en  $\pi$  ou en T. Mais il est à souligner que par souci de stabilité les circuits non-Foster doivent être les plus simples possibles c'est-à-dire avec le moins d'éléments passifs.

## 2.3 Démonstration pratique

Dans le chapitre précédent, nous avons vu l'avantage d'adapter une antenne électriquement petite par un circuit d'adaptation non-Foster. Nous allons dans cette partie appliquer la méthodologie aux deux antennes choisies. À noter qu'en pratique, le modèle équivalent de l'antenne n'est pas nécessaire pour le design du circuit d'adaptation non-Foster. Le design peut être réalisé en se basant exclusivement sur les paramètres S de l'antenne électriquement petite à adapter qui seront utilisés dans le simulateur de circuit Advanced Design System (ADS) de Keysight (anciennement Agilent).

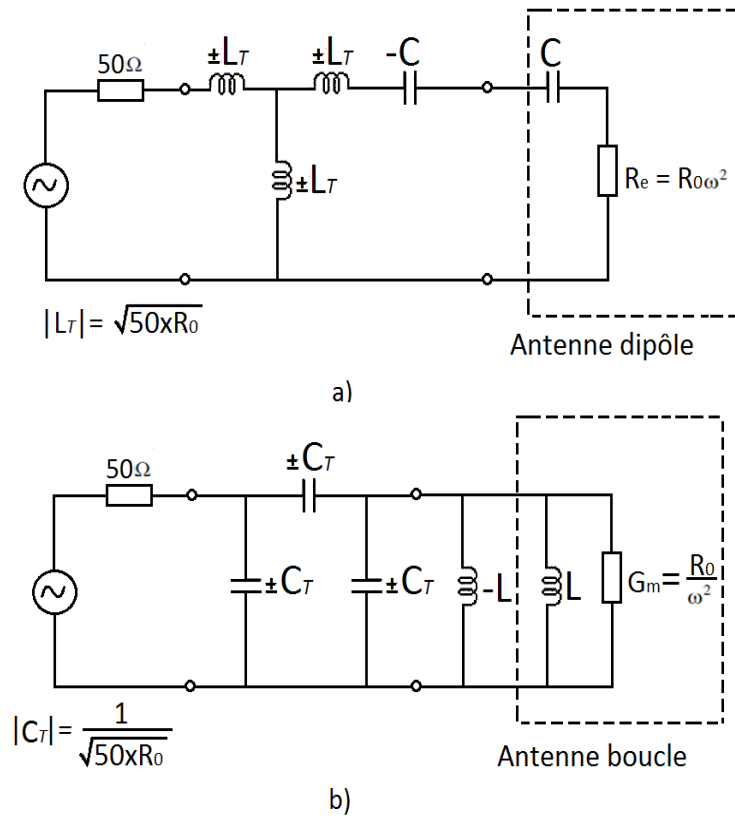


FIGURE 2.2.2 – a) Adaptation d'impédance large bande avec un circuit non-Foster pour une antenne dipôle électriquement petite - b) Adaptation d'impédance large bande avec un circuit non-Foster pour une antenne boucle

## 2.3.1 Choix des antennes à adapter activement

### 2.3.1.1 Antenne monopôle de 7cm à faire fonctionner à 125 MHz

L'antenne utilisée dans cette partie est montrée sur la Fig. 2.3.1. C'est une antenne monopôle cylindrique en cuivre montée sur un plan de masse circulaire de 20cm de rayon. Sa longueur est de 7cm avec un rayon de 1.5mm. Notre bande de fréquence de travail étant comprise entre 100 MHz et 150 MHz, si on veut une antenne quart d'onde qui fonctionne à  $f_c = 125$  MHz qui est la fréquence centrale, il faut que sa longueur soit égale à 60cm. Or l'antenne mesure 7cm de haut. Le but est de la faire fonctionner à 125MHz tout en gardant sa taille, ce qui correspond à  $\lambda/34$ . Donc cette antenne est considérée comme électriquement petite dans la bande de fréquence qui nous intéresse (100 MHz – 150 MHz) avec un  $ka$  égale à 0.18 à 125 MHz.

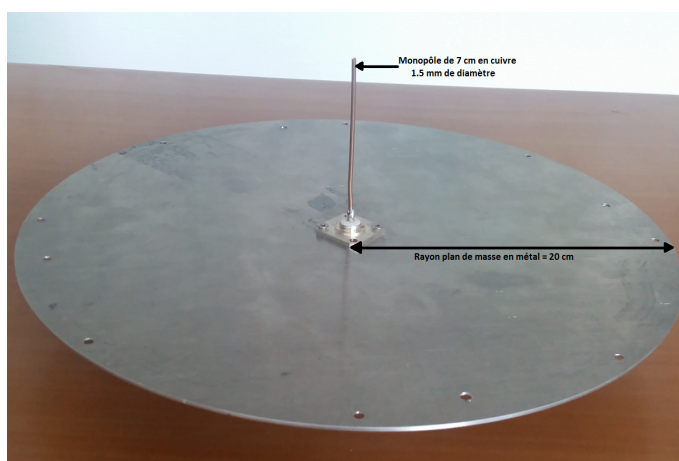


FIGURE 2.3.1 – Antenne monopôle de 7cm sur un plan de masse circulaire de 20cm de rayon

Les paramètres  $S_{11}$  de l'antenne simulé entre 50 MHz et 1550 MHz et mesuré avec un plan de masse circulaire sont montrés sur la Fig. 2.3.2. Elle montre la résonance de l'antenne à 1100MHz avec une bande passante relative de 17% pour un  $S_{11} \leq -10dB$  pour la simulation et une résonance à 1021 MHz pour la mesure, avec une bande passante relative de 13%. Cette antenne est caractérisée par une très grande réactance variable en fréquence comme on peut le voir sur la Fig. 2.3.3. Ce qui fait d'elle la candidate idéale pour tester les performances d'une adaptation d'impédance avec un circuit non-Foster. L'impédance de notre antenne simulée sur HFSS présente une partie imaginaire qui est largement inférieure à zéro et une partie réelle très faible. Cette impédance d'entrée complexe exprimée sous la forme :  $Z_a = R_a + jX_a$  donne en simulation  $Z_a = 3 - j * 820\Omega$  à 125MHz.

Ses parties réelle et imaginaire sont montrées sur la Fig. 2.3.3. Ces dernières sont indispensables dans le calcul des éléments passifs qui vont servir dans le design du circuit convertisseur d'impédance.

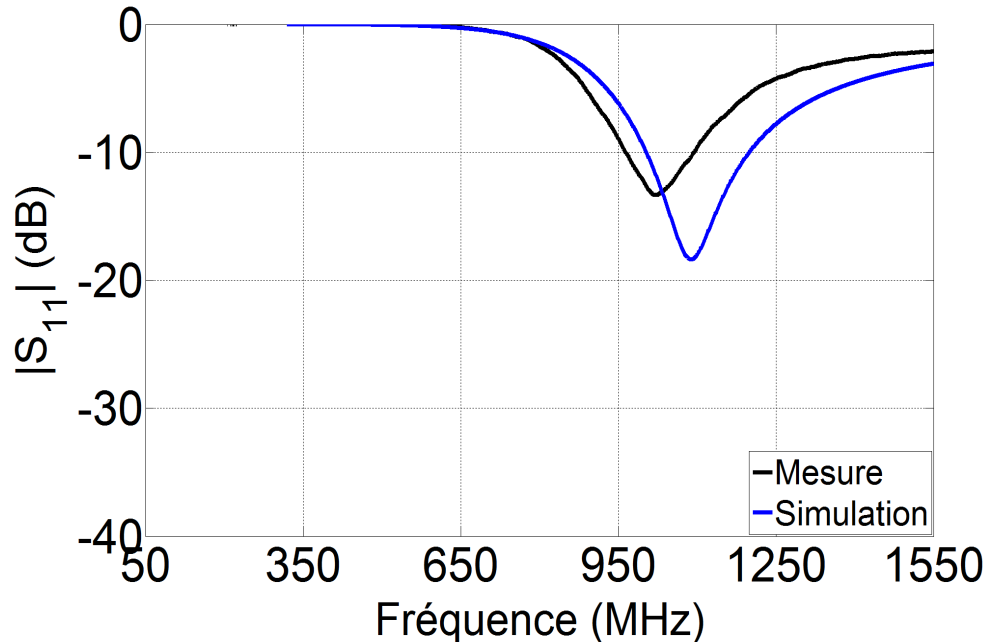


FIGURE 2.3.2 –  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne monopôle de 7cm

### 2.3.1.2 Antenne commerciale utilisable sur les avions Airbus

La deuxième antenne pour laquelle une adaptation d'impédance avec un circuit Non-Foster a été appliquée est une antenne commerciale et industrielle utilisée par Airbus sur ces avions (qui nous l'a fournie). Elle est fabriquée par l'entreprise COBHAM [86]. Elle est montrée sur la Fig. 2.3.4. C'est une antenne large bande omnidirectionnelle fonctionnant entre 965 et 1250MHz. Elle est utilisée sur les plateformes aéroportées pour de la surveillance. C'est une antenne profilée, reliée à la terre pour fournir un débit de charge statique et une protection contre la foudre. Elle convient à des applications tant militaires que civiles. Cette antenne est constituée d'une antenne monopôle recourbée à l'intérieur de la résine. Sur la Fig. 2.3.5, sa bande passante est de 500 MHz (au lieu des 310 MHz annoncés par le fabricant) représentant 40% de bande relative autour de 1100 MHz. Cependant elle n'est pas adaptée à notre bande de travail (100 MHz – 150 MHz) d'où l'intérêt d'une adaptation avec un circuit non-Foster pour le fonctionnement de l'antenne en basses fréquences (125 MHz) avec une hauteur de 4.5 cm. Ceci dans le but de rendre l'antenne multifonctionnelle combinant la surveillance et la communication

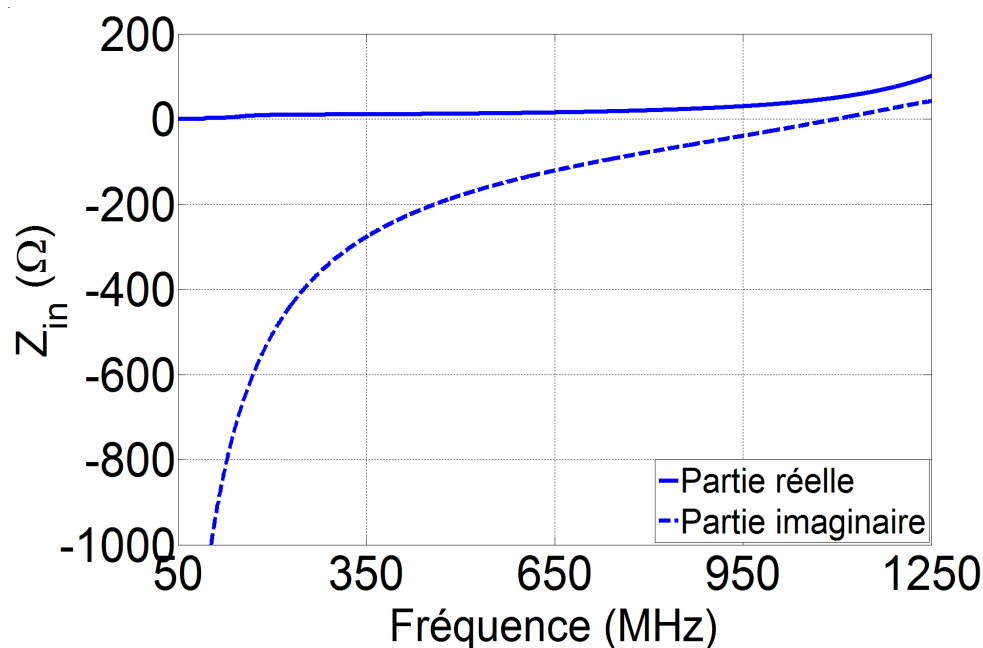


FIGURE 2.3.3 – Impédance d'entrée simulée constituée des parties réelles et imaginaires de l'antenne monopôle de 7cm

VHF. Ce qui est résoudre une problématique des antennes sur avion. La difficulté avec cette antenne a été de dessiner un circuit d'adaptation non-Foster pour son adaptation à 125 MHz car ne l'ayant pas simulé nous-même. Mais les paramètres S mesurés qui tiennent en compte son mode de fabrication et spécifiquement de son aspect profilé ont permis de réaliser un circuit d'adaptation.

### 2.3.2 Méthodologie de fabrication d'un circuit d'adaptation non-Foster

La procédure à suivre pour le design et la conception d'un circuit d'adaptation actif pour une antenne électriquement petite est assez simple. Il s'agit simplement de dégager les différentes étapes à suivre pour une adaptation satisfaisante. La première étape est de connaître les paramètres de l'antenne à adapter. Et comme je l'ai souligné plus haut, il n'est pas nécessaire d'utiliser le modèle équivalent qui sert plus généralement à déterminer l'efficacité de rayonnement d'une antenne que son utilisation dans le simulateur de circuits. Une fois les caractéristiques de l'antenne connues et la valeur de l'élément ou les valeurs des éléments passifs à convertir, il s'agit dans un second temps de déterminer la topologie du circuit convertisseur d'impédance (NIC) de base qui sera utilisé dans la conception du circuit d'adapta-



FIGURE 2.3.4 – Antenne commerciale de COBHAM fournie par Airbus

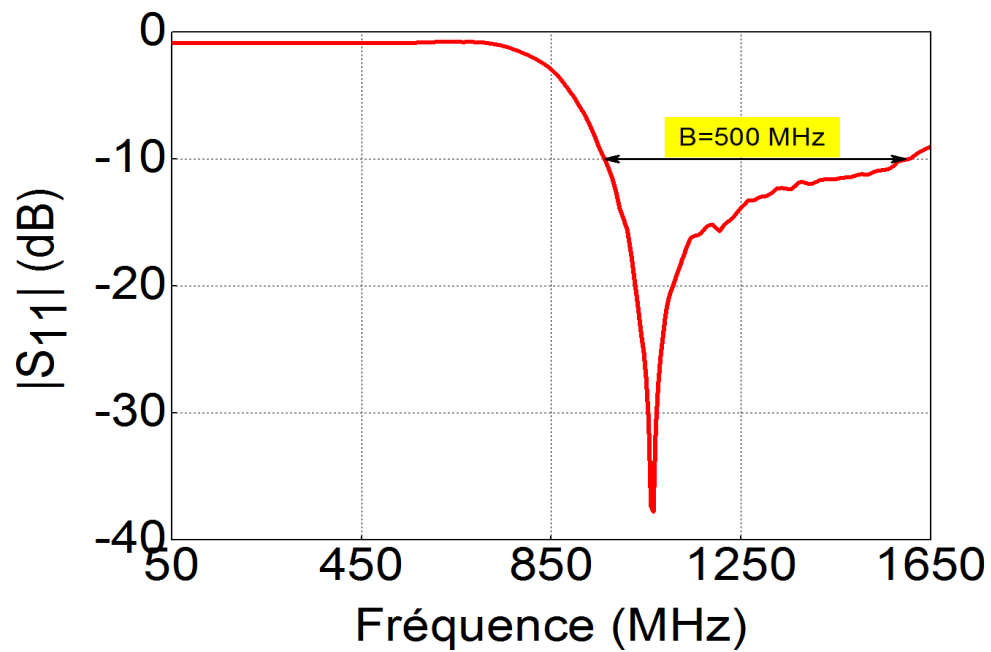


FIGURE 2.3.5 –  $S_{11}$  mesuré de l'antenne commerciale de COBHAM



tion d'impédance non-Foster. Il s'agit de choisir entre les différentes topologies qui existent dans la littérature, celui qui convient le mieux aux paramètres de notre antenne. Ce choix s'appuie principalement sur la valeur de l'impédance d'entrée complexe de l'antenne et de la stabilité du circuit à réaliser. Dans ce chapitre notre choix est porté sur l'OCS symétrique de Linvill [49] qui comporte deux transistors bipolaires couplées de façon croisée formant une boucle de rétroaction. Ce choix s'explique par le fait que les impédances complexes de nos deux antennes sont supérieures à l'impédance du NIC avec les éléments passifs à convertir. Une fois le choix de la topologie effectuée, il est nécessaire de faire une étude de la stabilité et des performances de tout le système (circuit adaptation actif et antenne) et si la stabilité est assurée et l'adaptation à la fréquence désirée sont effectives, on peut passer à la fabrication et aux mesures. Dans le cas échéant, il faut changer les paramètres du design et tester à nouveau les performances jusqu'à l'obtention des résultats escomptés.

### 2.3.3 Comparaison adaptation passive et adaptation active : Cas idéal

Comme mentionné dans la section précédente, l'impédance d'entrée (ou admittance) pour une antenne électriquement petite est caractérisée par une réactance (ou susceptance) très grande et une partie réelle très faible. Il est alors nécessaire d'adapter cette antenne pour un transfert de puissance d'un générateur avec une impédance interne réelle (généralement  $50\Omega$ ) vers l'émetteur dans le cas d'une transmission ou de l'antenne vers le récepteur dans le cas d'une réception. Pour que ce transfert soit maximal, en considérant l'antenne comme une charge, il faut que l'impédance de la charge, dans ce cas-ci notre antenne, soit le complexe conjugué de l'impédance de la source. Pour cela un circuit d'adaptation est utilisé. Ce dernier permet l'adaptation totale entre la source et la charge et dans ce sens minimise les réflexions du signal. La Fig. 2.3.6 montre un schéma idéal d'une adaptation d'impédance pour une antenne quelconque. Idéalement ce circuit d'adaptation est sans pertes et devrait permettre l'adaptation d'impédance sur toutes les fréquences. Ce qui est impossible car généralement la source a une impédance réelle alors que l'impédance de la charge est complexe et varie en fonction de la fréquence. Ce qui permet une bonne adaptation que sur une seule fréquence. Et cette adaptation se dégrade quand on s'éloigne de cette fréquence.

Pendant très longtemps un circuit d'adaptation passif c'est-à-dire composé uniquement d'éléments passifs a été utilisé. Ce n'est qu'en 1971 qu'a été mentionné par Poggio et Mayes [43] l'utilisation d'une inductance négative pour étendre la bande passante des antennes dipôles. A partir de là des études se sont intéressées à l'utilisation de circuits actifs pour réaliser des réseaux d'adaptation d'impédance.

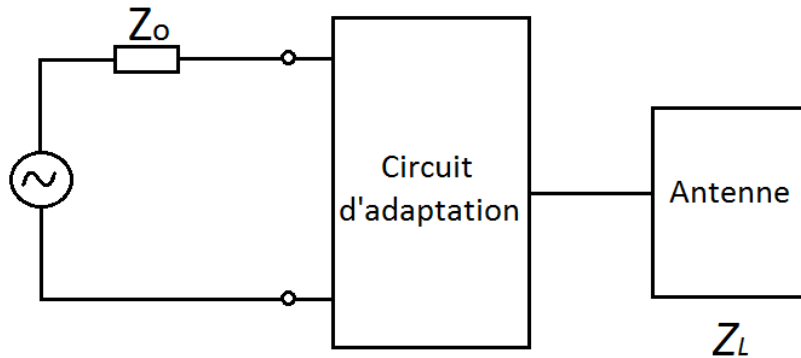


FIGURE 2.3.6 – Concept d'adaptation général avec une antenne en charge

Avec les circuits passifs sans pertes, il y a une limite théorique fondamentale établie par Bode et Fano [6, 7] sur la relation gain - bande passante qui fixe une bande passante maximale dans laquelle un coefficient de réflexion maximal est obtenu. En d'autres termes, il y a un compromis entre le minimum de réflexion tolérable et la bande passante.

Pour déterminer cette limitation, Bode et plus tard Fano considèrent le cas d'une impédance composée par une résistance en parallèle avec une capacité et montre que la limite fondamentale gain - bande passante pour un circuit passif sans pertes est donnée par :

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (2.3.1)$$

Avec  $\Gamma(\omega)$  le coefficient de réflexion vu en regardant le circuit d'adaptation comme sur la Fig. 1.3.7.

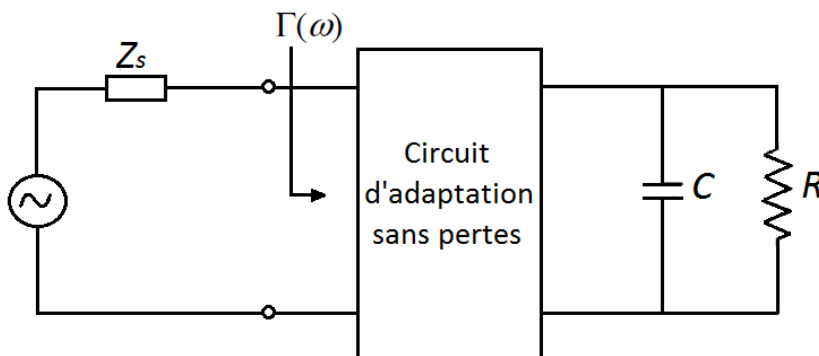


FIGURE 2.3.7 – Circuit d'adaptation sans pertes pour une impédance RC [5]

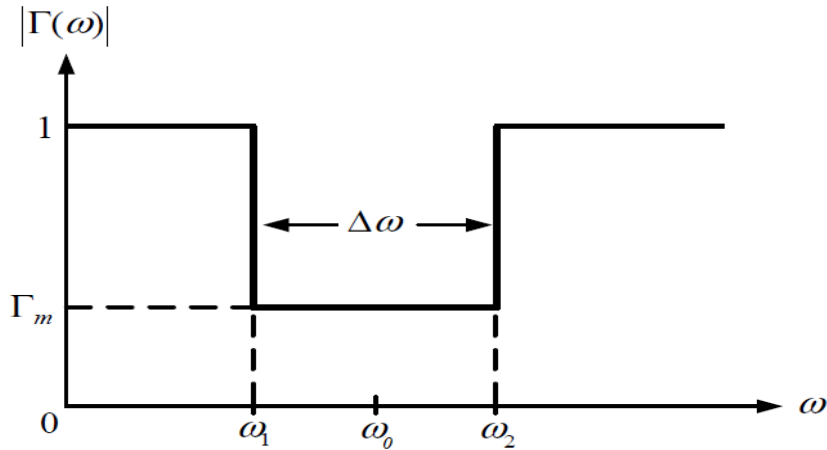


FIGURE 2.3.8 – Réponse idéale d'une adaptation passive illustrant la limite théorique fondamentale de Bode - Fano [6, 7]

Si nous voulons avoir un circuit d'adaptation avec un coefficient de réflexion en fonction de la fréquence comme sur la Fig. 1.3.8 avec  $\Gamma_m$  le coefficient de réflexion minimum sur la bande fréquence de  $\omega_1$  à  $\omega_2$ , on applique l'équation (2.3.1) à la fonction :

$$\int_0^\infty \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega \int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \frac{1}{\Gamma_m} d\omega = \Delta\omega \ln \frac{1}{\Gamma_m} \leq \frac{\pi}{RC} \quad (2.3.2)$$

D'où

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \leq \frac{\pi}{Q_0 \ln \frac{1}{\Gamma_m}} \quad (2.3.3)$$

Avec  $\omega_0$  la fréquence centrale de la bande de fréquence délimitée par  $\omega_1$  et  $\omega_2$ ,  $Q_0$  le facteur de qualité de la charge à la fréquence  $\omega_0$ .

On voit que sur la Fig. 2.3.9 la bande passante relative obtenue par adaptation avec un circuit passif sans pertes est petite par rapport à la fréquence de résonance car  $\Delta\omega \ll \omega_0$ . On voit aussi que le coefficient de réflexion  $\Gamma_m$  peut-être minimisé au dépend de la bande passante et aussi que plus le facteur de qualité de la charge est élevé plus l'adaptation est difficile à réaliser. L'exemple du circuit RC peut-être généralisé à tous les autres circuits résonants [5]. Ceci est utile car d'un point de vue circuit, l'antenne peut souvent être modélisée comme un circuit résonant caractérisée par son impédance d'entrée complexe. Ce qui est dans certains cas utilisé pour réaliser le circuit d'adaptation d'impédance. Dans [57], l'antenne est transformée en un quadripôle résonant et est directement utilisée dans le design du circuit d'adaptation.

Ci-dessous une rapide comparaison en termes de bande passante entre une adaptation passive parfaite (sans pertes) et une adaptation avec un circuit actif idéal de notre antenne de 7cm à 125 MHz, est montrée sur la figure 2.3.9. Les circuits idéaux simulés avec ADS permettant de réaliser les deux types d'adaptation sont montrés sur la Fig. 2.3.10. Avec l'adaptation dite « conventionnelle » ou passive, les deux méthodes les plus communes sont la méthode analytique [5] qui donne dans le cas de notre antenne un circuit en L composé de deux éléments localisés, une capacité en parallèle et une inductance en série. Et la méthode par le diagramme de Smith sous ADS qui donne le même circuit. Cependant la contrainte avec les circuits en L est la dégradation du facteur de qualité Q des composants et donc du circuit passif d'adaptation.

La bande passante de l'antenne adaptée avec un circuit passif est très limitée autour d'une seule fréquence comme on peut le voir sur la Fig. 2.3.10. Une petite modification de la valeur des composants (la tolérance par exemple) ou un changement d'environnement entrainera la désadaptation de l'antenne si on considère une adaptation à une seule fréquence. Cependant on pourra augmenter cette bande passante en introduisant des pertes dans le circuit d'adaptation au risque de voir baisser l'efficacité du système. Mais il existe des circuits d'adaptation couvrant plusieurs fréquences, ils sont utilisés par exemple dans les téléphones mobiles. Mais avec ce type d'adaptation la mise en cascade de blocs de circuit joue sur la capacité et sur le facteur de qualité Q. L'alternative la plus intéressante est d'utiliser des circuits non-Foster pour augmenter cette bande passante [47, 84]. La même figure 2.3.10 montre le cas idéal d'une adaptation avec un circuit non-Foster. On voit que la bande passante est très large (101 MHz à 166 MHz soit 52% de bande fractionnelle relative à 125MHz). Ainsi, si on considère la relation entre la bande passante et la taille électrique de l'antenne donnée par Wheeler et Chu, on peut dire que la limitation a été repoussée.

Les circuits non-Foster permettent la conversion d'impédance des éléments passifs en des impédances négatives en utilisant des circuits convertisseurs ou inverseurs d'impédance. Cette appellation est due au fait que les circuits non-Foster n'obéissent pas au théorème de Foster qui stipule que la pente de la courbe de réactance d'un circuit passif et sans pertes est toujours positive en fonction de la fréquence. En utilisant ces circuits dans le circuit d'adaptation de notre antenne, on annule la réactance capacitive de l'antenne sur une large bande de fréquence et on obtient ainsi une large bande de fréquence contrairement aux circuits d'adaptation passifs où l'annulation de la réactance n'est possible qu'à une seule fréquence.

### 2.3.4 Simulation et fabrication du circuit non-Foster stable

L'antenne utilisée dans cette partie de l'étude est celle de 7 cm présentée dans la sous-section 2.3.1. Elle a été, dans un premier temps, simulée dans HFSS et

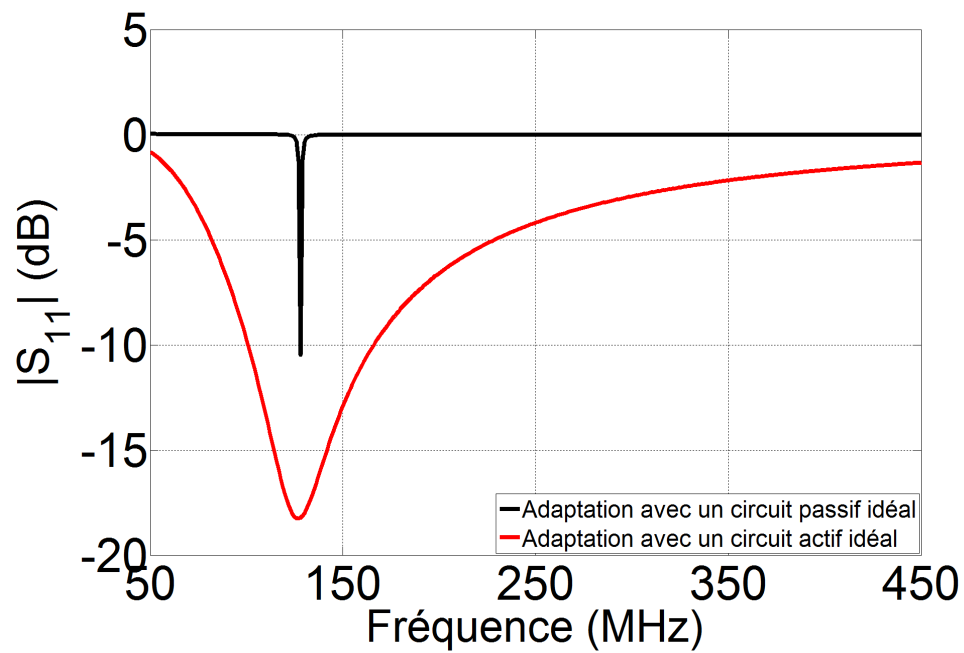


FIGURE 2.3.9 – Comparaison entre l'adaptation d'impédance avec un circuit passif idéal et l'adaptation avec un circuit actif (non-Foster) idéal de l'antenne monopôle de 7cm en simulation

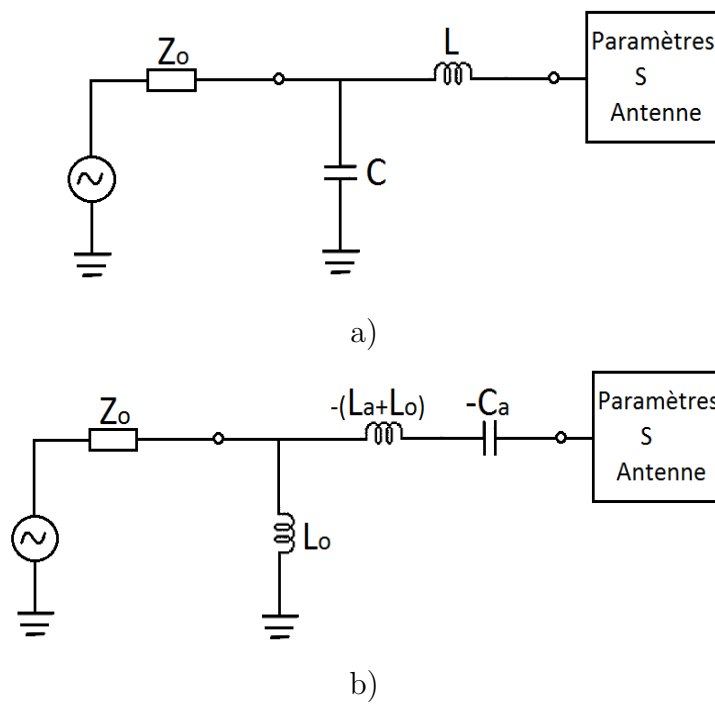


FIGURE 2.3.10 – a) Schéma simulé de l'adaptation avec un circuit idéal de l'antenne monopôle de 7cm ; b) Schéma simulé de l'adaptation avec un circuit actif idéal de l'antenne monopôle de 7cm

les paramètres  $S$  ont été extraits et utilisés dans ADS. Une étude analytique a été nécessaire pour déterminer les valeurs des éléments passifs. Ces éléments vont être convertis et permettre l'annulation de la réactance de l'impédance d'entrée complexe de l'antenne.

### 2.3.4.1 Calcul des valeurs des éléments actifs et choix de la topologie de base

Pour calculer les valeurs des composants passifs utilisés pour adapter notre antenne à 125 MHz, son impédance d'entrée complexe est utilisée. Comme l'antenne est électriquement petite, la partie réelle de cette dernière [10] a une dépendance au carré de la fréquence et la partie imaginaire est modélisée par un circuit à impédance réactive. Il a été démontré que l'antenne dipôle peut être représentée par une capacité et l'antenne boucle par une inductance. Donc on aurait pu se limiter à calculer une valeur de capacité positive qui serait convertie en une capacité négative pour annuler la réactance capacitive de l'impédance complexe de l'antenne comme c'est le cas dans [45]. Mais le fait d'utiliser juste une capacité négative annule la réactance de l'impédance d'entrée de l'antenne en basses fréquences où cette réactance est capacitive. Pour un fonctionnement large bande, il est nécessaire de combiner une capacité et une inductance pour une annulation de la réactance jusqu'à sa première résonance. Dans ce chapitre, pour les deux antennes étudiées, nous utiliserons une capacité  $C_a$  et une inductance  $L_a$  en série qui constitueront la charge du NIC et seront placées dans la boucle de rétroaction du convertisseur. Elles seront converties en des éléments négatifs  $-L_a$  et  $-C_a$  qui vont annuler la réactance de l'antenne passive en basses fréquence. Les équations permettant de déterminer  $L_a$  et  $C_a$  peuvent être extraites de [57] et sont données ci-dessous :

$$Z_a = R_a + j \left( \omega L_a - \frac{1}{\omega C_a} \right) \quad (2.3.4)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_1 & \frac{-1}{\omega_1} \\ \omega_2 & \frac{-1}{\omega_2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} L_a \\ \frac{1}{C} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \text{Im} \{ Z_a(\omega_1) \} \\ \text{Im} \{ Z_a(\omega_2) \} \end{Bmatrix} \quad (2.3.5)$$

Où  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont les fréquences limites de travail c'est à dire 100 MHz et 150 MHz dans notre cas et  $\omega_0$  est la fréquence de résonance,  $\text{Re} \{ Z_a \}$  et  $\text{Im} \{ Z_a \}$  sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne monopôle à la fréquence de résonance (125 MHz). Après l'annulation de la partie réactive de l'impédance d'entrée de l'antenne, un transformateur constitué d'inductances positives et négatives est utilisé pour ramener la partie réelle (très faible à 125 MHz) à  $50\Omega$ . Dans notre cas on utilisera une seule inductance  $L_0$  qui représente ici le transformateur d'impédance comme montré sur la Fig. 2.2.2a.

$$L_0 = \frac{\sqrt{R_0(\omega_0)Z_0}}{\omega_0} \quad (2.3.6)$$

Les valeurs obtenues avec l'impédance d'entrée complexe  $Z_a$  de l'antenne monopôle pour une adaptation active complète sont :

$$C_a = 1.2 \text{ pF}$$

$$L_a = 11.65 \text{ nH}$$

$$L_0 = 9 \text{ nH}$$

La topologie du NIC de base choisie pour réaliser la conversion des impédances des éléments calculés ci-dessus est le modèle circuit ouvert stable symétrique de Linvill [49] composé de deux transistors bipolaires. Il est montré sur la Fig. 2.3.11. La charge  $Z_L$  représente l'impédance des composants passifs en série  $L_a$  et  $C_a$  calculés.

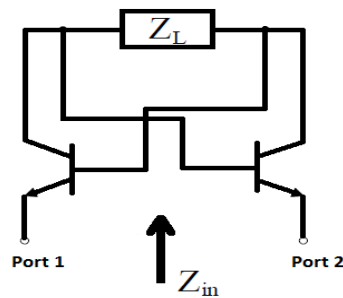


FIGURE 2.3.11 – NIC (Linvill's balanced OCS) de base utilisé pour le circuit d'adaptation de antenne monopôle de 7 cm

Si on considère le modèle en  $\pi$  petit-signal d'un transistor bipolaire dérivée du modèle Gummel-Poon [87] de la Fig. 2.3.12a, on peut négliger  $C_\mu$ ,  $C_0$ ,  $r_\mu$  et  $r_0$  en basses fréquences dans le bande de fréquences qui nous intéresse. On obtient le schéma de la Fig. 2.3.12b avec lequel on remplace chaque transistor bipolaire du modèle de NIC choisi. L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  du convertisseur avec la charge  $Z_L$  devient :

$$Z_{in} = -Z_L + \frac{2(Z_\pi + Z_L)}{Z_\pi g_m + 1}$$

$$Z_{in} = -Z_L + \frac{2r_\pi (Z_L g_m - 1)}{j\omega C_\pi r_\pi + r_\pi g_m + 1} \quad (2.3.7)$$



En plus, les approximations en basses fréquences  $r_\pi \gg 1$  et  $g_m \gg j\omega C_\pi$ , l'équation (2.3.7) devient :

$$Z_{in} \approx -Z_L + \frac{2}{g_m} \quad (2.3.8)$$

Dans l'équation (2.3.8), le coefficient d'inversion d'impédance est 1 si les transistors sont idéaux dans le NIC. Le second terme dans la partie droite de l'équation représente les pertes dû au fait que les transistors ne sont pas idéaux.

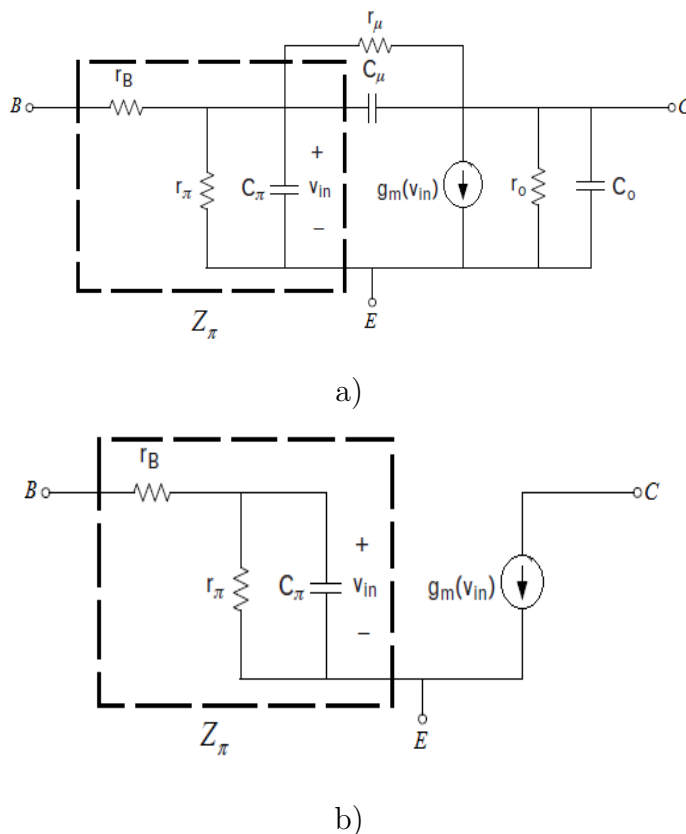


FIGURE 2.3.12 – (a) Modèle petit signal en  $\pi$  pour un transistor bipolaire et (b) modèle déduit après les approximations en basses fréquences

Après avoir calculé les éléments passifs à convertir et choisi le modèle de NIC de base, l'étape suivante est la simulation du circuit comportant les circuits de polarisation des transistors en vérifiant la stabilité. Et ensuite les mesures vont être effectuées. Le schéma de principe général, représentant l'adaptation d'impédance avec un circuit non-Foster, est montré sur la Fig. 2.3.13.

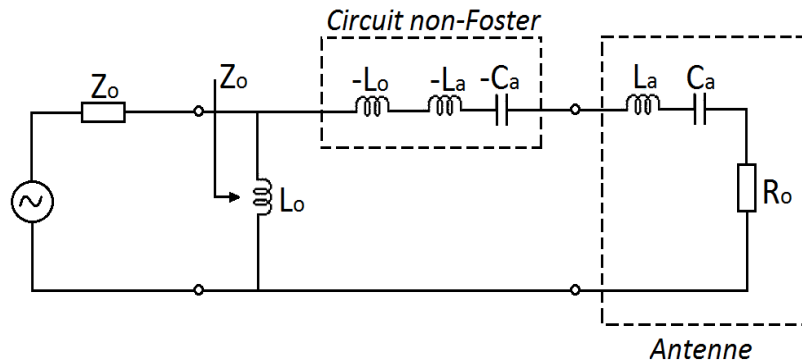


FIGURE 2.3.13 – Circuit d’adaptation actif avec un circuit LC série à convertir en série avec l’antenne monopôle de 7cm

### 2.3.4.2 Conception du circuit d’adaptation non-Foster

L’étape de simulation permet de voir dans un premier temps que l’antenne qui initialement fonctionne à 1100 MHz fonctionne maintenant à 125 MHz et de s’assurer de la stabilité du circuit d’adaptation. Le circuit complet d’adaptation avec la polarisation des transistors est montré sur la Fig. 2.3.14. Sur cette dernière, on a l’inductance  $L_{DA}$  et les capacités  $C_{DA1}$  et  $C_{DA2}$  qui bloquent le retour du signal alternatif. Les résistances  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{BB1}$ ,  $R_{B2}$ ,  $R_{BB2}$ ,  $R_{E1}$  et  $R_{E2}$  sont utilisés pour la polarisation des transistors mais aussi pour la stabilité du circuit. La capacité  $C_{para}$  est la capacité estimée des capacités parasites de l’ensemble du circuit. Et enfin les capacités  $C_{B1}$  et  $C_{B2}$  sont des capacités de découplage. Ce circuit simulé est ensuite fabriqué. Il est montré sur la Fig. 2.3.15 avec une vue du dessus avec tous les éléments qui constituent le circuit ainsi que les deux connecteurs SMA femelles pour connecter l’antenne et l’analyseur de réseau. Le circuit est fabriqué sur du FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$  et  $h = 1.6$  mm). Les transistors utilisés sont des transistors bipolaires NPN BFR92P. Le choix s’est reposé principalement sur leur fréquence de travail. L’intérêt ici est rendre le circuit d’adaptation le moins consommateur en énergie et surtout éviter les oscillations. Le circuit d’adaptation non-Foster est polarisé à 5V.

Pour le design du circuit d’adaptation non-Foster, nous avons procédé à la vérification de la stabilité du circuit avant la fabrication avec deux méthodes : une analyse harmonique pour vérifier s’il n’y avait pas d’oscillation en régime permanent et une analyse en gain de boucle ouverte pour voir si la rétroaction entre les deux transistors n’induit pas d’oscillations. En se référant à l’exposé général sur les méthodes d’analyse de stabilité présentées dans le chapitre 1, pour une analyse harmonique, un circuit stable ne devrait pas présenter de point de fréquence où la puissance de sortie est supérieure à 0 dBm pour un signal d’entrée inférieure à

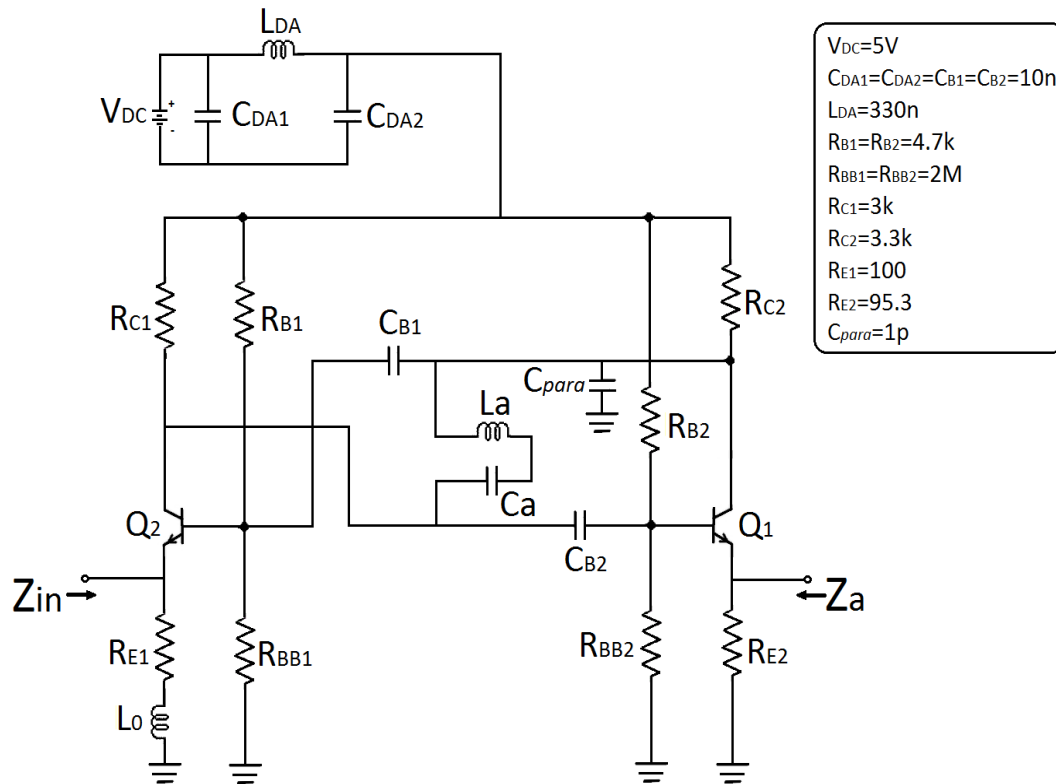


FIGURE 2.3.14 – Circuit d'adaptation non-Foster complet avec la polarisation des transistors simulé avec ADS pour l'antenne monopôle de 7cm

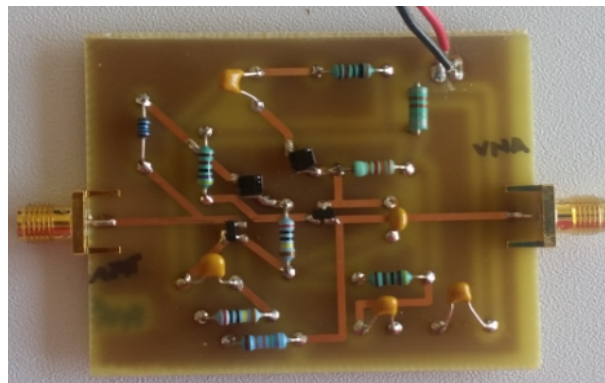


FIGURE 2.3.15 – Circuit d'adaptation non-Foster fabriqué pour l'antenne monopôle de 7 cm

0 dBm et il ne devrait y avoir l'existence d'autres harmoniques. Aussi pour une analyse en gain de boucle ouverte, nous avons utilisé un module « OscTest » disponible dans ADS qui se base sur le critère de Nyquist pour déterminer la stabilité d'un système à boucle fermée. Pour une analyse en gain de boucle ouverte, le critère pour un système stable est que l'amplitude en dB de la boucle ouverte est égale à 0 et la phase doit être supérieure à  $-180^\circ$ . La Fig. 2.3.16 montre que quand le circuit d'adaptation non-Foster est connecté à l'antenne, on a une stabilité sur toute la bande de fréquence considérée avec une analyse en gain de boucle. En effet, l'amplitude est inférieure à 0 dB et la phase est supérieure à  $-180^\circ$ . Pour consolider le résultat de l'analyse en gain de boucle qui, rappelons-le a été effectuée en simulation, une analyse harmonique a aussi été effectuée en simulation. Le résultat de simulation est montré sur la Fig. 2.3.17 où on peut voir qu'aucune puissance de sortie en fonction de la fréquence ne dépasse 0 dBm pour une puissance d'entrée de -20 dBm. Pour confirmer ce résultat, on a fait varier la puissance d'entrée. En augmentant la puissance d'entrée, la puissance de sortie est toujours presque égale à la puissance d'entrée à 1.5 dBm près et le niveau de puissance des harmoniques est toujours négligeable par rapport à celui des harmoniques. Ce qui est une preuve de la stabilité du circuit d'adaptation simulé.

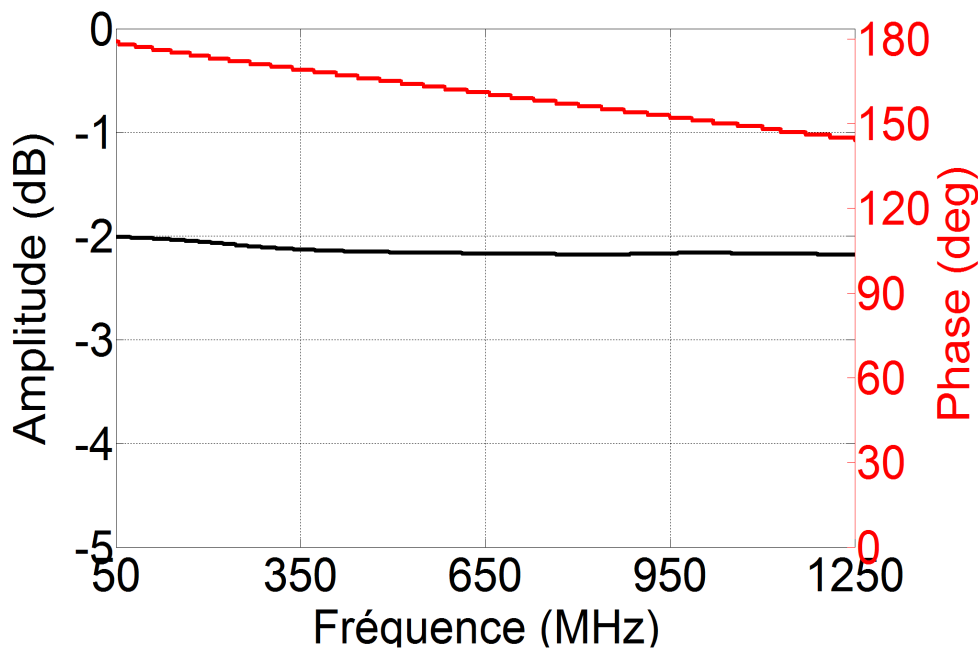


FIGURE 2.3.16 – Analyse en gain de boucle pour l'antenne adaptée activement

Après la fabrication du circuit d'adaptation non-Foster, les résultats de simulation sur la stabilité du circuit sont consolidés par la mesure spectrale effectuée avec

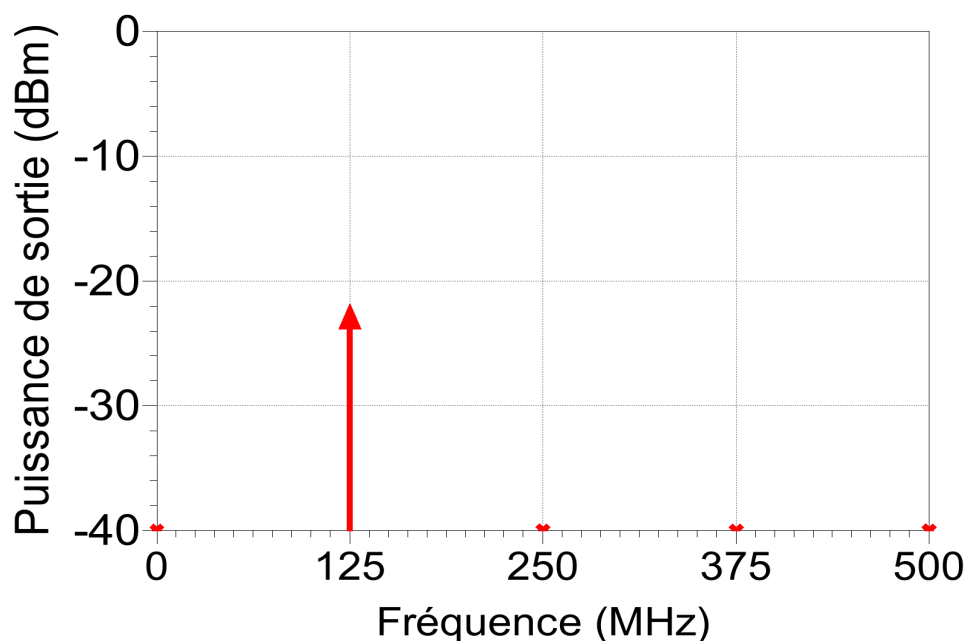


FIGURE 2.3.17 – Analyse harmonique en simulation de l'antenne adaptée activement

le circuit d'adaptation non-Foster et l'antenne à l'aide d'un analyseur de spectre. Elle permet de voir que le circuit est stable sur la bande 100 MHz – 150 MHz en régime permanent. La Fig. 2.3.18 montre que quand un signal de -21 dBm est appliqué à l'entrée du circuit, il n'est pas dégradé et restitue une puissance de -23 dBm à la fréquence de travail (125 MHz). Ces résultats sont concordants avec la simulation.

#### 2.3.4.3 Résultats de simulation et expérimentaux de l'antenne de 7 cm adaptée à 125 MHz

Pour valider les performances de l'antenne adaptée avec le circuit d'adaptation non-Foster, celles-ci ont été mesurées et comparées au cas où l'antenne est seule c'est-à-dire sans circuit d'adaptation à 125 MHz. Ces mesures ont portées principalement sur l'impédance d'entrée, sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de fréquence et en fonction du niveau de puissance en entrée et aussi sur le gain de l'antenne en réception. Ces mesures ont été effectuées au C2N (anciennement Institut d'Electronique Fondamentale) à Orsay pour une partie et pour l'autre à Airbus Group Innovation à Suresnes.

##### — Impédance d'entrée

Les impédance d'entrée de l'antenne simulée et mesurée avec et sans circuit d'adap-

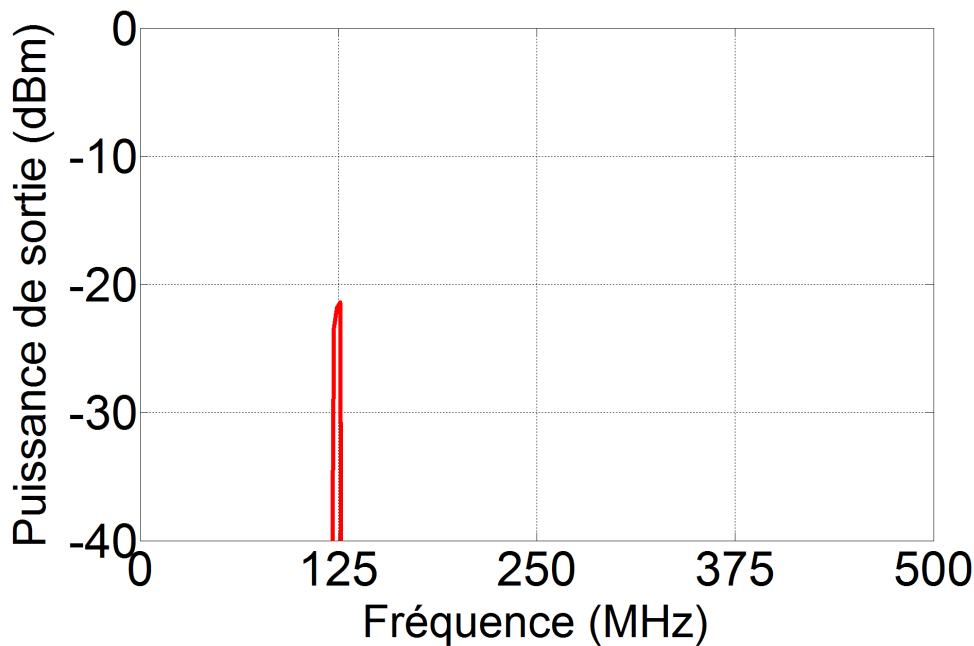


FIGURE 2.3.18 – Mesures de puissance des harmoniques de l’antenne adaptée avec un analyseur de spectre

tation non-Foster sur la bande de fréquence [50 MHz ; 450 MHz] sont montrées respectivement sur les Fig. 2.3.19 et 2.3.20. Les courbes en bleu représentent les parties réelle et imaginaire de l’impédance d’entrée de l’antenne adaptée activement et les courbes en rouge les parties réelle et imaginaire de l’impédance d’entrée de l’antenne seule sur les deux figures. A noter que pour ces mesures la puissance d’entrée délivrée par l’analyseur est fixée à  $P_{in} = -15$  dBm. Sur la Fig. 2.3.19 l’antenne seule a une réactance capacitive qui varie en fonction de la fréquence. Cette même réactance se retrouve égale à 0 quand l’antenne est adaptée avec un circuit non-Foster entre 50 et 450 MHz et la partie réelle de l’antenne seule qui était très faible, est égale à  $50\Omega$  après adaptation, sur cette même bande de fréquence. Ces résultats sont très précis en simulation, ce qui n’est pas le cas en mesure. En effet sur la Fig. 2.3.20, la partie réelle de l’antenne adaptée n’est pas égale à  $50\Omega$  sur toute la bande fréquence considérée (50 MHz à 450 MHz) mais l’est sur notre bande de travail qui est de 100 MHz à 150 MHz et même un peu au-delà. De même la partie imaginaire n’est pas nulle sur toute la bande de fréquence mais seulement sur notre bande de fréquence de travail. Ceci est dû au fait que l’antenne est spécialement adaptée entre 100 et 150 MHz et que les éléments passifs à convertir ont été calculés pour cette bande de fréquence.

— **Coefficient de réflexion en entrée  $S_{11}$  en fonction de la tension d’ali-**

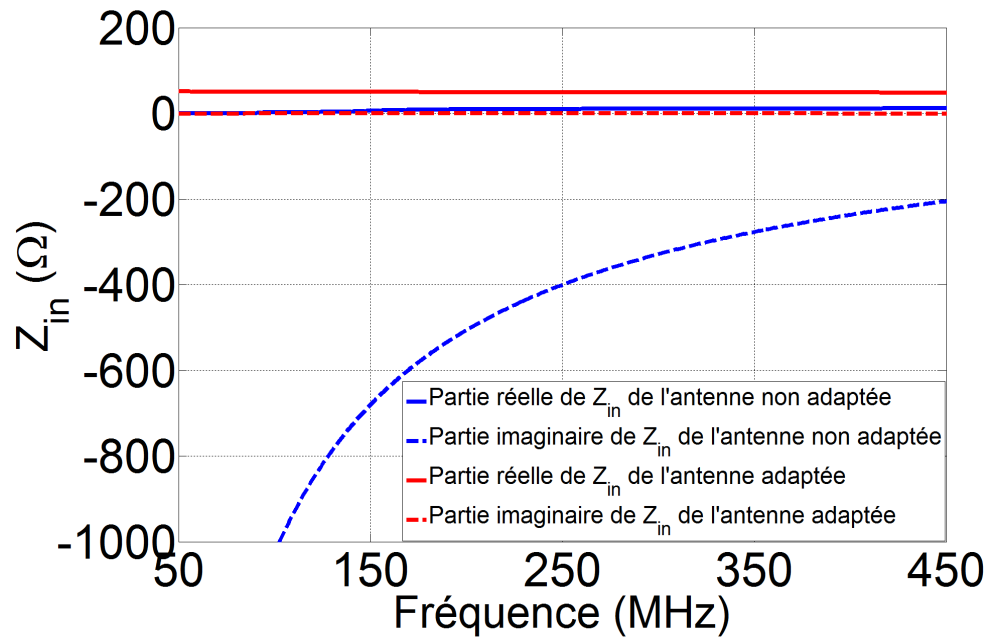


FIGURE 2.3.19 – Comparaison entre les impédances d'entrée complexes simulées de l'antenne adaptée active et non adaptée

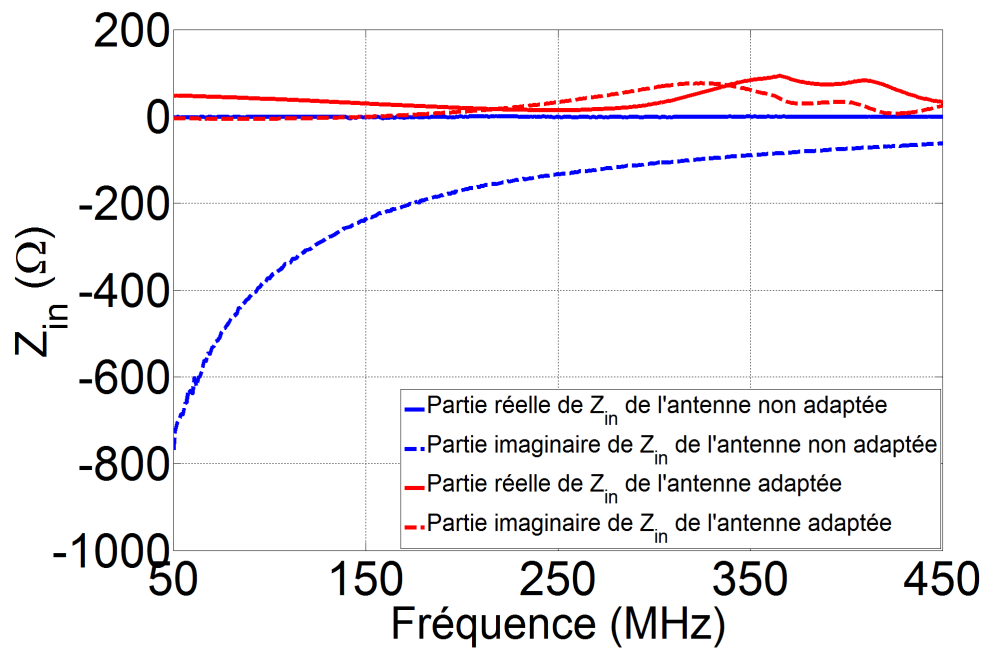


FIGURE 2.3.20 – Comparaison entre les impédances d'entrée complexes mesurées de l'antenne adaptée active et non adaptée

### mentation du circuit non-Foster et de la puissance d'entrée

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé de l'antenne adaptée avec un circuit d'adaptation non-Foster est montré sur la Fig. 2.3.21. Ce résultat montre l'adaptation de l'antenne en basses fréquences et donc la transposition de sa fréquence de résonance à la bande de fréquence qui nous intéresse à savoir entre 100 MHz et 150 MHz. La Fig. 2.3.21 montre une bande passante de 50 MHz à 450 MHz pour  $S_{11} \leq -10dB$  en simulation. Cependant l'antenne est adaptée jusqu'à 850 MHz ( $S_{11} \leq -10dB$ ). Par souci de cohérence sur les échelles des figures nous avons limité la bande de fréquence à 450 MHz sur la Fig. 2.3.21. Cette bande s'est considérablement réduite en mesure (130 MHz) sur la Fig. 2.3.22. Ceci est dû au fait que les éléments passifs qui constituent le circuit sont idéaux en simulation. Cependant une capacité de 1.8 pF qui prend en compte les capacités parasites estimées de l'ensemble des composants a été ajoutée pendant la simulation. Il faut aussi noter que les composants passifs utilisés ont des tolérances qui varient entre 1 et 10% et le circuit est sensible à ces variations de valeurs de composants. Cette bande de fréquence mesurée de 130 MHz (de 50 MHz à 180 MHz) représente une bande relative fractionnelle BP de 104% ce qui donne un facteur de qualité minimum calculé  $Q_{min}$  de 0.36 à 125 MHz. Cependant cette bande de fréquence n'est pas la même si on fait varier la tension d'alimentation du circuit comme on peut le voir toujours sur la figure 2.2.22. Rappelons que la valeur nominale de la tension d'alimentation est de 5V, cependant au-dessus de cette valeur le circuit continue à fonctionner correctement. La tension a été juste fixée à 5V par souci d'implémentation et de basse consommation d'énergie. Donc quand cette tension est égale à 0V la bande passante ( $S_{11} \leq -10dB$ ) n'existe plus, le circuit agit comme une adaptation passive car les transistors ne sont plus polarisés correctement. A 1V, l'adaptation active est réalisée car les transistors sont polarisés au-dessus de leurs valeurs limites et la bande de fréquence augmente (50 MHz à 335 MHz). Cependant la résonance à 125 MHz est moins prononcée que celle obtenue avec 5V et en simulation le circuit n'est pas stable avec une analyse en gain de boucle ouverte. Avec 3V et 5V, on retrouve la bande de fréquence de 130 MHz et la résonance se retrouve au delà de 50 MHz. Cette tension d'alimentation du circuit d'adaptation a une grande influence sur l'adaptation car comme nous l'avons souligné dans la partie sur l'étude de la stabilité dans le chapitre 1, la transconductance  $g_m$  est un facteur multiplicateur de la tension base - émetteur  $v_{be}$  dans le modèle petit-signal du transistor bipolaire et doit être minimisé pour éviter les oscillations. En même temps cette même  $g_m$  doit être très grande devant 1 pour faire tendre le coefficient d'inversion  $K$  du convertisseur d'impédance vers 1 (équation 2.3.8). Si on considère la bande passante de 130 MHz obtenue avec une polarisation de 5V, le facteur de qualité minimum calculé  $Q_{min}$  de 0.36 est largement inférieur à celui théorique de Wheeler et Chu  $Q_{chu} = 177$  calculé. Le rapport entre le facteur de



qualité obtenu avec l'adaptation active de l'antenne et le facteur de qualité  $Q_{\min}$  théorique donne une bande passante qui est 469 fois plus grande que la bande passante de Wheeler-Chu estimée à 0.2% et calculée avec le  $Q_{\min}$  théorique pour une antenne avec un facteur  $ka$  égale à 0.18. Cette augmentation de la bande passante maximale pour une antenne électriquement petite est obtenue en dépit des limites théoriques établies pour les antennes électriquement petites.

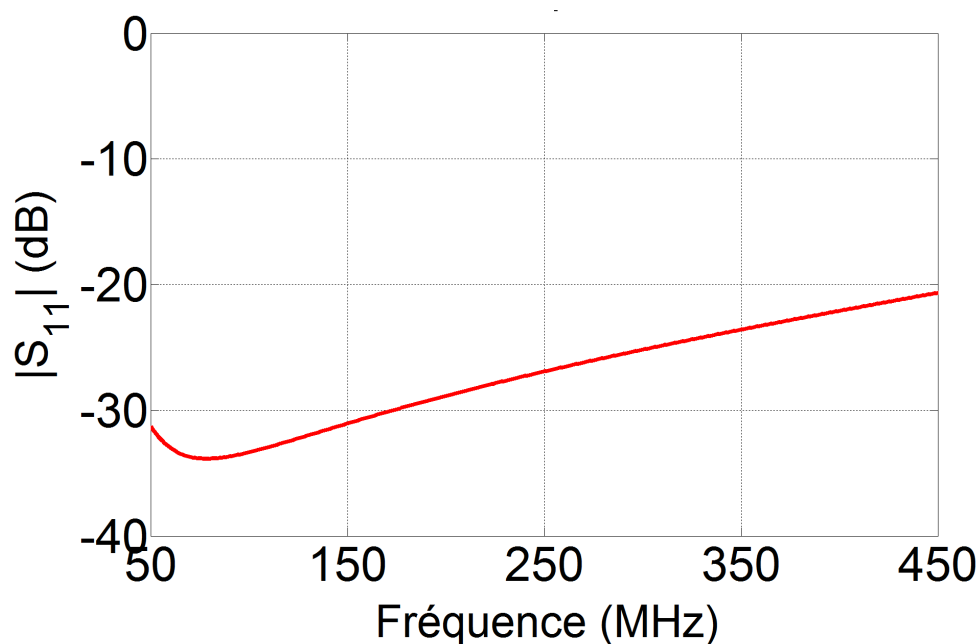


FIGURE 2.3.21 –  $S_{11}$  simulé de l'antenne monopôle de 7 cm dans la bande de fréquence de 50 à 450 MHz avec un circuit d'adaptation non-Foster

Une simulation des paramètres S large-signal avec ADS permet de faire varier la puissance d'entrée délivrée au circuit d'adaptation non-Foster par le générateur. Comme un circuit non-Foster est constitué en partie d'éléments non-linéaires qui sont les transistors, il est assujéti à des non-linéarités. Une de ces dernières est une oscillation due à la boucle de rétroaction positive entre les deux transistors du circuit non-Foster. Cette oscillation survient en général quand on augmente très fortement la puissance d'entrée du circuit. Les autres non-linéarités sont les harmoniques, les intermodulations et le gain de compression. L'idée d'effectuer une simulation large-signal avec ADS est d'étudier le comportement du coefficient  $S_{11}$  en fonction de la puissance à l'entrée du circuit d'adaptation d'impédance. Ce comportement est lié à l'effet de la plage dynamique du gain de compression des transistors, ceci a été étudié par Harris dans [42]. Donc cette étude a été effectuée pour l'antenne monopôle de 7cm adaptée pour différentes valeurs de puissances

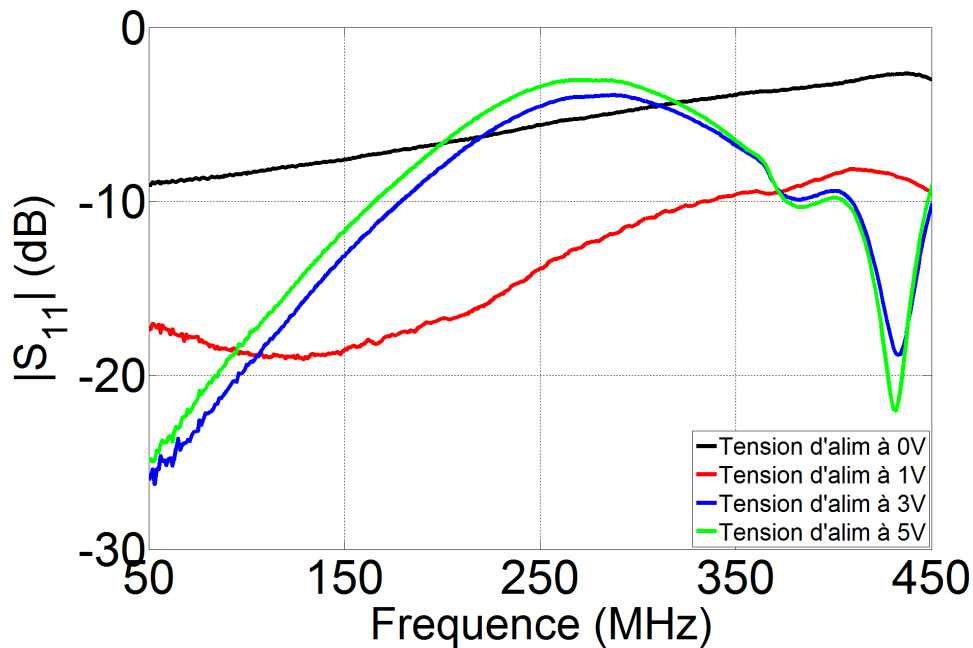


FIGURE 2.3.22 – Mise en évidence de l'influence de la polarisation sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne adaptée en mesure

d'entrée délivrées par l'analyseur de réseau de -15 dBm à 3 dBm (limite haute de la puissance de sortie de notre analyseur de réseau 26.5 GHz FieldFox Microwave Analyzer). La bande de fréquence de mesure est entre 50 MHz et 450 MHz. Sur la Fig. 2.3.23 en simulation, pour des valeurs de puissance de -15 dBm à 0 dBm la fréquence de résonance est la même qu'avec la simulation des paramètres S petit-signal. Par contre avec 3 dBm de valeur de puissance d'entrée, le  $S_{11}$  devient plus petit et la fréquence de résonance est légèrement décalée vers une fréquence plus haute. Quand la puissance augmente, on note une amélioration de l'adaptation ou simplement une diminution des pertes par désadaptation entre l'antenne et le circuit actif avec le port d'entrée de  $50\Omega$ . Mais cette amélioration signifie une augmentation des pertes produites par le circuit d'adaptation actif. Ceci est dû au gain de compression des transistors bipolaires utilisés dans le circuit non-Foster. Par contre cet effet n'est pas notoire en mesure montré sur la Fig. 2.3.24. En effet pour toutes les valeurs de puissances d'entrée, la fréquence de résonance reste la même. Ceci peut s'expliquer par le fait que le circuit est stable sur la toute la bande fréquence considérée. Il serait intéressant de voir les réponses en mesures avec des valeurs de puissances plus élevées. Mais on peut dire que l'antenne monopôle de 7 cm est bien adaptée pour des niveaux de puissance entre -15 dBm et 3 dBm.

— **Gain de l'antenne de réception dans un système d'émission - ré-**

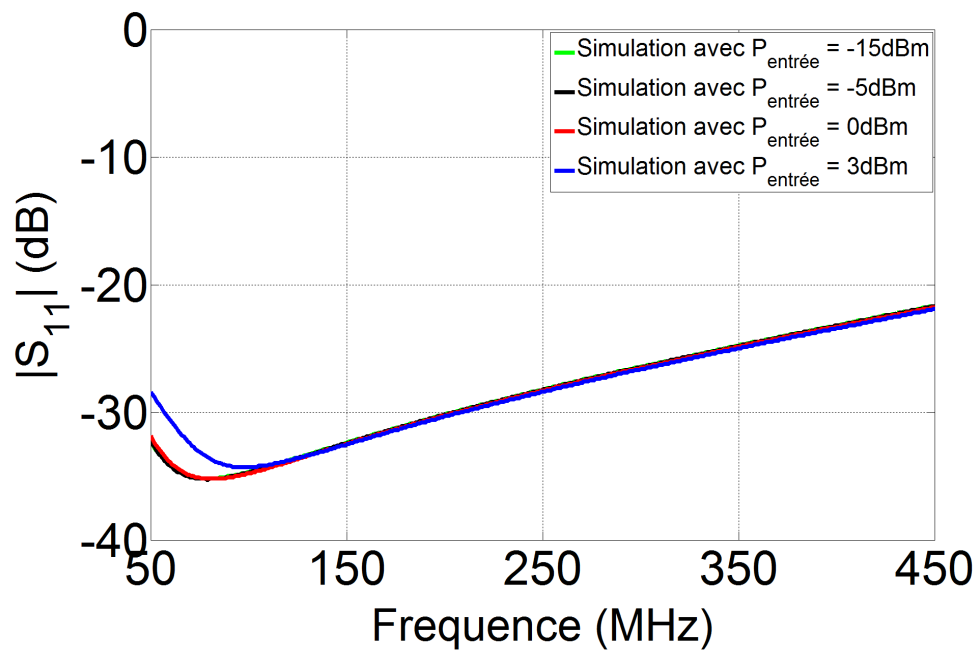


FIGURE 2.3.23 –  $S_{11}$  simulé de l'antenne monopôle de 7cm adaptée en émission avec différentes valeurs de puissance d'entrée

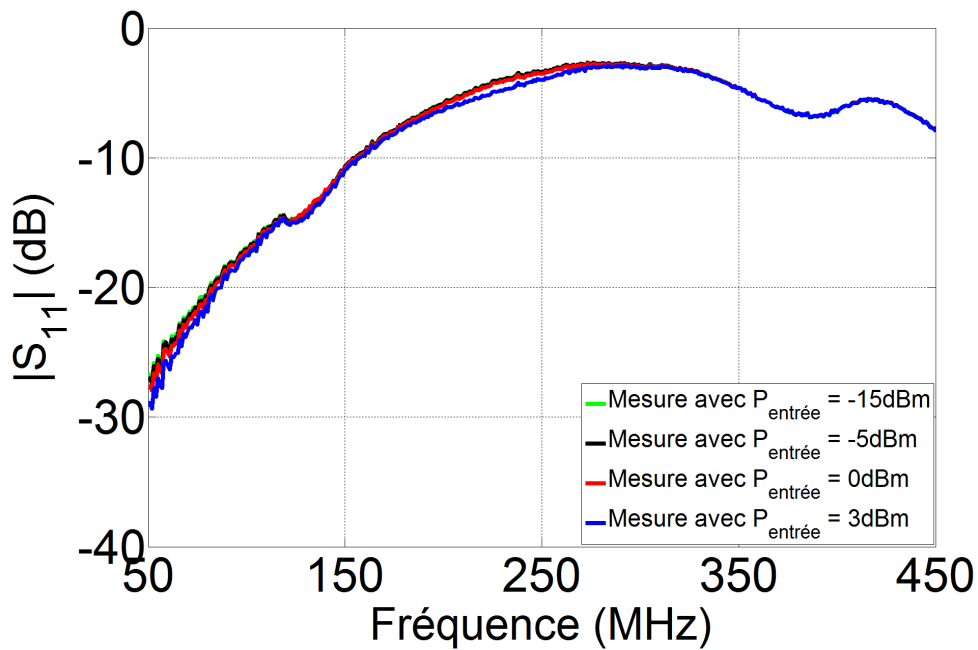


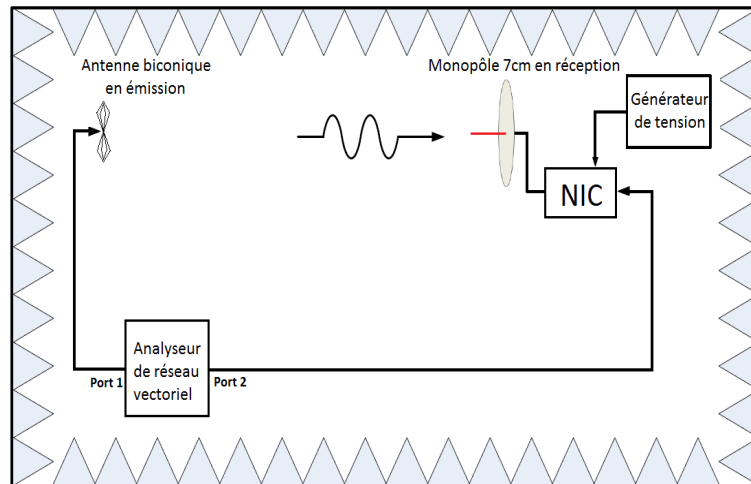
FIGURE 2.3.24 –  $S_{11}$  mesuré de l'antenne monopôle de 7cm adaptée en émission avec différentes valeurs de puissance d'entrée

### ception

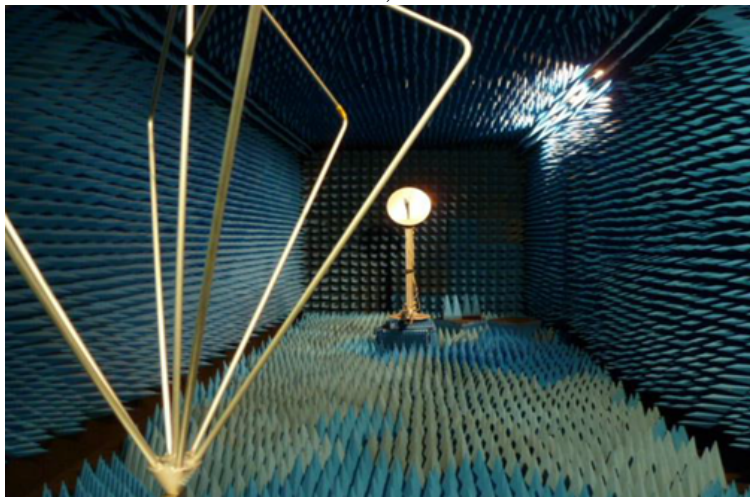
Dans un autre type de mesure, l'antenne monopôle de 7 cm adaptée avec un circuit non-Foster est utilisée en réception dans un système d'émission-réception. La mesure est effectuée en chambre anéchoïque du laboratoire d'antennes d'Airbus Innovation. Une chambre qui descend assez bas en fréquence pour nous permettre d'effectuer des mesures de gain à 125 MHz. Le setup expérimental et une vue générale de la chambre sont montrés sur les Fig. 2.3.25a et 2.3.25b sur laquelle on voit au fond l'antenne monopôle de 7 cm en réception et derrière le plan de masse se trouve le circuit d'adaptation, le tout relié au port 2 de l'analyseur de réseau vectoriel. L'antenne de test active est pilotée par deux moteurs : un premier pour faire varier  $\theta$  (grandes rotations) et un second pour faire varier  $\varphi$  et donc tourner l'antenne sur elle-même. Sur l'image juste devant se trouve l'antenne biconique utilisée en émission à 125 MHz, elle nous a été fournie par Airbus. Elle est branchée sur le port 1 de l'analyseur de réseau vectoriel. Les deux antennes sont séparées de huit mètres.

La Fig. 2.3.25c montre les différentes configurations de mesure utilisées dans le laboratoire d'Airbus pour mesurer les diagrammes de rayonnement des antennes. Ces configurations sont liées aux positions des antennes sur les avions. On distingue trois plans : le plan horizontal, le plan transversal et le plan longitudinal. Ce dernier n'est pas pris en compte dans les mesures car avec les antennes monopôles, il est équivalent au plan transversal. Dans le plan horizontal ou communément appelé le plan azimutal, le plan de masse de 1200 mm de diamètre est placé perpendiculairement à la terre avec  $\theta = 90^\circ$  et une rotation est appliquée à l'antenne par un petit moteur faisant varier  $\varphi$  de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ . Pour le plan transversal ou plan en élévation, le plan de masse de l'antenne adaptée est toujours perpendiculaire à la terre mais cette fois  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  par un autre moteur qui fait tourner le mât principal sur lequel est fixé l'antenne et le circuit d'adaptation non-Foster. Et pour le dernier plan qui est le plan longitudinal, le plan de masse de l'antenne adaptée est placé perpendiculairement à la terre avec  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ . Ce dernier plan est équivalent au plan transversal avec une antenne monopôle constitué d'un brin simple. Ce plan se distinguera nettement quand on utilisera la deuxième antenne lame vu son aspect profilé. Et pour tous ces trois plans pour l'antenne de réception, l'antenne d'émission qui est l'antenne biconique est placée horizontalement et verticalement ce qui donnera soit un champ incident horizontal soit un champ incident vertical.

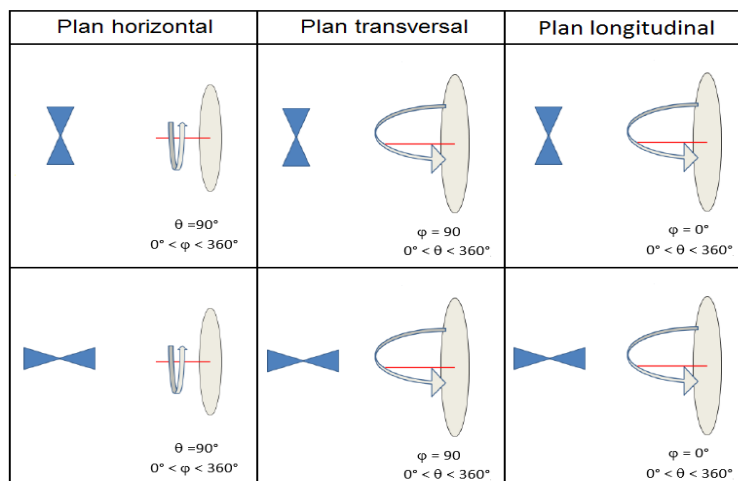
Les mesures du diagramme de rayonnement ont commencé par le test de l'antenne biconique en émission pour vérifier son fonctionnement à 125 MHz. Ce test s'est effectué au moyen d'une antenne monopôle de 60 cm dont la fréquence de résonance est bien de 125 MHz. Ensuite cette de antenne de 60 cm a servi de référence pour mettre en évidence l'amélioration du gain qu'on peut avoir avec une



a)



b)



c)

FIGURE 2.3.25 – Illustration des conditions de mesures des diagrammes de rayonnement. a) Setup expérimental - b) Vue générale de la chambre anéchoïque - c) Les trois configurations de mesures

antenne adaptée avec un circuit non-Foster par rapport à une antenne qui n'est pas adaptée. Les résultats de mesure pour le plan transversal avec une antenne d'émission positionnée horizontalement, sont donnés sur la Fig. 2.3.26. Sur cette dernière la courbe noire représente l'antenne monopôle de 60 cm qui fonctionne à 125 MHz et on retrouve la forme de tore typique des antennes filaires avec des minima à  $\varphi = 0^\circ$  et  $180^\circ$  et une valeur maximale de gain de -25 dB. La courbe rouge est le diagramme de rayonnement de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster tandis que la courbe bleue est le diagramme de rayonnement de l'antenne seule à 125 MHz. On voit que le diagramme de rayonnement de l'antenne adapté est déformé. Cette déformation est due à la taille du plan de masse qui a un rayon de 600 mm ( $\lambda/4$ ) et qui est encore petit à 125 MHz. Par contre on ne retrouve pas cette déformation sur le diagramme de rayonnement de l'antenne seule donc il n'y a pas que la taille du plan de masse qui est à la cause de cette déformation. Il peut s'agir de l'effet du courant en mode commun sur le câble qui donne un effet mode commun accentué par le couplage avec le circuit non-Foster derrière le plan de masse trop petit. Cependant en dépit de cette déformation, il est important de souligner l'amélioration du gain de l'antenne adaptée comparé au gain de l'antenne sans circuit d'adaptation. Une amélioration de 20 dB si on fait la différence entre les deux valeurs de gain.

Les mesures avec les trois configurations qui restent : a) plan horizontal en réception et antenne horizontale à l'émission, b) plan horizontal en réception et antenne verticale à l'émission et enfin c) plan transversal en réception et antenne verticale à l'émission, donnent les diagrammes de rayonnement montrés sur la Fig. 2.3.27 pour les trois types d'antenne. Sur la figure 2.3.27a le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel pour les 2 types d'antennes ce qui est en accord avec le fait que l'antenne d'émission est horizontale de même que l'antenne en réception. Et les valeurs de gain sont les maxima obtenus sur les diagrammes de rayonnement de la Fig. 2.3.26. La figure 2.3.27b quant à elle montre des diagrammes omnidirectionnels mais avec des valeurs de gain inférieures pour l'antenne monopôle de référence et pour les deux antennes monopôles de 7 cm avec ou sans circuit d'adaptation. Ces faibles valeurs de gain sont dues à la polarisation croisée entre l'antenne d'émission verticale et l'antenne de réception horizontale. Pour les figures 2.3.27a et 2.3.27b les diagrammes ont été tracés entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  mais leur nature omnidirectionnelle est la même partout. Cependant on retrouve toujours ce même écart de 20 dB entre les 3 antennes. Et enfin la figure 2.3.27c montre un diagramme entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$  des trois antennes sous test. Le diagramme du monopôle de référence de 60 cm en noir présente l'aspect d'un tore avec une valeur maximale qui correspond à la valeur que l'on a sur le diagramme de la figure 2.3.27b car on est toujours en polarisation croisée avec une variation de  $\theta$  de  $-180^\circ$  à  $180^\circ$ . Pour l'antenne monopôle de 7 cm adaptée avec un circuit non-Foster on retrouve cette valeur minimale en

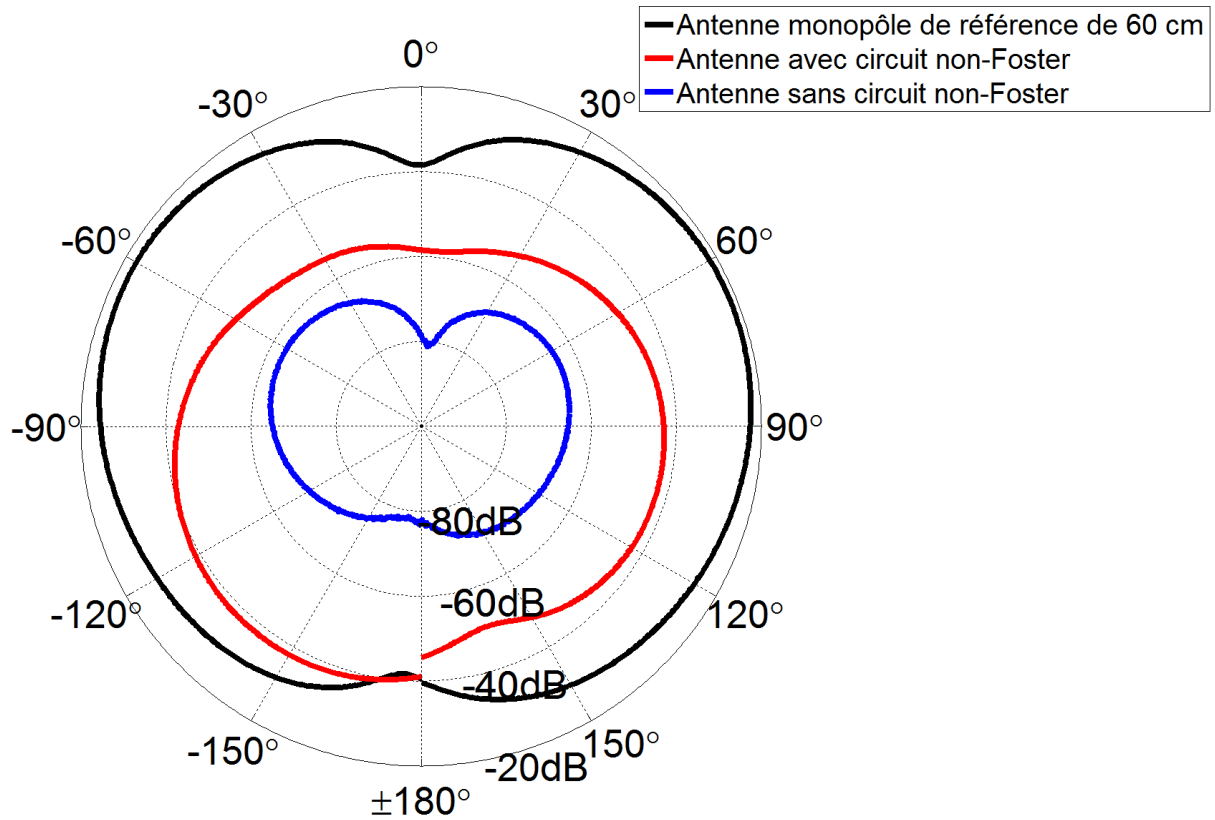


FIGURE 2.3.26 – Mise en évidence de l'amélioration du gain avec une antenne adaptée activement par rapport à une seule sans adaptation à 125 MHz

polarisation avec l'aspect tore de même qu'avec l'antenne non adaptée. Cependant pour les 3 antennes, le minimum n'est pas à 0 comme c'est le cas de la mesure avec le plan transversal montré sur la Fig. 2.3.26. La différence entre les deux mesures est la position de l'antenne d'émission qui était placée horizontalement et qui est verticale pour la mesure de la Fig. 2.3.27c.

Ce gain de 25 dB de l'antenne de 7 cm adaptée activement en dessous du gain de l'antenne de référence de 60 cm peut être expliqué théoriquement par la puissance rayonnée par un dipôle miniature ( $L \ll \lambda$ ) [Balanis]. L'estimation de la puissance rayonnée de notre antenne de 7 cm à 125 MHz donne ce gain de -25 dB par rapport à une antenne de longueur  $\lambda$ . Le calcul est effectué en Annexe A.

### 2.3.5 Adaptation de l'antenne commerciale

#### — Simulation et fabrication du circuit d'adaptation d'impédance non-Foster

Les mesures sur l'antenne monopôle de 7 cm ont permis de voir qu'un circuit d'adaptation actif permet de faire fonctionner une antenne à une fréquence plus basse que sa fréquence de résonance. Donc l'adaptation avec un circuit non-Foster a été testée sur la deuxième antenne. Cette antenne est présentée dans la section 2.3.1 de ce chapitre. Elle mesure 4.5 cm de haut, ce qui représente un  $ka$  de 0.12 à 125 MHz. Dans la littérature la taille électrique la plus petite d'une antenne avec une adaptation avec un circuit Non-Foster était de 0.49 [46]. On a commencé par calculer les valeurs des éléments passifs à convertir pour adapter l'antenne à 125 MHz avec les paramètres S de l'antenne mesurés en utilisant les équations suivantes :

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log_{10} (|\Gamma|) \quad (2.3.9)$$

Et

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.3.10)$$

L'impédance calculée est montrée sur la Fig. 2.3.28. L'antenne est bien adaptée dans sa bande de fréquence de fonctionnement, montrée sur le zoom. Cependant, elle est résonante en basses fréquence ce qui n'est pas visible sur la Fig. 2.3.5. montrant le coefficient de réflexion de l'antenne. Sur la Fig. 2.3.28, la partie réelle de l'antenne en basses fréquences est très petite (sensiblement égale à 0) et la partie imaginaire est positive. On se retrouve donc avec une réactance faiblement inductive. Ceci est dû à la structure complexe de l'antenne.

Par rapport aux expériences de mesure de diagramme de rayonnement dans le laboratoire d'Airbus Group Innovation sur l'antenne de 7cm, la longueur du câble



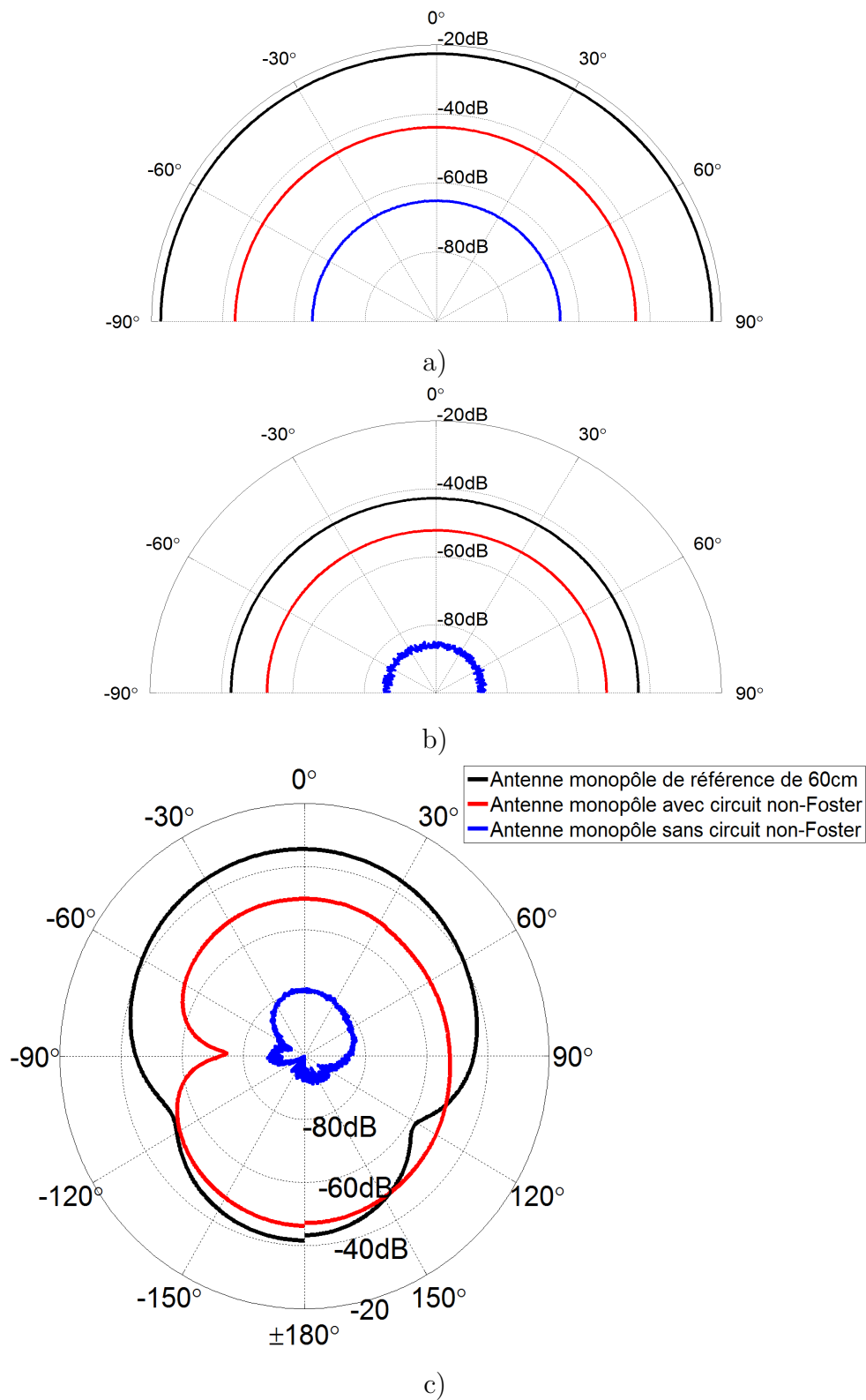


FIGURE 2.3.27 – Résultats de mesure du diagramme de rayonnement des trois antennes en fonction des configurations de mesures ; a) Champ incident horizontal-plan horizontal ; b) Champ incident vertical-plan horizontal ; c) Champ incident vertical-plan transversal

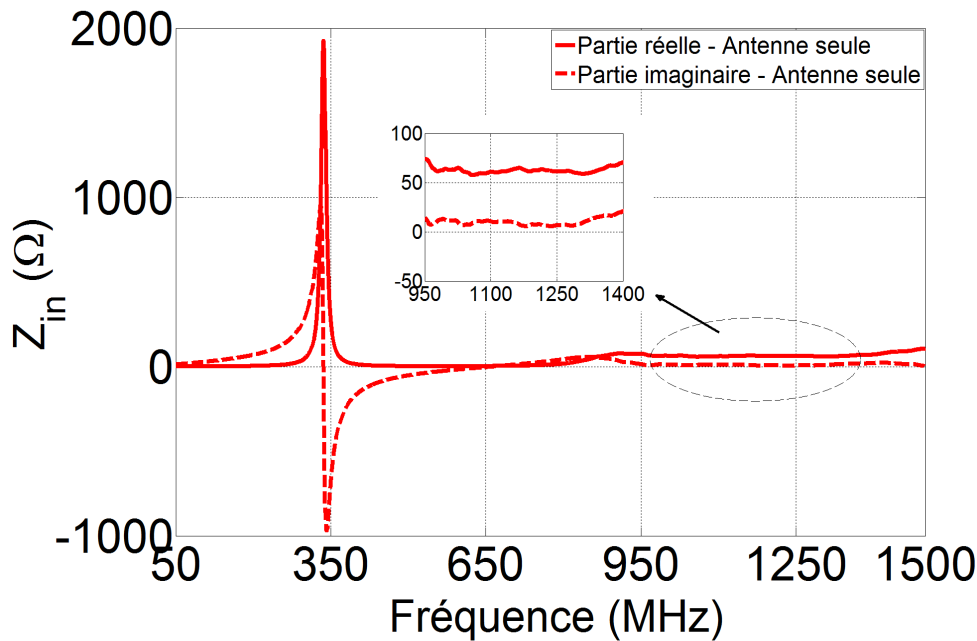


FIGURE 2.3.28 – Impédance de l’antenne Cobham déduite à partir des paramètres S mesurés

reliant l’antenne au circuit d’adaptation non-Foster a été prise en compte dans la simulation du circuit d’adaptation de l’antenne de Cobham. Cette longueur de câble est importante dans la mesure où elle augmente théoriquement la longueur électrique de l’antenne. La Fig. 2.3.29 montre le coefficient de réflexion pour 3 longueurs de câble (6cm, 10cm et 15cm). Le connecteur de 6cm représente la transition antenne connecteur SMA et donc il n’y a pas de câble entre les deux. Avec ce connecteur la bande passante de l’antenne est plus petite comme on peut le voir sur la Fig. 2.3.29. Ensuite avec des câbles de 10cm et 15cm la bande passante est sensiblement la même. Même si sur la Fig. 2.3.29 l’effet ne semble pas important, en mesure elle influe beaucoup sur les résultats de mesure de diagramme. D’où la nécessité de le prendre en compte dans la simulation du circuit d’adaptation.

Le circuit d’adaptation simulé avec ADS montré sur la Fig. 2.3.30 a été fabriqué. A noter aussi qu’on a choisi la même topologie de base pour le NIC que pour l’antenne monopôle de 7 cm et le même modèle de transistor. Seulement pour cette deuxième antenne une capacité  $C_0$  est utilisé comme transformateur d’impédance vue la nature inductive de la réactance et un circuit de stabilisation constitué d’une inductance et d’une résistance a été ajouté sur les bases des transistors. Ce dernier a pour but de stabiliser le circuit en haute fréquence. Le circuit stable fabriqué est montré sur la Fig. 2.3.31. La stabilité de toute la structure a aussi été vérifiée avec

les mêmes méthodes que celles utilisées pour l'antenne monopôle de 7cm.

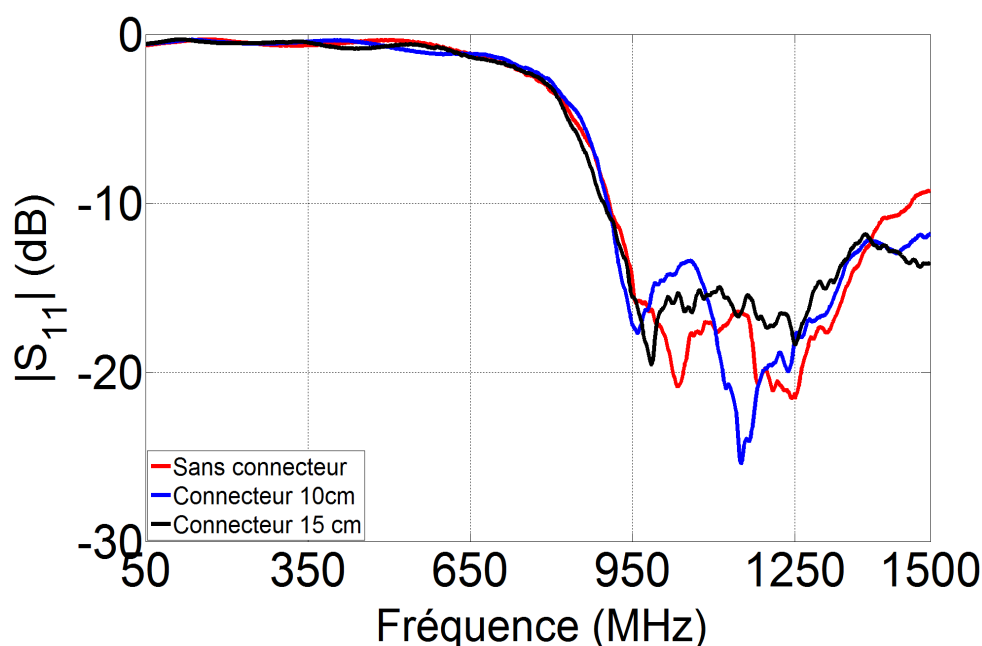


FIGURE 2.3.29 – Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne Cobham en fonction de la longueur de câble entre elle et le circuit d'adaptation non-Foster

#### — Impédance d'entrée de l'antenne commerciale adaptée activement

Une mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  a été effectuée et présentée sur la Fig. 2.3.32 avec le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster polarisé à 6V. L'antenne est adaptée à 125 MHz avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -23$  dB en mesure pour  $S_{11} = -28$  dB. Cette différence est due aux tolérances des composants qui composent les circuits de polarisation des transistors notamment les résistances de bases  $R_{B1}$  et  $R_{B2}$ . Les mesures montrent que l'antenne garde sa nature large bande même en basses fréquences. En mesure la largeur de bande ( $S_{11} \leq -10$  dB) de 425 MHz correspondant à 340% en bande relative est supérieure à celle obtenue en simulation qui est elle de 358 MHz soit 286.4%. Et encore cette différence est aussi due aux variations de valeurs des composants de circuits de polarisation. A noter que ces bandes de fréquence en simulation et en mesure sont supérieures à celles représentées sur la Fig 3.34 car par souci d'uniformité avec les autres courbes du chapitre, la fréquence basse de mesure a été prise à 50 MHz. Une antenne monopôle quart-d'onde conventionnelle fonctionnant à 125 MHz a une hauteur de 60 cm qui est plus de 13 fois celle de l'antenne commerciale.

Les impédances simulée et mesurée de l'antenne adaptée activement avec un

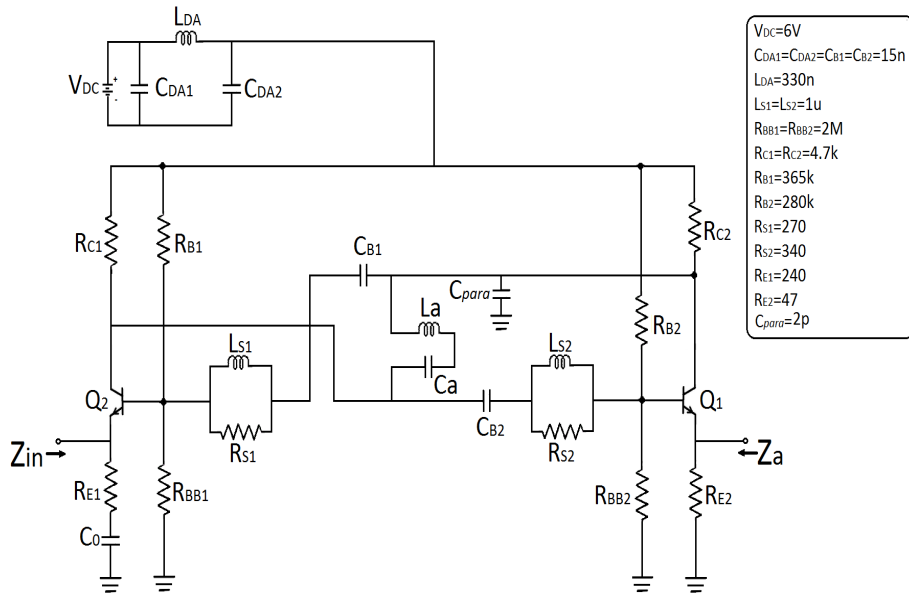


FIGURE 2.3.30 – Circuit d’adaptation non-Foster complet avec la polarisation des transistors simulé avec ADS pour l’antenne fournie par Airbus avec les valeurs calculées  $L_a=18.5$  nH,  $C_a=53$  pF et  $C_0=10$  pF

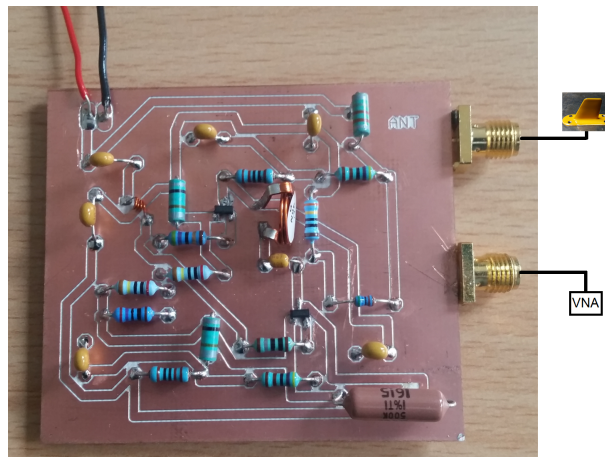


FIGURE 2.3.31 – Circuit d’adaptation non-Foster fabriqué pour l’antenne monopôle de Cobham

circuit non-Foster sont montrées sur la Fig. 2.3.33. La partie réelle de l'impédance mesurée est supérieure à  $50\Omega$  entre 50 et 250 MHz et elle est inférieure à  $50\Omega$  dans le reste de la bande de fréquence considérée. La partie imaginaire quant à elle presque nulle sur toute la bande de fréquence considérée. D'où la nature large bande constatée avec la mesure du coefficient de réflexion.

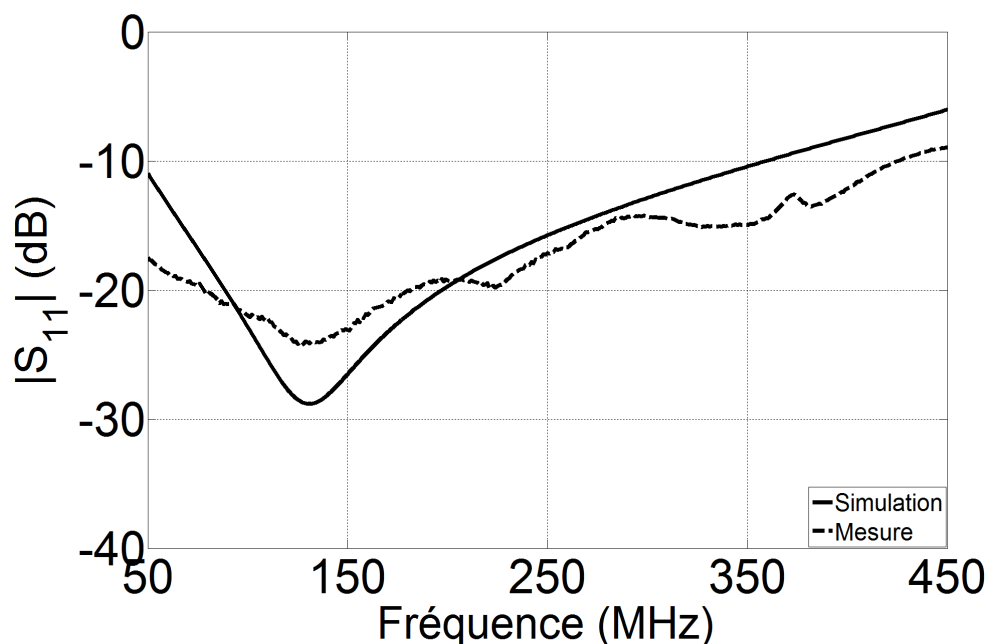


FIGURE 2.3.32 – Comparaison du  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster

— **Coefficient de réflexion en entrée  $S_{11}$  en fonction de la tension d'alimentation du circuit non-Foster et de la puissance d'entrée**

Les circuits non-Foster étant très sensibles aux variations des composants mais aussi à la tension de polarisation, l'impact de la variation de cette dernière a été étudié. La tension nominale de polarisation est fixée à 6V pour respecter les contraintes de mesure dans le laboratoire d'Airbus. En faisant varier la tension de polarisation, le circuit réalise moins bien son rôle d'adaptation à 125 MHz. Les résultats de mesure sont montrés sur la Fig. 3.3.34. Quand la tension de polarisation est 0V, la bande passante à  $S_{11} \leq -10dB$  n'existe pas et l'antenne n'est plus adaptée à 125 MHz que ce soit en simulation ou en mesure, ce qui est normale puisque c'est un circuit actif. A 2V, en mesure le circuit fonctionne car étant polarisé, cependant la fréquence de résonance est à 170 MHz et la bande passante à  $S_{11} \leq -10dB$  est très petite. En simulation, les 2V n'ont pas suffi à faire fonctionner le circuit d'adaptation ou du moins pour obtenir une bande de fréquence à

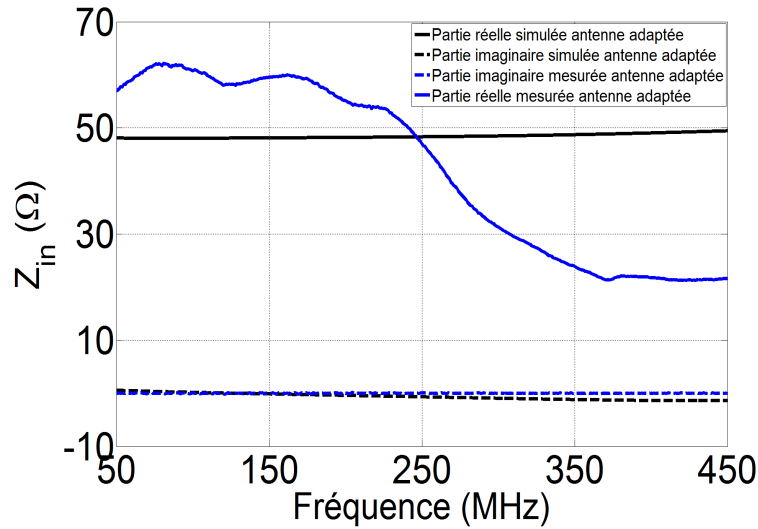


FIGURE 2.3.33 – Comparaison des impédances d’entrée simulée et mesurée de l’antenne adaptée avec un circuit non-Foster

$S_{11} \leq -10dB$ . Les variations des composants du circuit font qu’avec 4V en mesure l’adaptation est similaire à une adaptation avec une polarisation avec 6V. En simulation par contre, l’adaptation est moins effective avec 4V et avec 6V l’adaptation est exactement obtenue à 125 MHz.

Comme avec l’antenne monopôle de 7cm, la non-linéarité des transistors liée à l’effet de la plage dynamique du gain de compression a aussi été étudiée avec une simulation Large-Signal dans ADS pour la simulation et par une variation de la puissance en entrée de notre circuit d’adaptation. Les résultats sont montrés sur les Fig. 2.3.35. En simulation, l’effet n’est pas notable et l’adaptation est effective avec des puissances d’entrée  $P_{in}$  de -15 dBm à 0 dBm. Avec 3 dBm en simulation l’adaptation est moins prononcée. En mesure quand la puissance d’entrée augmente, l’adaptation se dégrade tant avec l’amplitude du coefficient de réflexion  $S_{11}$  comme avec la bande passante. Ainsi la capacité d’adaptation du circuit non-Foster devient moins prononcée lorsque la puissance d’entrée augmente.

#### — Mesure de gain réalisé avec l’antenne commerciale adaptée

La mesure de gain réalisé avec l’antenne commerciale a été effectuée dans les mêmes conditions que l’antenne monopôle de 7cm dans le laboratoire d’Airbus Innovation. On a obtenu un gain de - 22 dB avec l’antenne adaptée commerciale activement avec un circuit d’adaptation non Foster, en dessous de l’antenne de référence de 45 cm fonctionnant initialement à 125 MHz. Ce résultat est montré sur la Fig. 2.3.36 où les courbes en rouge représente les diagrammes de rayonnement de l’antenne de 4.5 cm adaptée avec un circuit d’adaptation non-Foster et les courbes en noir

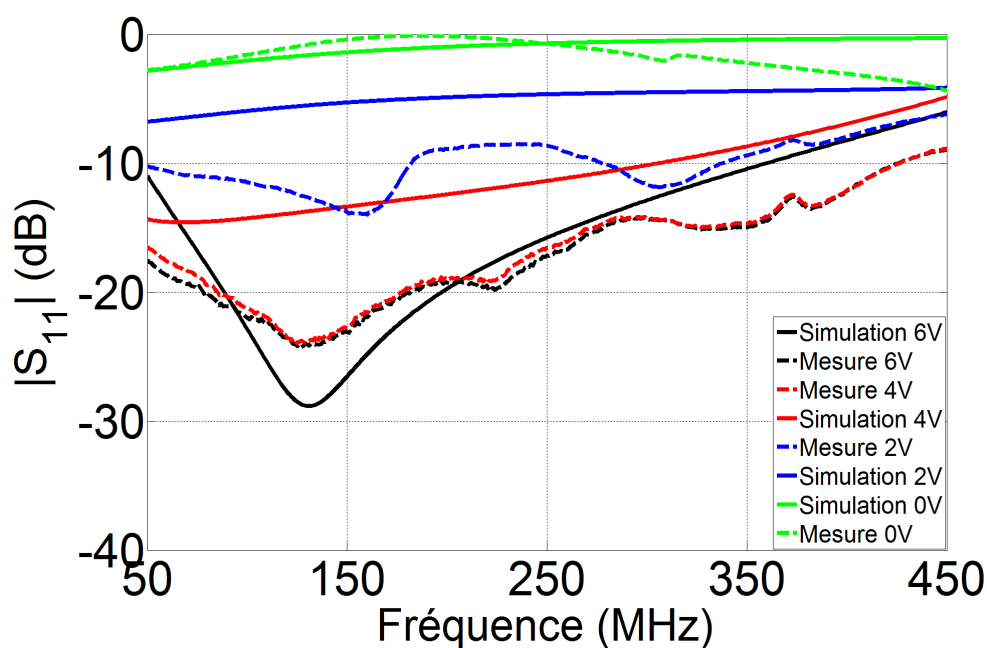


FIGURE 2.3.34 – Etude de l'impact de la variation de la tension de polarisation du circuit non-Foster sur l'adaptation de l'antenne commerciale

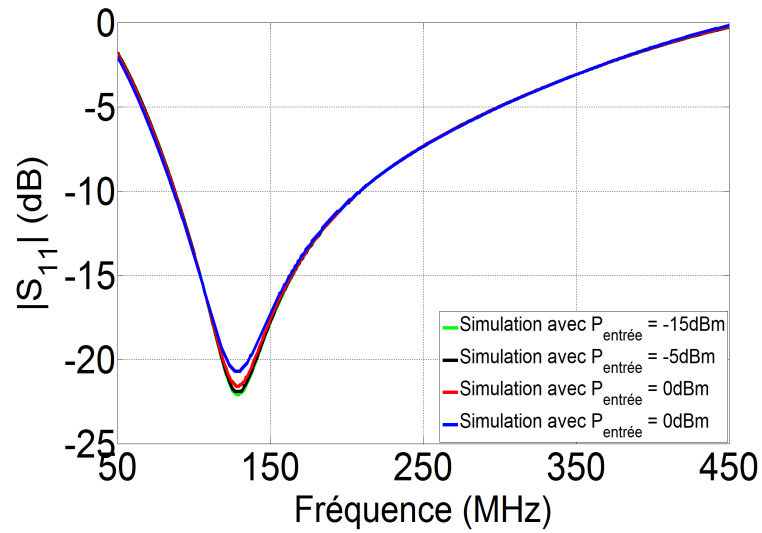
celui de l'antenne de référence de 45 cm seule dans les deux plans horizontal et transversal. Ce résultat est en aussi en accord avec le rayonnement d'un dipôle de Hertz explicité dans l'annexe A.

## 2.4 Limites de l'adaptation d'antennes miniatures avec un circuit non-Foster

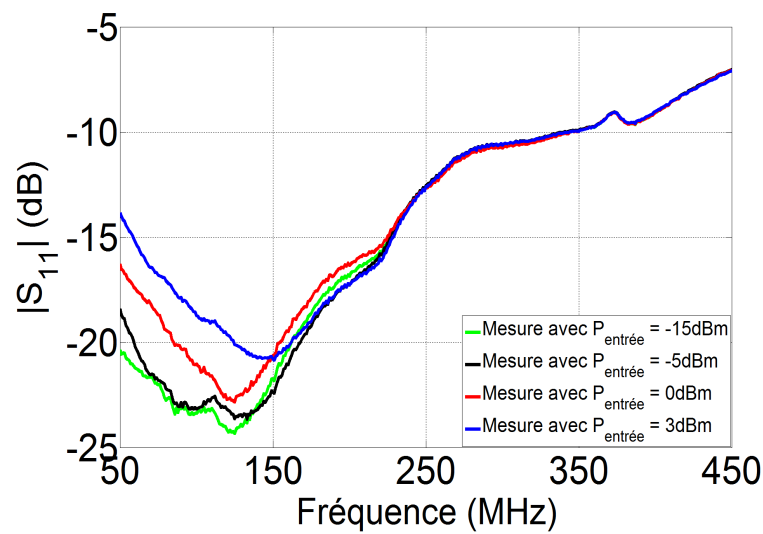
Malgré les problèmes de stabilité, les circuits non-Foster peuvent être utilisés pour miniaturiser une antenne et améliorer considérablement sa bande passante. Cependant certains points concernant l'emploi de ces circuits non-Foster pour l'adaptation d'impédance d'une antenne électriquement petite doivent être éclaircis et doivent être traités pour une plus grande efficacité de cette application.

### — Le rapport signal sur bruit (RSB)

Pour les antennes en réception, la valeur du RSB affecte la sensibilité du circuit récepteur. Lorsque l'on utilise une antenne pour une application donnée, on peut choisir d'utiliser un circuit passif, pas de circuit d'adaptation, ou un circuit d'adaptation non-Foster. Un circuit d'adaptation non-Foster, avec l'amélioration de la largeur de bande de fréquence pourrait améliorer le niveau de signal reçu,



a)



b)

FIGURE 2.3.35 – Comparaison entre le S11 simulé et mesuré de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster pour différentes puissances d'entrée – a) Simulation – b) Mesure



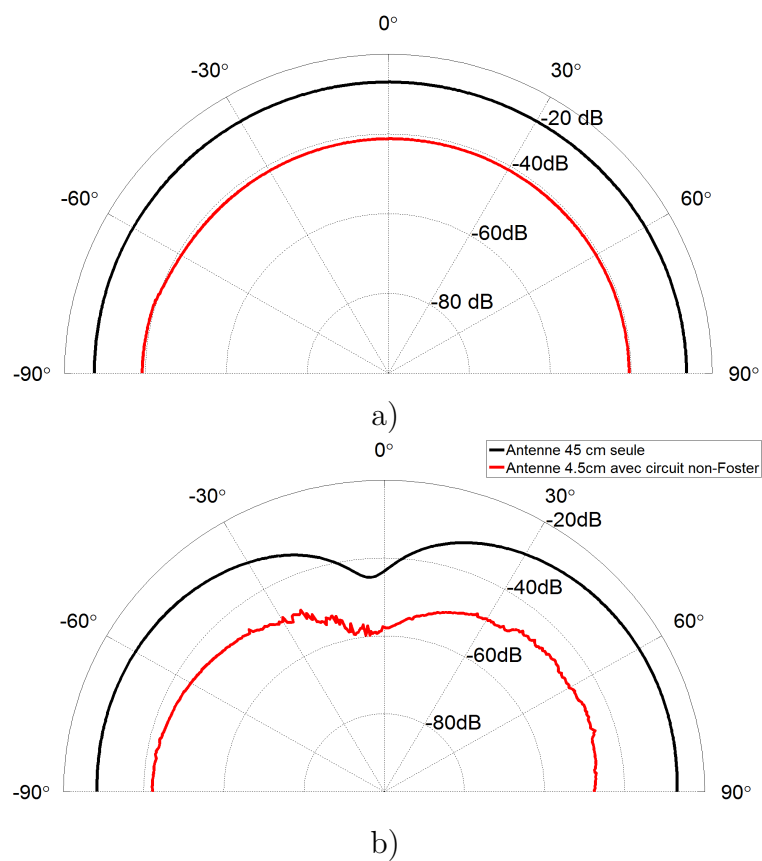


FIGURE 2.3.36 – Diagramme de rayonnement de l'antenne commerciale de 4.5 cm adaptée activement à 125 MHz comparé à celui de l'antenne de référence de 45 cm fonctionnant initialement à 125 MHz.

mais en même temps, elle contribue à l'augmentation du bruit. Lorsque l'on n'utilise aucun circuit d'adaptation, il n'y a pas de bruit supplémentaire, mais l'antenne peut souffrir de la faible amplitude du signal reçu à cause de la mauvaise adaptation si on considère que l'on travaille à une fréquence autre que la fréquence de résonance initiale de l'antenne. Enfin, un circuit d'adaptation passif peut améliorer le niveau de signal sur une plus petite bande de fréquence par rapport à un circuit d'adaptation non-Foster. Par conséquent, l'adaptation passive peut permettre d'obtenir de meilleurs résultats en termes de RSB dans cette bande, où l'antenne est bien adaptée avec peu de bruit. En fait, cela a été démontré dans la référence [45]. Selon cette dernière, une antenne sans circuit d'adaptation surpasserait une antenne adaptée avec un circuit d'adaptation passif et aussi une antenne avec un circuit non Foster en termes de RSB sur une bande de fréquence donnée. Mais, quand on considère une très large bande passante, une antenne avec un circuit d'adaptation non-Foster peut donner un meilleur RSB.

— *Efficacité de puissance transmise*

Les mesures du coefficient de réflexion de l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster en fonction de la puissance d'entrée montrent que quand l'antenne active est utilisée comme antenne d'émission, sa large bande de fréquence peut améliorer l'efficacité de puissance transmise. Ceci est dû au haut niveau de puissance RF qui peut être délivrée à l'antenne. Cependant, ce haut niveau de puissance est synonyme de hautes valeurs de tension et/ou de courant dans le circuit non-Foster, ce qui peut endommager les transistors utilisés.

Et quand l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster est utilisée, le fait d'ajouter un transformateur d'impédance augmente la résistance de pertes de l'antenne au dépend de la résistance de rayonnement. D'où le faible niveau de puissance mesuré.

— *Les non-linéarités*

Les non-linéarités dans les circuits non-Foster doivent être prises en compte à chaque fois que l'on utilise les circuits non-Foster. Comme tout circuit actif, ces effets non linéaires peuvent générer des produits d'intermodulation. Ces derniers peuvent être à l'origine de signaux parasites dans la bande de fonctionnement quand on travaille avec des signaux large bande.

— *L'environnement*

On a remarqué lors des mesures de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement que l'antenne adaptée avec un circuit non-Foster est très sensible à son environnement comme toutes les antennes. Un petit changement autour de l'antenne peut affecter l'impédance de l'antenne et donc son adaptation. Et cela peut se traduire par des oscillations. Comme les circuits sont dessinés avec une impédance d'antenne précise, le circuit peut devenir instable si cette impédance change. Les circuits non-Foster adaptatifs [76] peuvent être une solution.

— *L'efficacité de rayonnement*

L'implémentation du circuit non-Foster pour l'adaptation d'impédance d'une antenne avec une alimentation DC doit être prise en considération dans l'efficacité de rayonnement. Et donc la question à savoir si une adaptation avec un circuit non-Foster est meilleure que l'adaptation avec un circuit passif pourrait dépendre de cette puissance injectée dans le circuit.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une technique de miniaturisation avec un circuit Non-Foster a été démontrée d'abord sur une antenne monopôle fabriquée au laboratoire et ensuite sur une antenne industrielle commerciale. Dans les deux cas, l'impédance d'entrée complexe de l'antenne a permis de calculer les valeurs des éléments passifs nécessaires à l'annulation de la réactance de l'antenne sur une large plage de fréquence. Ensuite la vérification de la stabilité a été faite. Et enfin les résultats de mesure ont montré que l'utilisation d'un circuit actif Non-Foster pour l'adaptation d'impédance d'une antenne électriquement petite permet de maintenir voir même d'améliorer les performances de cette dernière en termes de bande passante en basses fréquences.

Pour l'antenne monopôle de 7 cm, sa bande passante théorique a été multipliée par 492, entre 50MHz et 180 MHz, grâce à une adaptation avec le circuit d'adaptation non-Foster, et la taille de l'antenne a été divisée par 8.5 par rapport à une antenne monopôle classique fonctionnant à 125 MHz. Cependant le gain par rapport à une antenne de 60 cm a diminué de 20 dB. Mais ce gain a augmenté de 20 dB par rapport à l'antenne de 7 cm utilisée à 125 MHz sans circuit d'adaptation. Ce qui constitue un résultat intéressant si on considère l'effet de la taille électrique de l'antenne sur le gain comme l'a étudié Harrington [13].

L'antenne Cobham quant à elle a été plus difficile à faire fonctionner en basses fréquences parce que c'est une antenne que l'on n'a pas fabriquée et sa structure est spécifique à la fonction d'antenne sur gros porteurs. Et donc sa fabrication a pris en compte plusieurs contraintes. Néanmoins on a réussi à l'adapter à 125 MHz et à garder sa nature large bande.

On pourrait imaginer dans le futur inclure un amplificateur de puissance dans le circuit d'adaptation non-Foster afin d'augmenter le gain d'une antenne active et un système électronique qui permettrait de sélectionner la fréquence sur laquelle émettre ou recevoir puisque l'antenne avec ou sans circuit d'adaptation peut fonctionner à différentes fréquences.

## Chapitre 3

# Propagation d'ondes sur une ligne de transmission chargée périodiquement avec des circuits non-Foster

### 3.1 Introduction

La propagation des ondes électromagnétiques a été largement étudiée et largement appliquée à de nombreuses applications essentielles à la vie humaine, améliorant notre productivité et élargissant le champ des activités humaines telles que les télécommunications, la radionavigation, l'électronique, la radioastronomie, la santé etc... Par exemple, la communication sans fil réduit considérablement la distance entre les individus, mettant globalement en contact les sociétés humaines. La miniaturisation des circuits électroniques permet de réduire le temps de propagation de l'information les rendant aptes aux applications spatiales entres autres. Dans la plupart des cas généraux, les ondes EM se propagent dans les médias existants naturellement dans lesquels on peut citer les lignes bifilaires, coaxiales et les fibres optiques pour la communication terrestre, les lignes à bande comme composants passifs de circuits électroniques, et la propagation des ondes dans de tels milieux est normale et peut être bien contrôlée. Cependant, il existe des types particuliers de propagation des ondes où la vitesse de phase de l'onde de même que la vitesse de groupe peut dépasser la vitesse de la lumière dans le vide, devenir nulle ou même négative, tels que la propagation supraluminique dans certains milieux non-linéaires, l'invisibilité avec les métamatériaux, les antennes à onde de fuite (antennes leaky-wave), la propagation dans un milieu à indice de réfraction négatif. Par conséquent, des matériaux artificiels ou métamatériaux, ont été inventés

pour réaliser de telles propagations spéciales, et la plupart des métamatériaux sont conçues avec une structure périodique. Dans un premier temps nous essaierons de définir les grandeurs telles que les vitesses de phase et de groupe et dans une certaine mesure donner la définition de la vitesse de l'énergie et de la vitesse du signal. Ces dernières ont été étudiées il y a plusieurs décennies par Brillouin et Sommerfeld qui sont les références sur le sujet. Cependant il y a toujours des confusions dans la délimitation entre la vitesse de groupe et la vitesse de propagation de l'énergie. Ensuite, nous montrerons par la simulation, l'existence d'une propagation supraluminique sur une ligne de transmission chargée avec des capacités négatives. Et enfin nous terminerons par la fabrication de capacités négatives d'abord et ensuite la mise en évidence par la mesure de la propagation supraluminique d'ondes sur une ligne de transmission.

## 3.2 Théorie sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu

### 3.2.1 Rappels de base

Cette section reprend les bases théoriques et les principes fondamentaux permettant de comprendre au mieux le comportement des ondes électromagnétiques dans la matière. Pour plus de détails, deux ouvrages font référence en théorie électromagnétique, celui de Landau et Lifshitz [88] et celui de J. D. Jackson [89].

#### 3.2.1.1 Propagation des ondes dans le vide

Le comportement de n'importe quelle onde électromagnétique (OEM) est décrit par seulement quatre équations fondatrices que l'on nomme du nom de son fondateur : les équations de Maxwell. Elles sont à la base de l'électromagnétisme et décrivent l'interdépendance des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  d'une OEM. Plusieurs formulations existent pour les équations de Maxwell, ici sera présentée leur formulation la plus courante, celle vectorielle, aux dérivées partielles. Dans le vide, c'est-à-dire en l'absence de charge et de courant, ces équations sont les suivantes :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2.1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (3.2.2)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.2.3)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.2.4)$$

où  $\mu_0$  et  $\varepsilon_0$  sont respectivement la perméabilité et la permittivité du vide et sont des constantes. Chaque champ est un vecteur fonction de l'espace  $r$  et du temps  $t$ . Pour obtenir l'équation de propagation du champ  $\vec{E}$ , on simplifie en éliminant le champ magnétique  $\vec{B}$  des équations (3.2.3) et (3.2.4) et on obtient la relation suivante :

$$\vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \vec{\nabla}^2 \vec{E} = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (3.2.5)$$

Sachant qu'il n'y a pas de charge électrique dans le vide (première équation de Maxwell :  $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$ ), on en déduit l'équation de propagation du champ électrique  $\vec{E}$  (dite équation de d'Alembert) dans le vide :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.2.6)$$

La même relation est obtenue pour le champ magnétique  $\vec{B}$  en éliminant cette fois-ci  $\vec{E}$  des équations (3.2.3) et (3.2.4) :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{B} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.2.7)$$

### Relation de dispersion :

Les solutions des équations d'onde (3.2.6) et (3.2.7) sont parfois très complexes. Cependant, les équations de Maxwell sont linéaires, toute solution peut donc être décomposée en une somme d'ondes planes, comme le veut le principe de superposition. Ainsi, en considérant une onde plane de vecteur d'onde  $k_0$  comme solution particulière de notre équation :

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}_0 e^{i(k_0 r - \omega_0 t)} \quad (3.2.8)$$

et en l'utilisant dans l'équation de propagation (3.2.6), on obtient :

$$k_0^2 \vec{E} + \mu_0 \varepsilon_0 \omega_0^2 \vec{E} = 0 \quad (3.2.9)$$

$$k_0^2 = \mu_0 \varepsilon_0 \omega_0^2 \quad (3.2.10)$$

Cette relation de dispersion permet de définir la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide, qui est précisément la célérité  $c$  de la lumière dans le vide :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \quad (3.2.11)$$

Les valeurs respectives de  $\mu_0$  et  $\varepsilon_0$  étant :  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^7 H.m^{-1} = 1.257 \cdot 10^{-6} H.m^{-1}$  et  $\varepsilon_0 = 8.854187 \cdot 10^{-12} F.m^{-1}$ .

### Vitesse de phase et vitesse de groupe dans le vide :

Pour une onde plane monochromatique du type (3.2.8), si on cherche à connaître la vitesse de cette onde, il faut regarder un point sur celle-ci, à une phase donnée, et considérer que cette phase reste inchangée après un déplacement  $dr$  pendant une durée  $dt$ , soit en langage mathématique :

$$k_0 r - \omega_0 t = k_0 (r + dr) - \omega_0 (t + dt) \quad (3.2.12)$$

Ce qui implique, en simplifiant l'équation, que :

$$\frac{dr}{dt} = \frac{\omega_0}{k_0} \quad (3.2.13)$$

Cette vitesse de propagation est la vitesse de phase d'une onde. Elle se note  $v_\phi$  et d'après (3.2.10) elle vaut dans le vide :

$$v_\phi = \frac{\omega_0}{k_0} = c \quad (3.2.14)$$

Il existe une autre notion de vitesse reliée à la propagation des paquets d'ondes dans un matériau dont la vitesse de propagation varie selon la fréquence. En effet, une onde monochromatique est une onde idéale qui dans la réalité n'existe pas. Une OEM est toujours composée de plusieurs fréquences  $\omega$ , ce qui peut se traduire par une largeur en fréquence  $\Delta\omega$ . Considérons dans ce cas notre OEM dans le vide (3.2.8) comme une superposition de plusieurs ondes, disons deux ondes pour simplifier le problème ( $\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$ ), ayant pour fréquence  $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_0$  et  $\omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega_0$  avec  $\Delta\omega_0 \ll \omega_0$ . Le nombre d'onde associé est respectivement  $k_1 = k_0 + \Delta k_0$  et  $k_2 = k_0 - \Delta k_0$ . Ainsi on a :

$$\vec{E}_1(r, t) = \vec{E}_0 e^{i(k_1 r - \omega_1 t)} \quad (3.2.15)$$

$$\vec{E}_2(r, t) = \vec{E}_0 e^{i(k_2 r - \omega_2 t)} \quad (3.2.16)$$

Soit :

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}_0 e^{i[(k_0 + \Delta k_0)r - (\omega_0 + \Delta\omega_0)t]} \quad (3.2.17)$$

$$\vec{E}_2(r, t) = \vec{E}_0 e^{i[(k_0 - \Delta k_0)r - (\omega_0 - \Delta \omega_0)t]} \quad (3.2.18)$$

Si l'on réécrit différemment chacune des deux expressions, on trouve que :

$$\vec{E}_1(r, t) = \vec{E}_0 e^{i[(k_0 r - \omega_0 t) + (\Delta k_0 r - \Delta \omega_0 t)]} \quad (3.2.19)$$

$$\vec{E}_2(r, t) = \vec{E}_0 e^{i[(k_0 r - \omega_0 t) - (\Delta k_0 r - \Delta \omega_0 t)]} \quad (3.2.20)$$

On a donc deux termes de propagations :  $k_0 r - \omega_0 t$  et  $\Delta k_0 r - \Delta \omega_0 t$ , communs à ces deux ondes. Comme pour l'équation (3.2.12), si on détermine la vitesse d'un point de l'onde pour chacun de ces termes on a :

—  $k_0 r - \omega_0 t = k_0 (r + dr) - \omega_0 (t + dt)$ . On retrouve ici la vitesse de phase  $v_\phi$  de l'équation (3.2.14).

—  $\Delta k_0 r - \Delta \omega_0 t = \Delta k_0 (r + dr) - \Delta \omega_0 (t + dt)$ . On trouve ici que :

$$\frac{dr}{dt} = \frac{\Delta \omega_0}{\Delta k_0} \quad (3.2.21)$$

On appelle cette vitesse de propagation la *vitesse de groupe* d'une onde. Elle se note  $v_g$  et d'après (3.2.10) elle vaut dans le vide :

$$v_g = \frac{\Delta \omega_0}{\Delta k_0} = c \quad (3.2.22)$$

Ainsi, dans le vide, la vitesse de phase est une constante, comme la vitesse de groupe, et ces deux vitesses sont égales. Le vide est non-dispersif. Nous sommes là dans un cas particulier, dans le cas général, ce n'est pas vrai du tout. La Fig. 3.2.1 donne une représentation schématique de ces deux vitesses pour une OEM polychromatique. Nous verrons dans la partie suivante que pour un milieu dispersif, la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont différentes. Dans certains milieux, ces deux vitesses peuvent même être de signe opposé comme dans le cas des milieux à indice de réfraction négatif. Dans le cas qui nous intéresse dans ce chapitre, elles peuvent être supérieures à  $c$ , nous le verrons plus en détail par la suite.

### 3.2.1.2 Propagation dans un milieu différent du vide

Dans un milieu autre que le vide, il existe des charges ponctuelles  $\rho$  ainsi que des courants  $J$ . Les équations de Maxwell sont donc légèrement différentes de celles du vide :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2.23)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad (3.2.24)$$



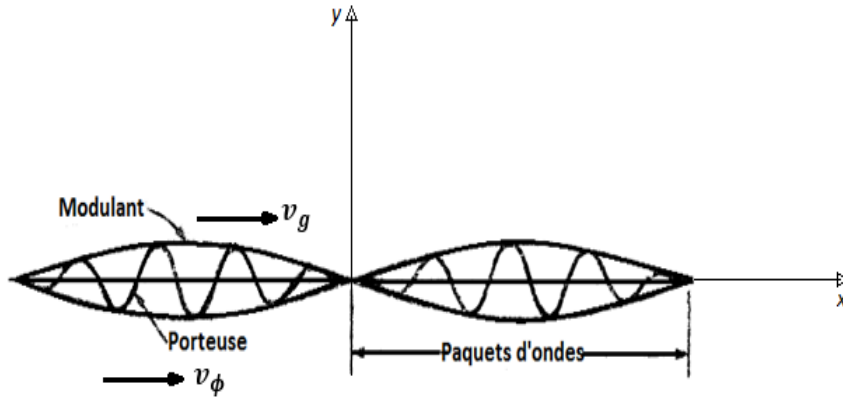


FIGURE 3.2.1 – Représentation de la vitesse de groupe  $\vec{v}_g$  et la vitesse de phase  $\vec{v}_\phi$  d'une OEM polychromatique à une dimension, se propageant selon la direction  $\vec{Ox}$ . La vitesse de groupe correspond à la vitesse de l'enveloppe, la vitesse de phase à celle de l'onde porteuse, à l'intérieur de cette enveloppe [8]

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{j} \quad (3.2.25)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.2.26)$$

De plus, du fait des charges et des courants qu'il contient, un milieu matériel va avoir tendance à se polariser (et se magnétiser dans le cas d'un matériau magnétique) sous l'effet d'une OEM incidente. Il faut alors tenir compte de sa polarisation. Cependant nous ne traiterons pas en détail cet aspect dans ce chapitre.

De fait, si on considère qu'il n'y a pas de courant ( $J = 0$ ) et pas de charge ( $\rho = 0$ ) dans notre milieu, on retrouve les mêmes équations de Maxwell que dans la partie précédente, à ceci près que  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  sont remplacées par  $\varepsilon$  et  $\mu$  respectivement :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2.27)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (3.2.28)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.2.29)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.2.30)$$

On en déduit l'équation de propagation du champ électrique  $\vec{E}$  dans un milieu matériel (le symétrique existe pour le champ  $\vec{B}$ ) :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.2.31)$$

On a le même type d'équation dans un milieu conducteur, puisqu'en présence de courant ( $J \neq 0$ ), la conductivité dans ce milieu se définit comme :

$$J = \sigma E \quad (3.2.32)$$

Ainsi, en remplaçant  $J$  par cette expression dans l'équation (3.2.25), on en déduit une permittivité généralisée  $\varepsilon_{eq}$  du milieu :

$$\varepsilon_{eq} = \frac{i\sigma}{\omega} + \varepsilon \quad (3.2.33)$$

où  $\varepsilon$  est la permittivité du milieu considéré ( $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ ) et  $\omega$  la fréquence de l'OEM incidente.

On a donc :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} - \mu\varepsilon_{eq} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.2.34)$$

### Relation de dispersion :

Pour définir la relation de dispersion dans un milieu matériel, on utilise une onde plane monochromatique similaire à celle de l'équation (3.2.8) comme solution particulière de l'équation de propagation (3.2.31) :

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}_0 e^{i(kr - \omega t)} \quad (3.2.35)$$

L'équation de dispersion devient dans ce cas :

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu \quad (3.2.36)$$

Dans les matériaux réels, en raison des pertes, ces grandeurs sont complexes. Ceci nous amène à définir l'indice de réfraction autrement que par son expression courante :

$$n = \frac{c}{v} \quad (3.2.37)$$

Pour cela, on peut partir de sa définition le reliant aux vecteurs d'onde :

$$n = \frac{k}{k_0} \quad (3.2.38)$$

En prenant en considération les relations de dispersions en (3.2.10) et (3.2.36), on constate que :

$$n^2 = \frac{k^2}{k_0^2} \frac{\varepsilon\mu}{\varepsilon_0\mu_0} \quad (3.2.39)$$

On obtient ainsi une nouvelle définition de l'indice, uniquement à partir des paramètres  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  du milieu matériel :

$$n^2 = \varepsilon_r\mu_r \quad (3.2.40)$$

### Définition et quelques considérations concernant les vitesses de phase, de groupe, de signal et d'énergie dans un milieu matériel

La variation de vitesse de propagation que subit une onde arrivant du vide dans la matière peut s'expliquer avec des arguments simples : le champ électrique périodique de l'onde incidente exerce une force sur les électrons du milieu. Cette force entraîne l'oscillation des électrons à la même fréquence que l'onde incidente ce qui se traduit par l'émission d'une onde électromagnétique de même fréquence. Le champ total résultant est la superposition cohérente des champs de l'onde incidente et de l'onde émise par le milieu. L'interférence de ces ondes conduit à une propagation plus lente ou plus rapide (comme nous le verrons dans la suite) dans le milieu matériel que dans le vide. Il peut exister d'autres types de vitesse telles que la vitesse de transfert de l'énergie ou encore la vitesse du signal. Des vitesses étudiées notamment par Brillouin [8] entre autres que nous essaierons de détailler plus tard dans ce chapitre.

#### La vitesse de phase $v_\phi$

Dans un milieu matériel avec pertes,  $k$  est complexe. La partie imaginaire n'ayant qu'un effet d'atténuation sur l'amplitude, seule la partie réelle de  $k$  équivalente à la constante de phase  $\beta$  est à prendre en compte pour définir la vitesse de phase, soit d'après la relation de dispersion (3.2.36) :

$$v_\phi = \frac{\omega}{Re(k)} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{Re\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} = \frac{c}{Re(n)} \quad (3.2.41)$$

Ainsi, on voit que la vitesse de phase est liée directement à la partie réelle de l'indice de réfraction. Cette vitesse de phase peut être positive, nulle ou négative.

Elle peut aussi être supérieure à la vitesse  $c_0$  de la lumière dans le vide si la partie réelle de  $n$  est inférieure à 1. Des expériences sur des métamatériaux ont montré récemment ces différents comportements [62, 90]. En particulier dans un matériau à main gauche avec  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  simultanément négatifs cette vitesse de phase définie par (3.2.41) avec  $n = -\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  est négative.

Les milieux matériels étant toujours dispersifs. Il en découle que la vitesse de phase n'est plus égale  $c_0$ .

Si  $\beta$  n'est pas une fonction linéaire de  $\omega$ , les différentes harmoniques qui constituent le signal n'ont pas la même vitesse de phase, ce qui amène une distorsion de l'onde en fonction du temps au cours de la propagation comme sur la Fig. 3.2.2 avec une impulsion gaussienne qui va devenir de plus en plus étalée en se propageant.

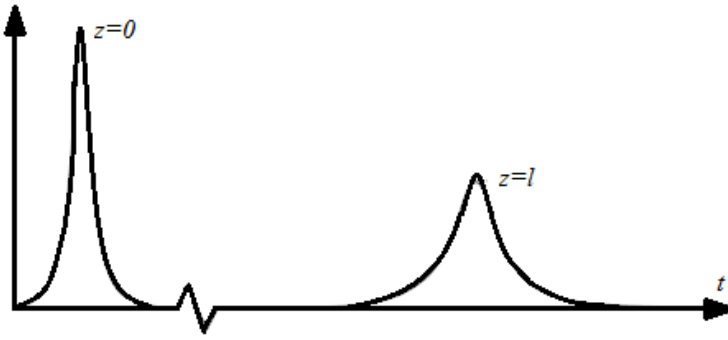


FIGURE 3.2.2 – Propagation d'une impulsion gaussienne dans un milieu dispersif.

### La vitesse de groupe $v_g$

La vitesse de phase définie ci-dessus n'est plus égale à la vitesse de groupe, puisque :

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = v_\phi + \beta \frac{\partial v_\phi}{\partial \beta} \quad (3.2.42)$$

On appelle cette relation la relation de Rayleigh [8]. Hors cas limite (forte absorption, etc.), comme le rappelait Sommerfeld dans le même ouvrage, un milieu dispersif signifie que :

$$\frac{\partial v_\phi}{\partial \beta} < 0 \quad (3.2.43)$$

Si on considère encore la Fig. 3.2.1, où on a la propagation d'un paquet d'ondes à la vitesse de groupe  $v_g$  et à l'intérieur de l'enveloppe les ondes se propageant à

leur propre vitesse  $v_\phi$ . Quand un point de phase parcourt une plus grande distance que le nœud de l'enveloppe sur une même période, on a  $v_g < v_\phi$ . Mais d'autres situations peuvent mener à l'effet contraire c'est-à-dire  $v_g > v_\phi$  (équation 3.2.44) indiquant là que la vitesse de groupe ne peut être associée à la vitesse de l'énergie car le milieu est dispersif. On mettra en évidence ce point dans notre travail.

Quand il s'agit de milieux homogènes ou des structures périodiques homogènes qui peuvent être caractérisés par une constante de propagation et un indice de réfraction, la vitesse de groupe peut être aussi déterminée par :

$$v_g = \frac{c}{n(\omega) + \omega \frac{\partial n}{\partial \omega}} \quad (3.2.44)$$

La vitesse de groupe définie précédemment est souvent considérée comme la vitesse d'un paquet d'onde et par conséquent celle d'un signal se propageant le long d'une ligne. En réalité un certain nombre d'expériences [91] ont montré que cette vitesse de groupe  $v_g$  définie par (3.2.44) pouvait être négative lorsque l'indice de réfraction du matériau présentait une dérivée  $\frac{\partial n}{\partial \omega}$  négative. Cela se produit dans les régions de dispersion « anormale » des matériaux.

Pour des matériaux « classiques » où l'indice  $n$  est constant et positif, ou varie positivement en fréquence,  $\frac{\partial n}{\partial \omega} \geq 0$ , la vitesse de groupe  $v_g$  est égale (dans le cas du vide) ou inférieure à la vitesse de phase  $v_\phi$ . C'est souvent le cas en basses fréquences dans des matériaux à faible perte. Dans ces cas également les deux vitesses sont inférieures à la vitesse de la lumière dans le vide  $c_0$  et la dispersion du matériau est dite « normale ».

Un certain nombre de matériaux présentent cependant des zones de dispersion anormale où  $\frac{\partial n}{\partial \omega} < 0$  en particulier en hautes fréquences car dans ce cas le terme  $\omega \frac{\partial n}{\partial \omega} \geq 0$  n'est plus négligeable devant  $(n(\omega))$ . Dans ce cas on peut observer une vitesse de groupe  $v_g$  supérieure à la vitesse de phase  $v_\phi$ , ou même dans certains cas nulle ou négative. Elle peut également être supérieure à la vitesse de la lumière dans le vide. Ce qui signifie que dans ce cas cette vitesse de groupe  $v_g$  ne peut pas correspondre à la vitesse d'un signal réel. Il faut noter que les bandes de fréquence de dispersion anormale sont souvent très étroites. On peut remarquer également que pour un métamatériau d'indice négatif la vitesse de groupe est souvent négative, et dans ce cas ne correspond pas à la vitesse de l'énergie.

### **La vitesse de l'énergie**

L'énergie se propage à une vitesse qui ne peut pas être négative, contrairement aux vitesses de phase et de groupe. Elle part toujours de l'émetteur et va vers le récepteur. Sa vitesse reste dans tous les cas inférieure ou égale à  $c_0$ . Dans les matériaux classiques à dispersion normale elle pourra être confondue avec la vitesse de groupe.

**La vitesse du signal (ou de l'information)**

La difficulté pour définir cette vitesse qui est souvent confondue avec la vitesse de groupe tient à la difficulté de définir un signal qui transporte une information. En réalité on peut rapprocher cette vitesse de celle de l'énergie dans la mesure où un signal pour être utile doit transporter une certaine énergie dont une partie sera récupérée par le récepteur. Dans ce cas cette vitesse aura les mêmes propriétés que la vitesse de l'énergie.

Au final la vitesse de signal (ou de l'énergie) ne pourra être confondue avec la vitesse de groupe que dans le cas de matériaux en basses fréquences ayant une dispersion nulle ou normale.

**3.2.2 Généralités sur la propagation des ondes sur une ligne de transmission simple**

Une ligne microruban présente une inhomogénéité avec deux milieux différents (air et diélectrique). Ce qui rend très complexes les phénomènes de propagation qui y apparaissent et de nombreux modèles théoriques tentent d'en donner une description la plus exacte possible. Cependant une explication physique très simplifiée peut permettre de comprendre cette structure.

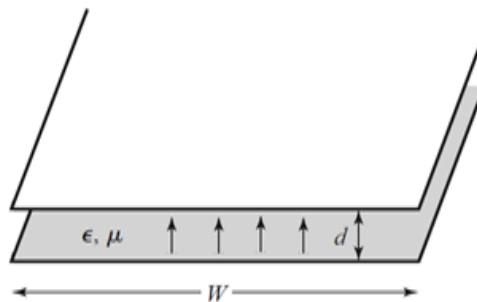


FIGURE 3.2.3 – Répartition du champ électrique entre 2 plaques parallèles constituant la ligne de transmission

Si la largeur des plaques est beaucoup plus grande que la distance  $d$  qui les sépare, les effets de bords peuvent être négligés, les lignes de champ sont partout perpendiculaires aux deux conducteurs et restent confinées dans le volume délimité par les conducteurs et ce d'autant mieux que la permittivité relative  $\epsilon_r$  est élevée. L'ensemble se comporte alors comme une structure fermée et limitée par deux conducteurs disjoints. Les critères d'existence d'un mode de propagation TEM sont donc remplis : les champs électriques et magnétiques sont purement transverses.

— La constante de phase  $\beta$  est définie par :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v_\phi} \quad (3.2.45)$$

Elle varie linéairement en fonction de  $\omega$  si la vitesse de phase est constante ce qui est le cas avec la propagation dans le vide. Le diagramme de dispersion est donc une droite parfaitement linéaire pour une ligne sans pertes.

— Les champs étant purement transverses, on peut définir une impédance caractéristique  $Z_c$  identique tout le long de la ligne.

Dans le cas d'une ligne microruban réelle, les effets de bords sont très importants : la répartition du champ électrique sous le conducteur supérieur n'est plus uniforme : les lignes de champ  $E$  subissent des distorsions au niveau des parois latérales du conducteur ; elles ne sont donc plus confinées dans le volume délimité par les deux conducteurs. De façon générale, des lignes de champ s'échappent du substrat diélectrique et se referment dans l'air sur le ruban supérieur ; la section droite ne peut plus être considérée comme homogène et l'on peut s'attendre à ce que la propagation ne soit plus du type TEM.

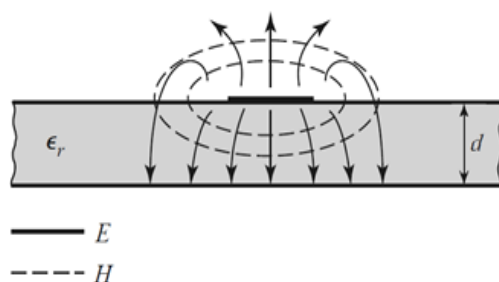


FIGURE 3.2.4 – Lignes de champs électriques et magnétiques dans une ligne microruban [5]

En effet, si l'onde était TEM, les champs devraient se propager à la fois dans le substrat diélectrique à la vitesse :  $v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$  avec  $\epsilon_e$  la permittivité effective du matériau utilisé comme substrat et dans l'air à la vitesse  $c_0$  de la lumière. Or, la continuité des champs tangentiels dans la transition d'un milieu à un autre doit toujours être respectée et ne l'est qu'à l'unique condition que la vitesse de propagation de l'onde soit la même dans les deux milieux. L'onde ne peut donc être purement TEM et cela implique que des composantes de champ longitudinales vont exister sauf si le matériau est l'air. La ligne microruban est inhomogène. La propagation s'effectue partiellement dans l'air et partiellement dans le diélectrique et on montre que le mode de propagation fondamental de l'onde ne peut être TEM. En conséquence l'analogie avec la théorie des lignes n'est plus valable car les champs électromagnétiques ont une composante longitudinale. Néanmoins, on montre que

dans de nombreuses situations les composantes longitudinales du champ électrique ont une amplitude faible ; l'essentiel de l'énergie qui se propage est contenue dans un mode non-dispersif ce qui se vérifie pour les lignes microrubans, les résultats de la théorie des lignes sont utilisables. On néglige donc les modes supérieurs et on effectue ce qu'on l'appelle l'approximation quasi-TEM.

Dans le cas où le diélectrique est l'air, l'onde est donc purement TEM et le milieu est sans pertes. Donc pour toute onde, le produit vitesse de phase et vitesse de groupe est égal au carré de la vitesse de la lumière dans l'air :

$$v_\phi v_g = c^2 \quad (3.2.46)$$

### 3.2.3 Généralités sur la propagation d'ondes ultra rapide (supraluminique) sur une ligne chargée périodiquement avec des capacités négatives

En première approximation, et si on néglige les pertes, on peut représenter cette ligne par un modèle électrique simple composé d'une capacité linéique  $C$  et d'une inductance linéique  $L$ . La vitesse de phase  $v_\phi = \frac{\omega}{\beta}$  dans la ligne et son impédance  $Z_c$  sont liées à ces éléments électriques.

$$\varepsilon_r(\omega) = \frac{e * d}{S} \left[ \frac{C}{\varepsilon_0} \right] \quad (3.2.47)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (3.2.48)$$

Où  $e$  est l'épaisseur de la ligne et  $S$  la surface d'une électrode.

$$S = w * d \quad (3.2.49)$$

Où  $w$  est la largeur de la ligne.

Des études théoriques et expérimentales [61, 62, 63] ont montré une propagation ultra rapide (supraluminique) d'ondes sur des lignes chargées avec des circuits non-Foster simulant des capacités négatives, ces capacités venant diminuer la capacité linéique apparente de la ligne. Ce type de propagation est observé dans certains types de guides d'ondes, dans les métamatériaux, etc. . . Cependant avec ces structures conventionnelles, la dispersion fait que la bande passante d'opération est restreinte.

L'introduction des circuits non-Foster permettrait la diminution de la dispersion dans le milieu ainsi que l'augmentation de la bande passante d'opération. Une propagation d'onde ultra rapide (Fast Wave propagation en anglais) est obtenue si au moins une des constantes physiques du matériau utilisé  $\varepsilon_r$  ou  $\mu_r$  est inférieure à 1. Cette propriété est facilement obtenue avec la pente négative de la réactance



dans les structures électromagnétiques à leurs fréquences d'antirésonance et cela se produit dans des bandes passantes extrêmement étroites comme le montrent les courbes de Lorentz [62].

Heureusement, ce phénomène de résonance – antirésonance n'est pas le seul moyen d'obtenir  $\varepsilon_r$  ou  $\mu_r$  inférieur à 1. Un circuit non-Foster a une pente de réactance négative en fonction de la fréquence ce qui permet de compenser les pentes positives des circuits Foster et fait de lui un candidat intéressant pour réaliser cette propagation ultra rapide. Des travaux ont été effectués dans ce sens. C'est le cas dans la référence [62] : une cellule métamatériau constituée d'une ligne de transmission chargée avec une capacité négative est étudiée. Des antennes leaky-wave avec des circuits Non-Foster [64, 65] ont aussi été étudiées. Des résultats intéressants ont été obtenus dans [61, 62, 63, 92] où une propagation supraluminique se produit entre 2 MHz et 40 MHz et entre 80 MHz et 120 MHz. Dans ces références les capacités négatives ont été réalisées avec des amplificateurs opérationnels, ce qui a limité leur bande passante.

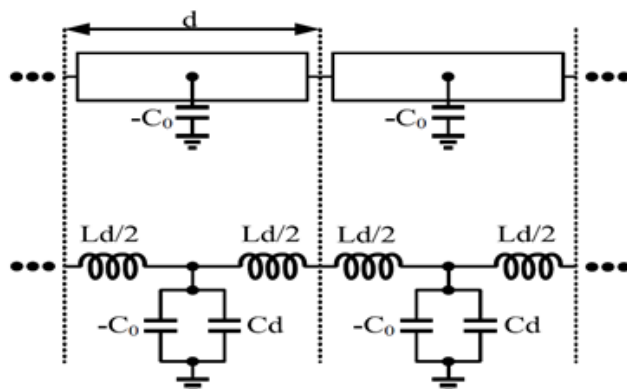


FIGURE 3.2.5 – Ligne de transmission chargée périodiquement par des capacités négatives et positives

La Fig. 3.2.5 ci-dessus montre une partie de la ligne avec des capacités à impédances négatives disposées dans le substrat de manière périodique.

La capacité négative  $-C_0$  apportée par un circuit non-Foster fournit un courant supplémentaire à la capacité effective positive  $C_d$  du segment, ce qui crée une charge plus rapide de cette dernière et donc une diminution de la capacité effective du segment de ligne.

Avec les capacités négatives, la constante de phase  $\beta$  diminue d'après l'équation suivante :

$$\beta = \omega \sqrt{L(C_d - C_0/d)} \quad (3.2.50)$$

Si  $\beta$  diminue, comme les vitesses de phase et de groupe se définissent comme :  $v_\phi = \frac{\omega}{\beta}$  et  $v_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta}$ , la propagation devient plus rapide que celle dans la ligne sans capacités négatives, et peut devenir supraluminique, tout en conservant la nature peu dispersive de la structure, du moins si on néglige les limitations en fréquence des circuits non-Foster.

Cependant ces capacités négatives sont limitées en valeur absolue car si elles sont trop grandes (en valeur absolue), on se retrouve avec une propagation dans le sens contraire du sens de propagation normale. Et le matériau devient « main gauche ». Ces comportements du matériau et de la nature de propagation en fonction de la permittivité  $\epsilon$  et de la perméabilité  $\mu$  sont résumés sur la Fig. 3.2.6 par Smith et al. [37].

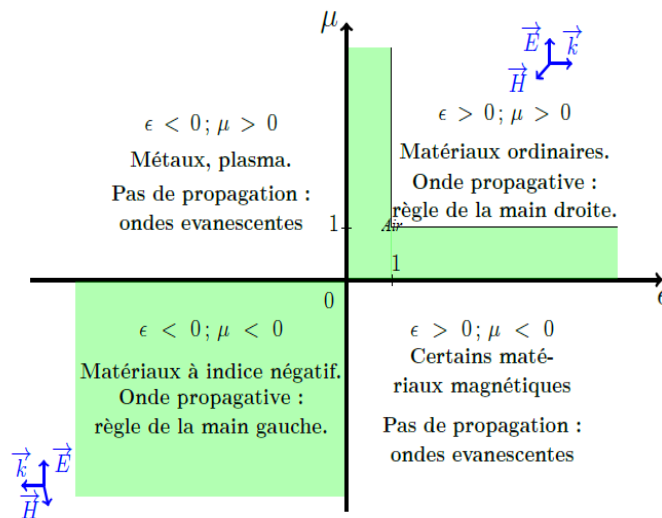


FIGURE 3.2.6 – Classification des propriétés possibles des matériaux en fonction de leurs réponses électrique  $\epsilon$  et magnétique  $\mu$ . La zone en vert correspond au domaine d'application des métamatériaux puisque ne se retrouvant pas dans la nature

Les expressions littérales des vitesses de phase et de groupe au point de vue circuit dans ces conditions sont :

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L(C_d - C_0/d)}} \quad (3.2.51)$$

Et

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial (\omega \sqrt{L (C_d - C_0/d)}} = v_\phi \quad (3.2.52)$$

### 3.3 Mise en évidence des vitesses de phase et de groupe supraluminiques

Dans cette partie, j'ai fait une étude comparative entre les phénomènes de propagation sur une ligne simple et sur une ligne chargée périodiquement par des circuits Non-Foster afin de voir les transformations induites par ces derniers.

#### 3.3.1 Approche par la simulation

##### 3.3.1.1 Effet des capacités négatives sur la propagation sur une ligne de transmission : Comparaison entre ligne non chargée et ligne chargée

Dans un premier temps une simulation d'une ligne de transmission à air non chargée par des capacités négatives a été effectuée sur HFSS pour étudier le comportement de cette dernière et voir les changements qu'apporteraient les circuits non-Foster qui vont être introduits par la suite.

Donc pour une longueur de ligne de 306mm, de largeur 24 mm et d'épaisseur de substrat 5mm, l'impédance caractéristique de la ligne est de  $49.75\Omega$ . La capacité effective de ligne ou la capacité par unité de longueur est calculée à partir de la relation donnée dans [93]. Donc pour notre ligne de transmission, elle équivaut à 67 pF/m. Elle nous permettra de déterminer la valeur de capacité négative qu'il faudra placer périodiquement afin de baisser la permittivité effective du substrat. La ligne de transmission simple non chargée simulée est ensuite chargée périodiquement par des capacités négatives comme montré sur la Fig. 3.3.1. La capacité équivalente de la ligne est utilisée pour déterminer la valeur de la capacité négative à mettre en parallèle de façon périodique pour que la permittivité effective  $\epsilon_e$  soit comprise entre 0 et 1.

Cependant il est important de souligner que la valeur cumulée des capacités négatives que l'on place périodiquement sur la ligne, quel que soit leur nombre, doit être inférieure en valeur absolue à la valeur de la capacité effective de la ligne non chargée. Ce qui permettra d'avoir une capacité effective plus petite mais positive. Les inductances ne changent pas. Et donc il en résulte des vitesses de phase et de groupe supérieures à la vitesse de la lumière dans le vide.

La ligne simulée et ensuite fabriquée. Sa longueur est de 306 mm divisée en 3 segments  $dx$  de 102 mm chacun et sa largeur est de 24 mm avec comme substrat l'air ( $\epsilon_r = 1$ ) avec 5 mm d'épaisseur. La capacité par unité de longueur de la ligne

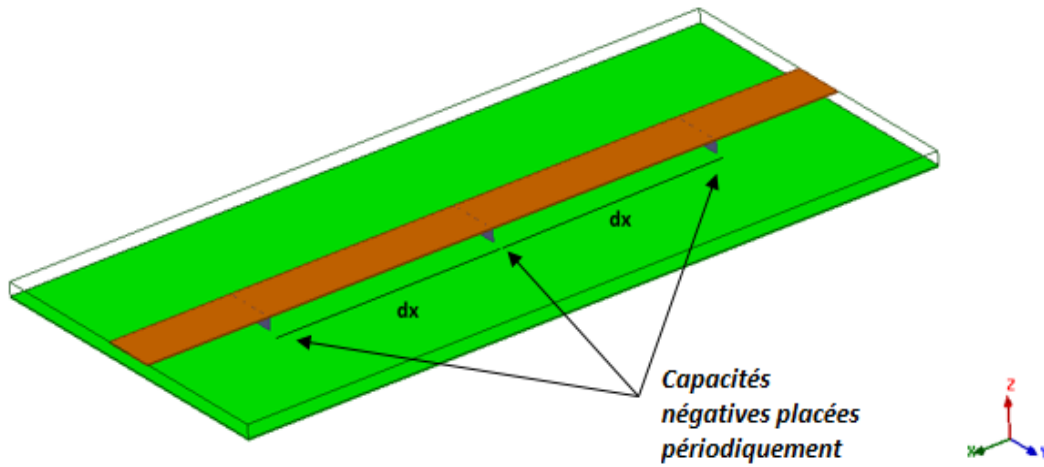


FIGURE 3.3.1 – Ligne de transmission chargée périodiquement avec des capacités négatives simulées avec HFSS

simple est de 67 pF/m. Donc la capacité pour chaque longueur de segment  $C_{seg}$  est égale 6.83 pF. Les capacités négatives devront avoir une valeur inférieure en valeur absolue à 6.82 pF. Ceci dans le but de vérifier la condition suivante :

$$C_{effLT} = C_d + (-C_0) > 0 \quad (3.3.1)$$

Avec  $C_{effLT}$  la capacité par unité de longueur de la ligne de transmission non chargée.

Cette condition permet d'éviter d'avoir un matériau « main gauche » avec la ligne chargée si la perméabilité du milieu est elle aussi inférieure à 0 alors le trièdre que forment les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{B}$  et  $\vec{k}$  n'est plus direct et la direction de propagation est contraire à celle des matériaux usuels. On peut se retrouver avec un indice de réfraction qui décroît très rapidement avec la fréquence. Donnant ainsi un milieu avec une vitesse de groupe négative où le signal de sortie émerge avant l'entrée son entrée dans le milieu [94]. Et si la perméabilité est supérieure à 0, on se retrouve avec des ondes évanescentes.

On voit avec l'équation (3.3.1) que si la capacité négative  $C_0$  par segment est égale en valeur absolue à la capacité par unité de segment  $C_d$ , alors la permittivité relative du milieu  $\varepsilon_r$  est égale à 0. Donc on arrive à déterminer la valeur de la capacité négative pour laquelle la permittivité relative du milieu  $\varepsilon_r$  est égale à 1. Ainsi la valeur de la capacité à mettre en parallèle est bornée entre deux valeurs limites. Dans notre cas sa valeur doit être comprise entre -5.243 pF et 0 pF.

La simulation de cette structure est réalisée avec HFSS et Designer d'ANSYS. La structure est celle représentée sur la Fig. 3.7 où les capacités négatives de valeur  $-C_0 = -2.85$  pF et les pertes obtenues avec la simulation des capacités négatives sont représentées par des conditions de frontières « LumpedRLC » avec des ports à chaque extrémité de la ligne. Toute la structure est entourée par une boîte radiative. Les paramètres S simulés ont été extraits et exploités avec un programme Matlab (voir Annexe A) dont les équations ont été tirées de [95, 96, 97, 98, 99]. Ces équations nous permettent de calculer à partir des paramètres S les paramètres effectifs de la ligne comme l'impédance de la ligne chargée  $Z_c$ , la permittivité effective  $\varepsilon_e$ , la perméabilité effective  $\mu_e$  et l'indice de réfraction effectif  $n_e$  du milieu mais aussi les paramètres de propagation de la ligne tels que la constante de propagation  $\gamma$  à partir de laquelle on déduit la constante de phase  $\beta$  car  $\gamma = \alpha + j\beta$ . Ces équations sont :

$$Z_c = 50 * \pm z = 50 * \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.3.2)$$

Pour lever l'ambiguïté du signe devant la racine de l'impédance, il suffit de se placer dans les conditions d'un milieu passif, soit  $Re(Z_{eff}) \geq 0$  et  $Im(Z_{eff}) \geq 0$  [95].

$$e^{ink_0l} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \frac{z-1}{z+1}} \quad (3.3.3)$$

Avec  $k_0$  le nombre d'onde dans le vide et  $l$  la longueur de la ligne.

A partir de l'équation (3.3.3) on tire l'indice de réfraction  $n$  du milieu à partir duquel on déduit la permittivité et la perméabilité effectives du milieu par les expressions :

$$\mu_{eff} = nz \quad (3.3.4)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{n}{z} \quad (3.3.5)$$

La constante de phase  $\beta$  déduite de la constante de propagation  $\gamma$  dont l'expression est donnée par [100] :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(-\omega^2\mu\varepsilon + j\omega\mu\sigma)} \quad (3.3.6)$$

Avec  $\sigma$  la conductivité du matériau utilisé pour la ligne, dans notre cas le cuivre. Avec ces paramètres ci-dessus et en prenant en compte la dispersion dans le milieu

de propagation, les vitesses de phase et groupe ont été calculées avec les expressions suivantes :

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\text{Im}(\gamma)} \quad (3.3.7)$$

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta} = \frac{c}{\text{Re}(n) + \omega\partial\text{Re}(n)/\partial\omega} \quad (3.3.8)$$

La vitesse de groupe peut aussi être exprimée en fonction du temps de propagation  $\tau$  de la ligne et de  $l$  la longueur de ligne :

$$v_g = \frac{l}{\tau} \quad (3.3.9)$$

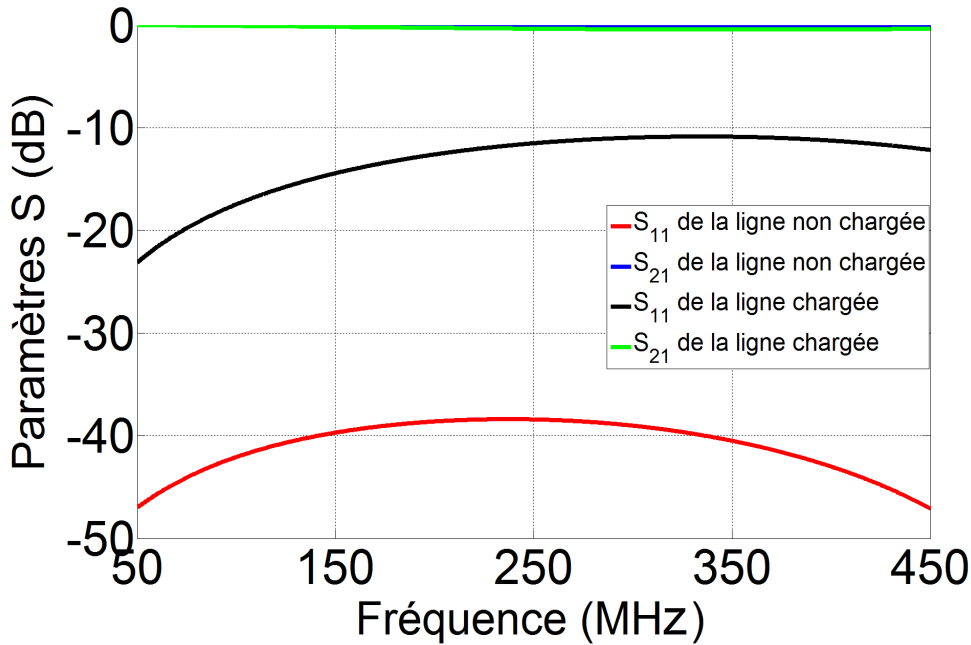


FIGURE 3.3.2 – Comparaison des paramètres S de la ligne chargée et celle non chargée en simulation

Les résultats de simulations montrent les caractéristiques d'une ligne de transmission simple : une transmission à 0 dB et une faible réflexion sur la Fig. 3.3.2. On remarque aussi une réflexion de l'onde incidente plus importante avec la ligne chargée (Fig. 3.3.2) ce qui s'explique par une augmentation de l'impédance de la ligne qui est passée de  $Z_c = 50\Omega$  à  $Z_c = 66.9\Omega$ . Ce phénomène est montré sur la Fig. 3.3.4. L'impédance  $Z_c$  est obtenue à partir de l'équation (3.3.2) une fois que les capacités négatives ont été chargées sur la ligne simple.

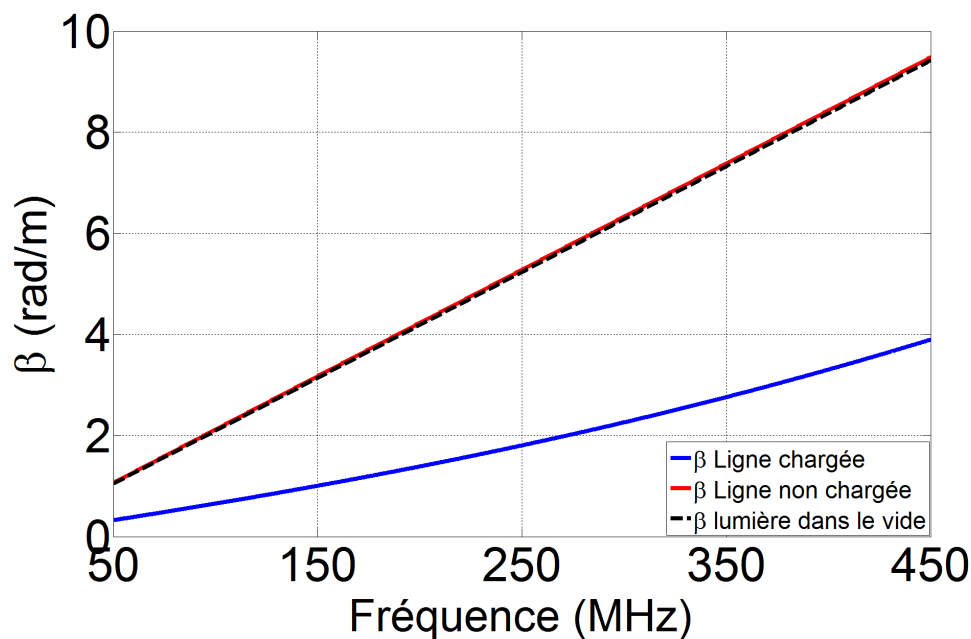


FIGURE 3.3.3 – Constante de phase des lignes chargée et non chargée simulées en comparaison avec la constante de phase de la lumière dans le vide

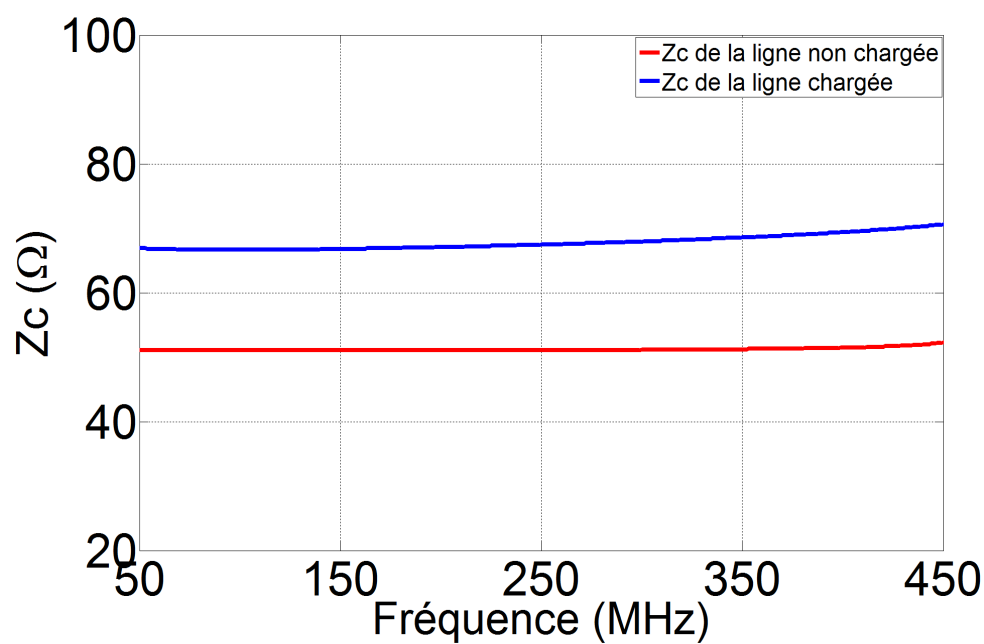


FIGURE 3.3.4 – Comparaison entre l'impédance de la ligne non chargée simulée et celle de la ligne chargée avec des capacités négatives simulées

On note que  $\beta$  varie linéairement en fonction de la fréquence, comme montré sur la Fig. 3.3.3, ce qui donne une vitesse de phase  $v_\phi$  constante quand la ligne n'est pas chargée. Comme le substrat est l'air, la constante de phase  $\beta$  de la ligne non chargée est assimilable à la constante de phase de la lumière dans le vide représenté par le trait en pointillé sur la Fig. 3.3.9. Lorsque l'on ajoute les capacités négatives la pente de  $\beta$  en fonction de la fréquence diminue ce qui est conforme à l'équation (3.2.50).

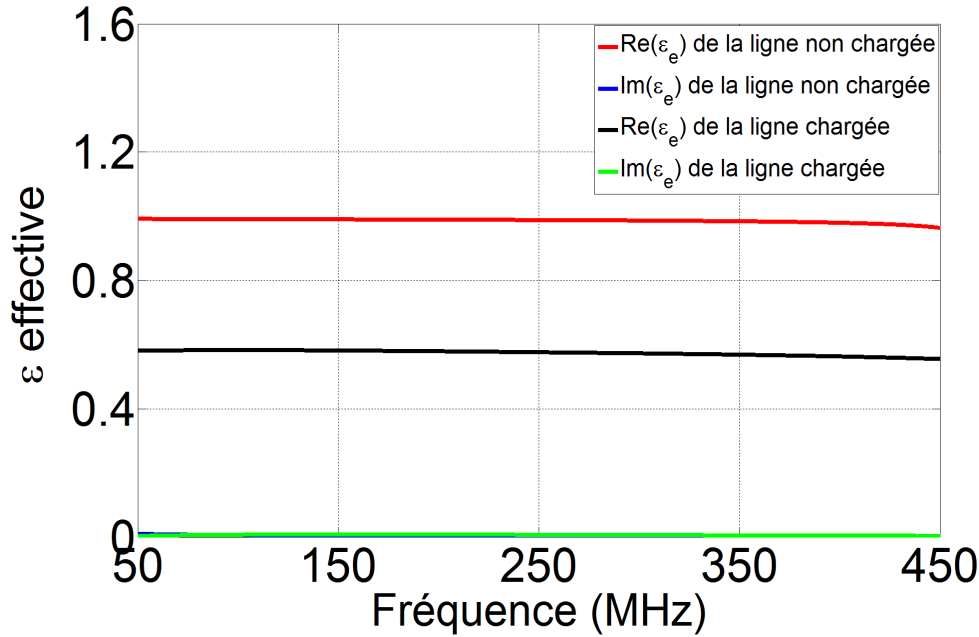


FIGURE 3.3.5 – Permittivité effective du matériau utilisé comme substrat et nouvelle permittivité effective obtenue après insertion des capacités négatives

Sur la Fig. 3.3.5 la permittivité effective du matériau est égale à 1 pour sa partie réelle et à 0 pour sa partie imaginaire pour la ligne non chargée. Par contre pour la ligne chargée la partie réelle est égale à 0.59 sur presque toute la bande de fréquence considérée (faible dépendance fréquentielle). On peut dire que la dispersion dans ce matériau est presque nulle [8].

L'indice de réfraction effective du milieu a été aussi calculé en fonction des paramètres de la ligne chargée. Il est montré sur la Fig. 3.3.6. Quand la ligne de transmission n'est pas chargée, la partie imaginaire de l'indice de réfraction est nulle et sa partie réelle est égale à 1 car le substrat est l'air. Quand les capacités négatives sont chargées sur la ligne, la partie imaginaire de l'indice de réfraction est toujours égale à 0. Et sa partie réelle est inférieure à 1 avec une pente égale à



0 ( $\frac{\partial n}{\partial \omega} = 0$ ) sur toute la bande de fréquence.

La Fig. 3.3.7 montre respectivement la vitesse de phase et la vitesse de groupe de la ligne non chargée et celles de la ligne chargée périodiquement par des capacités négatives calculées à partir des équations (3.2.41) et (3.2.44). Dans le cas où la ligne n'est pas chargée, les vitesses de phase et de groupe sont toutes les deux égales à  $3.10^8$  m/s. Ce qui s'explique par l'utilisation de l'air comme substrat. Cependant on observe une propagation ultra rapide pour la vitesse de phase et la vitesse de groupe pour la ligne chargée sur une large bande de fréquence allant de 50 à 450 MHz. Ces vitesses sont quasi constantes sur toute la bande de fréquence considérée. On verra en mesure que cette bande de fréquence va considérablement se réduire une fois les capacités négatives placées périodiquement sur la ligne. Avec la simulation les pertes liées aux capacités négatives et à la désadaptation ne sont pas visibles.

La vitesse de groupe pourrait correspondre dans notre cas à la vitesse de propagation de l'énergie car selon Brillouin dans [8], la vitesse de groupe correspond à la vitesse de l'énergie si et seulement si la permittivité du diélectrique utilisé comme substrat est indépendante de la fréquence ou quand elle varie très lentement en fonction de la fréquence. Mais toujours dans la référence [8], il est expliqué que la vitesse de groupe doit être indépendante de la fréquence pour être considérée comme la vitesse de propagation du signal contenant l'information entière. Dans la littérature la vitesse de groupe n'excède la vitesse de la lumière dans le vide que dans le cas où la propagation de l'onde a lieu dans une zone de forte dispersion et dans ce cas la vitesse de groupe perd sa signification physique et n'est plus égale à la vitesse de propagation de l'énergie. Alors que dans notre cas les conditions pour lesquelles on peut dire que l'on n'a pas de dispersion dans le milieu de propagation dans la bande de fréquence considérée sont respectées en simulation.

En faisant varier la valeur de la capacité négative on peut se retrouver avec des vitesses de groupe négatives. Ceci correspond à des zones d'absorption maximale [91] où on a une dispersion anormale décrite par le modèle de Lorentz que l'on retrouve très souvent avec les métamatériaux. Ces vitesses de groupe négatives ne vont pas être mises en évidence dans cette partie de simulation car elles sont représentées par des résonances à bande très étroite. On a pu constater qu'avec une autre valeur de capacités qui est en dehors de la borne de valeurs à respecter pour  $0 < \varepsilon_e < 1$ , la vitesse de groupe est négative quand la valeur de la capacité négative est supérieure en valeur absolue à la limite inférieure de la borne en valeur absolue de  $-C_0$ . Et on se retrouve avec une vitesse inférieure à celle de la lumière dans le vide quand on charge la ligne avec une petite valeur de capacité positive car la limite supérieure de la borne est 0 pF. Ces vitesses inférieures à la vitesse de la lumière dans le vide  $c_0$  s'explique par le fait que l'on vient ajouter une capacité positive et donc on augmente  $\beta$  selon l'équation 3.2.50 et par conséquent

les vitesses de phase et de groupe diminuent.

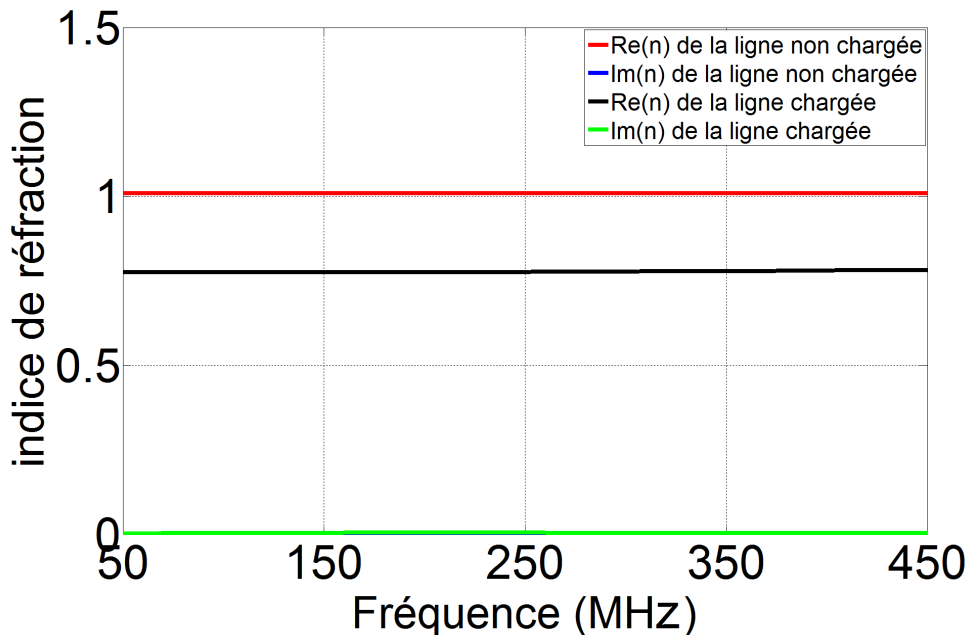


FIGURE 3.3.6 – Indice de réfraction du milieu simulé après avoir chargé périodiquement les capacités négatives sur la ligne

### 3.3.1.2 Analyse temporelle

Une analyse transitoire a été effectuée pour déterminer le temps de retard sur la ligne chargée périodiquement. La ligne de transmission non chargée est prise comme référence pour représenter la propagation dans le vide. Cette analyse a été effectuée avec une co-simulation HFSS et Designer d'Ansys. En effet, il est possible d'ajouter dans Designer le modèle de la ligne chargée ou non simulée sur HFSS. Et ensuite définir les ports d'excitation. Une autre méthode à savoir dessiner les capacités négatives sur Designer et d'insérer chaque segment de ligne entre deux capacités négatives dessinées est aussi possible. Cette méthode a été testée mais elle n'a pas été concluante.

Quand on applique une impulsion modulée à l'entrée d'un système du premier ordre, le temps entre l'instant  $t=0$  et le temps où le même signal est visible à la sortie du système correspond au temps de transit du signal. Elle est aussi définie comme le temps de retard. Ce temps de retard peut être déterminé en utilisant la variation de phase des paramètres S [98] :

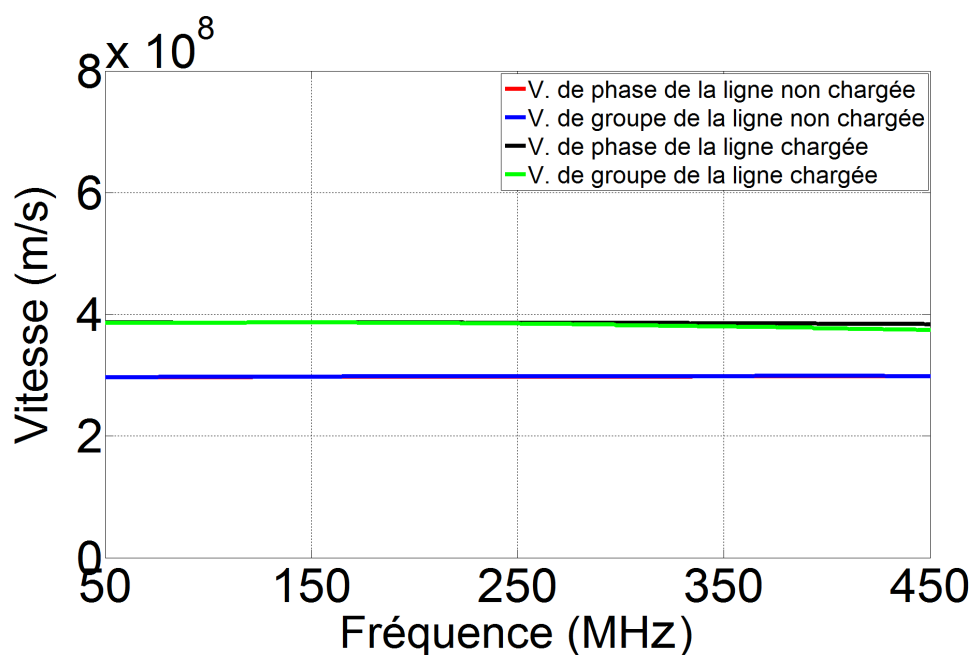


FIGURE 3.3.7 – Vitesses de phase et de groupe sur les deux types de lignes simulées

$$\tau_g = \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \quad (3.3.10)$$

Il peut aussi être directement déduit à partir d'une analyse temporelle. Et à partir de ce temps de retard on peut définir la vitesse de groupe de cette impulsion traversant le système de longueur physique  $l$ . La relation est donnée par :

$$v_g = \frac{l}{\tau} \quad (3.3.11)$$

Un exemple de détermination de cette vitesse de groupe avec une analyse temporelle est donné sur la Fig. 3.3.8 où un signal a deux temps de retard différents selon qu'il traverse la ligne non chargée ou la ligne chargée périodiquement avec une capacité négative  $-C_0 = -2.85$  pF. On relève un temps de retard de  $1.04$  ns pour la ligne non chargée et un temps de retard de  $0.79$  ns pour la ligne chargée. Et avec l'équation (3.3.11) on détermine facilement les vitesses de groupe correspondantes qui sont celles trouvées avec l'exploitation des paramètres S. On note une très faible atténuation du signal de sortie sur la ligne chargée. Elle est due aux pertes par désadaptation car l'impédance  $Z_c$  montré sur la Fig. 3.10 augmente avec l'insertion périodique des capacités négatives.

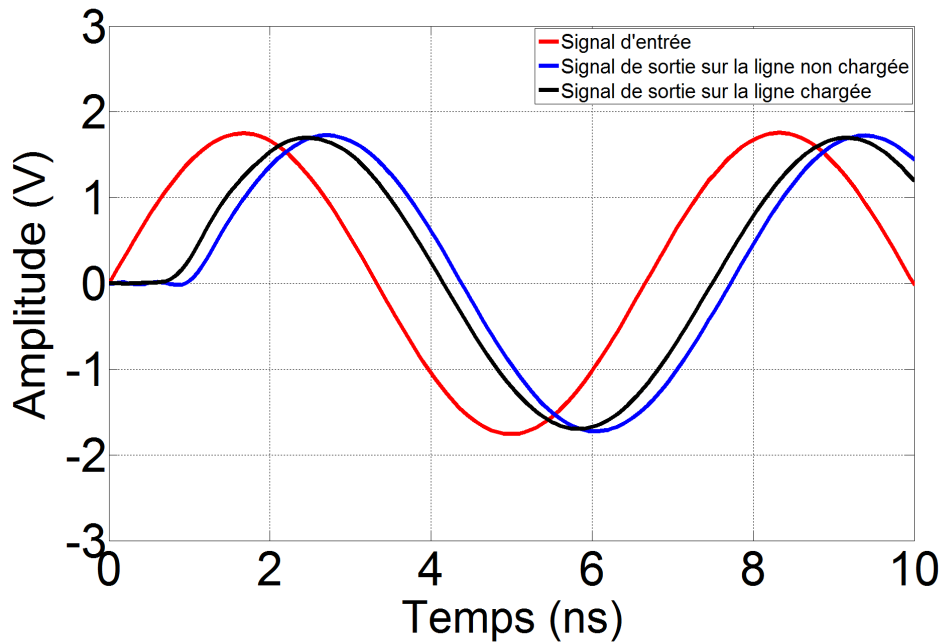


FIGURE 3.3.8 – Mise en évidence de la différence de temps de propagation sur les deux types de lignes : chargée et non chargée

### 3.3.2 Fabrication et vérification expérimentale

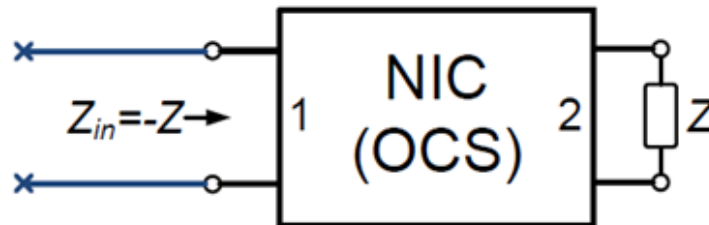
#### 3.3.2.1 Réalisation de la capacité négative

Les capacités négatives sont des circuits non-Foster qui ont elles aussi des réactances dont les pentes sont positives en fonction de la fréquence et le lieu de leur impédance sur l'abaque de Smith va dans le sens contraire des aiguilles d'une montre [90]. Les convertisseurs d'impédance NICs et NIIs sont utilisés pour implémenter les circuits non-Foster [49, 90, 101, 102] qui s'appuient sur la contre-réaction entre deux transistors.

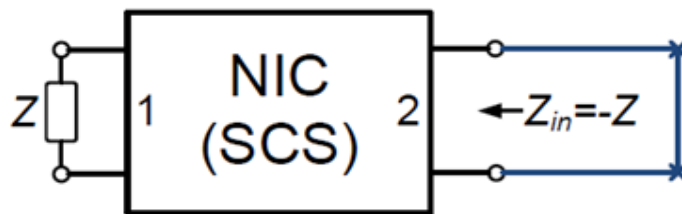
La première difficulté pour implémenter un circuit non-Foster est de choisir un modèle parmi ceux existants dans la littérature [55, 56] et recensés dans le tableau 1.2. Les NICs sont généralement des OCS au niveau d'un port et des SCS à l'autre port comme on l'a vu dans le chapitre 1. La Fig. 3.3.9 explique assez clairement la différence entre les deux configurations. Dans le cas des capacités négatives à fabriquer, elles vont être insérées périodiquement sur une ligne de transmission dans le but de réduire la capacité effective de cette dernière. Ce qui signifie que la capacité effective doit être supérieure en valeur absolue à la valeur des capacités négatives chargées.

Pour nos capacités négatives, nous avons opté pour le modèle de Linvill asy-

métrique qui est basé sur une inversion de tension et qui est un SCS montré sur la Fig. 3.3.10a. Ce choix s'explique par le fait que pour un SCS l'impédance de la charge dans notre cas l'impédance du segment de ligne doit être inférieure à l'impédance négative apportée c'est-à-dire l'impédance de la capacité négative.



a)



b)

FIGURE 3.3.9 – Les deux types de configurations possibles pour une stabilité du convertisseur d'impédance en connectant une charge passive à un port d'un modèle asymétrique

L'impédance d'entrée du circuit convertisseur peut être calculée à partir du modèle petit-signal montré sur la Fig. 3.3.10.b. En commençant par  $R_1$ , on peut facilement calculer :

$$v_{R_1} = i_{R_1} R_1 \quad (3.3.12)$$

$$i_{R_1} = j\omega C_{be1} v_{be1} + g_{m1} v_{be1} \quad (3.3.13)$$

Donc

$$v_{R_1} = R_1 (j\omega C_{be1} + g_{m1}) v_{be1} \quad (3.3.14)$$

Ensuite

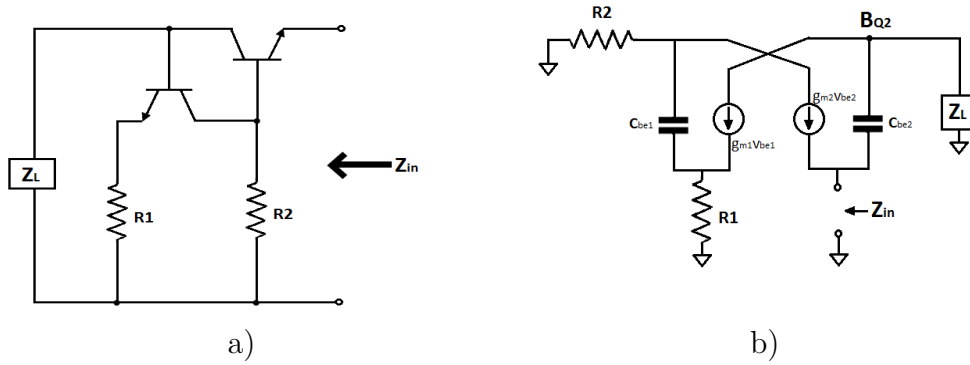


FIGURE 3.3.10 – Modèle de convertisseur d'impédance utilisé pour la construction des capacités négatives. a) Modèle asymétrique de Linvill – b) Modèle petit-signal du convertisseur d'impédance

$$v_{R_2} = v_{R_1} + v_{be1}$$

$$\Rightarrow v_{R_2} = [1 + R_1(j\omega C_{be1} + g_{m1})] v_{be1} \quad (3.3.15)$$

La loi des mailles au point  $B_{Q2}$  sur la Fig. 3.3.10b permet de calculer  $v_{be1}$  en fonction de  $v_{be2}$  comme suit :

$$v_{be1} = \frac{1 + Z_{in}(j\omega C_{be2} + g_{m2}) + Z_L(j\omega C_{be2})}{Z_L g_{m1}} * v_{be2} \quad (3.3.16)$$

En remplaçant l'équation (3.3.16) dans l'équation (3.3.15) on obtient :

$$v_{R_2} = [1 + (j\omega C_{be1} + g_{m1})] * \frac{1 + Z_{in}(j\omega C_{be2} + g_{m2}) + Z_L(j\omega C_{be2})}{Z_L g_{m1}} * v_{be2} \quad (3.3.17)$$

Aussi

$$i_{R_2} = g_{m2} v_{be2} + j\omega C_{be1} v_{be1}$$

$$\Rightarrow i_{R_2} = \left[ g_{m2} + j\omega C_{be1} \frac{1 + Z_{in}(j\omega C_{be2} + g_{m2}) + Z_L(j\omega C_{be2})}{Z_L g_{m1}} \right] v_{be2} \quad (3.3.18)$$

D'où

$$R_2 = \frac{v_{R_2}}{i_{R_2}}$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{[1 + R_1(j\omega C_{be1} + g_{m1})][1 + Z_{in}(j\omega C_{be2} + g_{m2}) + j\omega Z_L C_{be2}]}{-Z_L g_{m1} g_{m2} + j\omega C_{be1}[1 + Z_{in}(j\omega C_{be2} + g_{m2}) + j\omega Z_L C_{be2}]} \quad (3.3.19)$$

Les capacités de jonction  $C_{be}$  très petites peuvent être négligées, donc :

$$R_2 = \frac{(1 + R_1 g_{m1})(1 + Z_{in} g_{m2})}{(-Z_L g_{m1} g_{m2})} \quad (3.3.20)$$

Si les transistors sont idéaux,

$$R_2 = \frac{R_1 Z_{in}}{-Z_L} \quad (3.3.21)$$

D'où l'impédance d'entrée du circuit convertisseur d'impédance est idéalement :

$$Z_{in} = -\frac{R_2}{R_1} Z_L \quad (3.3.22)$$

Dans le cas de la conversion d'une capacité positive en une capacité négative, on a :

$$C_{in} = -\frac{R_2}{R_1} C_L \quad (3.3.23)$$

Le circuit complet simulé sur ADS comportant les circuits de polarisation des transistors ainsi que la capacité à convertir en une impédance négative est montré sur la Fig. 3.3.11. La capacité de charge  $C_L$  est connectée en parallèle au convertisseur d'impédance avec sa borne inférieure mise à la masse du circuit. Le transistor BFR92P est utilisé. Le choix de ces transistors s'explique par le fait qu'ils sont large bande avec une fréquence de transition  $f_t$  égale à 5 GHz mais aussi au fait qu'ils sont faible bruit. La simulation de ce circuit nous a permis de voir qu'il est très sensible à la polarisation. C'est pour cela que les NICs sont souvent utilisés pour fabriquer des oscillateurs commandés en tension VCO [103].

Les variations dans composants électroniques ainsi que les effets parasites capacitifs et inductifs, notamment ceux des transistors ( $C_{para}$  sur la Fig. 3.3.11), font que l'impédance d'entrée ne donne pas une capacité négative constante sur toute la bande de fonctionnement des transistors mais plutôt une capacité négative avec de petites variations sur une bande de fréquence limitée qui est dans notre cas entre 50 MHz et 350 MHz. Le fort impact de la tension de polarisation a été aussi noté dans ce cas. On a remarqué que quand la tension de polarisation était en-dessous de 15V la bande passante des capacités négatives se réduisait considérablement.

La stabilité du circuit est vérifiée avec l'analyse en boucle ouverte existant dans ADS et décrite par [71, 72] mais aussi par une analyse fréquentielle comme dans le chapitre 2.

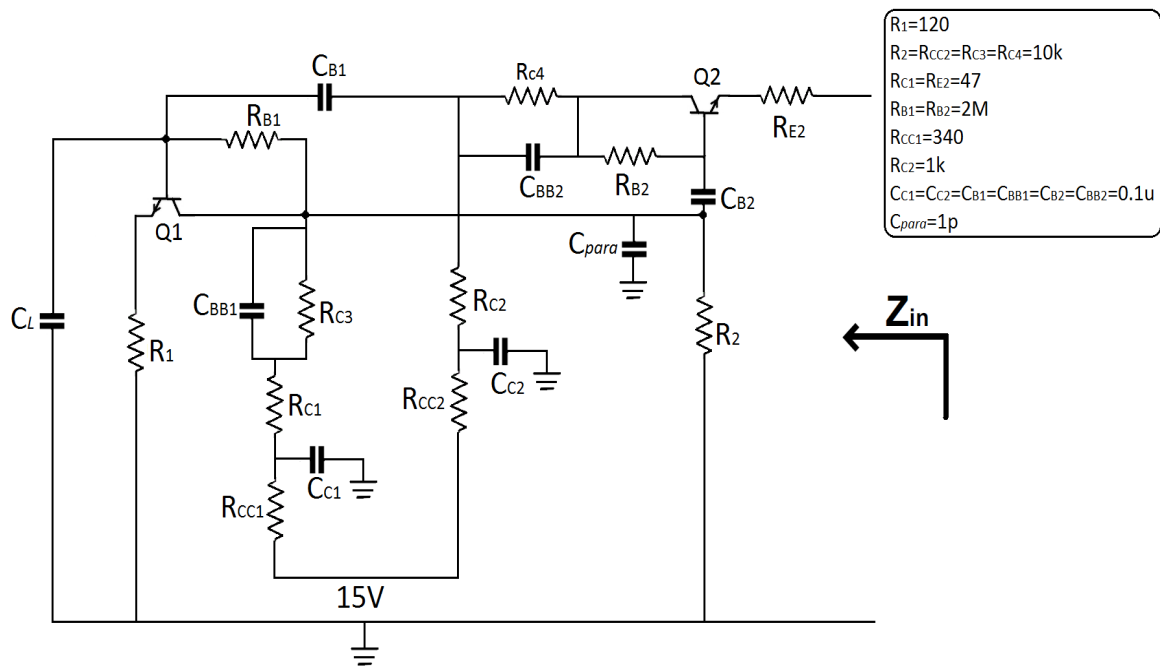


FIGURE 3.3.11 – Dessin de la capacité négative sur ADS avec  $C_L$  la charge à convertir et la polarisation complète des transistors



La Fig. 3.3.12 montre les résultats de simulation et de mesures avec trois différentes valeurs de capacité d'entrée  $C_L = 1.2$  pF,  $C_L = 6.5$  pF et  $C_L = 10$  pF avec la même tension de polarisation fixée à 15V. Ces valeurs ont été changées manuellement dans notre travail mais un varactor peut être utilisé pour obtenir différentes valeurs de capacités négatives. Les valeurs de capacités négatives obtenues sont entre 50 MHz et 350 MHz pour chaque valeur d'impédance d'entrée. Les valeurs obtenues en mesure (courbes en pointillés) correspondent assez bien aux valeurs simulées (courbes en trait plein) pour les capacités positives de  $C_L = 1.2$  pF et  $C_L = 6.5$  pF avec une différence entre les valeurs simulées et mesurées qui ne dépasse pas 2 pF. Par contre cette différence entre valeurs simulées et valeurs mesurées est plus grande (7 pF) avec la capacité positive de  $C_L = 10$  pF. C'est dû aux pertes de la capacité négative qui augmentent quand la valeur de capacité augmente. En effet, la conversion de la capacité de charge  $C_L$  produit une capacité négative avec des pertes représentées par la conductance  $G$  [45] de l'admittance d'entrée. La capacité négative obtenue est modélisée sur la Fig. 3.3.13. Le but étant d'avoir une capacité négative avec le moins de pertes possible.

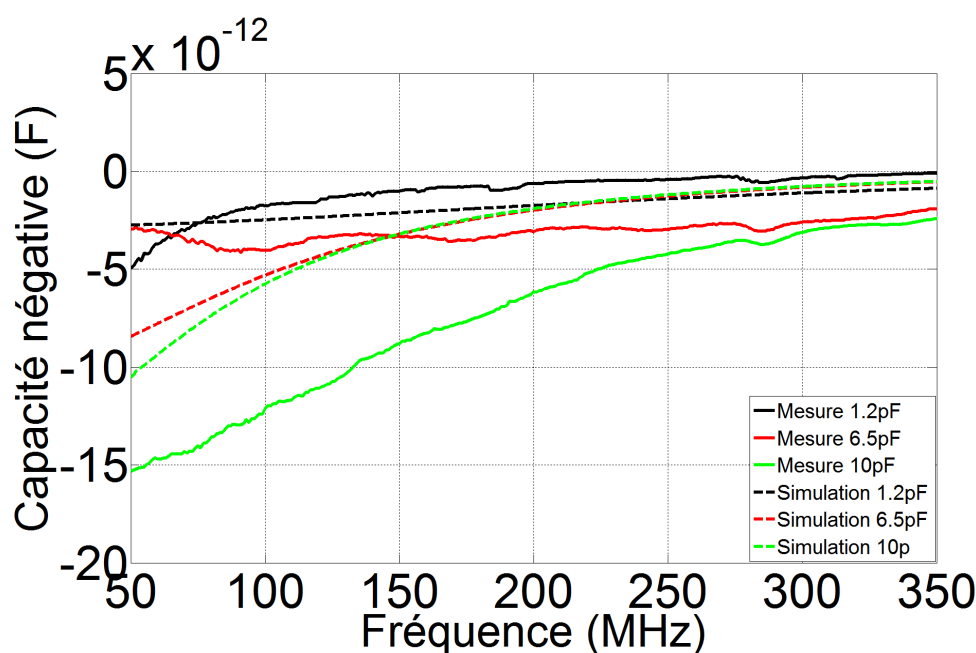


FIGURE 3.3.12 – Valeurs de capacités négatives obtenues en simulation et en mesure pour des valeurs de capacité de charge  $C_L=1.2$  pF,  $C_L=6.5$  pF et  $C_L=10$  pF

Cependant, avec les mesures on a constaté que plus la valeur de la capacité de charge  $C_L$  est grande, plus les pertes (représentées par  $G$ ) sont importantes. Mais

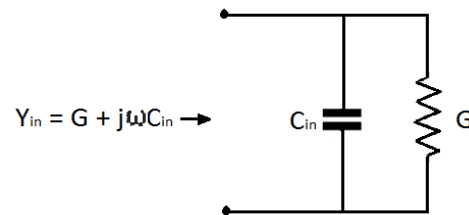


FIGURE 3.3.13 – Modèle de capacité négative (avec les pertes) obtenue avec le circuit convertisseur d'impédance

elles sont positives. Cela traduit la stabilité du circuit. En simulation aussi c'est le cas mais elles sont plus importantes avec les mesures. On peut le voir sur la Fig. 3.3.14. En simulation les composants étaient idéaux ce qui n'est pas le cas en mesure.

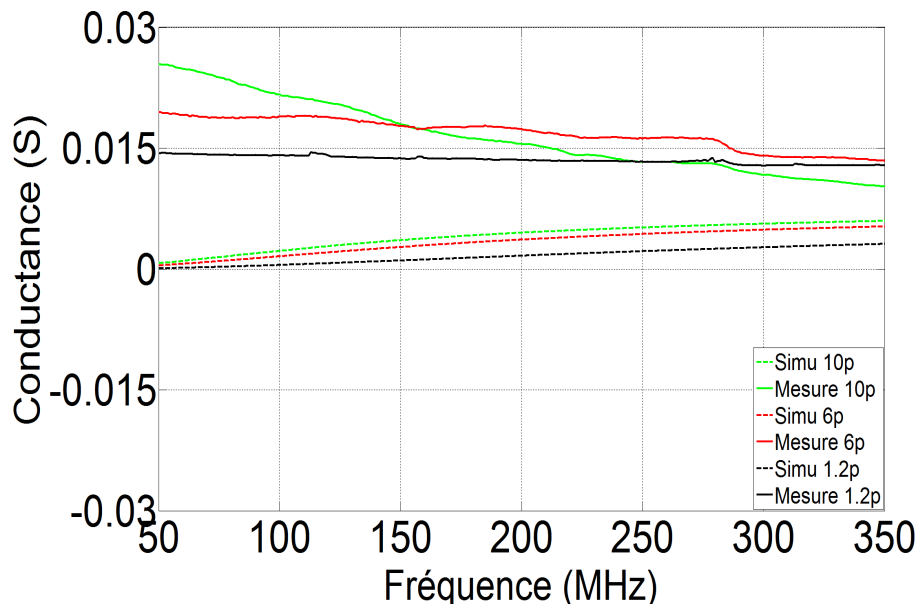


FIGURE 3.3.14 – Valeurs des pertes des capacités négatives simulées et mesurées

### 3.3.2.2 Mise en évidence par la mesure des vitesses de groupe et de phase supraluminiques

La ligne de transmission étudiée en simulation et montrée dans la section 3.3.1 est fabriquée avec les capacités négatives. Ces dernières ne sont pas intégrées dans la ligne mais elles sont mises en parallèles à la ligne périodiquement par la soudure

et elles sont alimentées avec 15 V. La Fig. 3.3.15 montre la ligne chargée avec les circuits de capacités négatives.

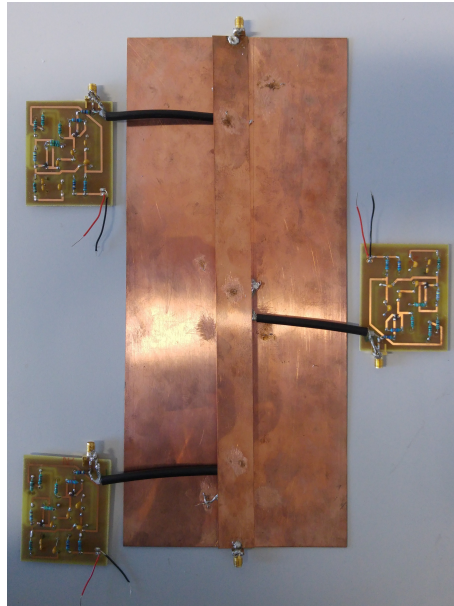


FIGURE 3.3.15 – Ligne de transmission chargée par les capacités négatives pour les mesures

Il existe deux façons de mettre en évidence la propagation supraluminique. La première consiste en la mesure des paramètres  $S$  de la ligne chargée et ensuite par le calcul avec les mêmes équations utilisées dans la partie simulation. Et la seconde méthode consiste à mesurer le temps de propagation sur la ligne chargée avec un dispositif que l'on détaillera plus bas. Dans notre cas les deux méthodes ont été utilisées afin de mettre en évidence ce type de propagation sur une ligne de transmission.

### **Mesure par les paramètres $S$**

La mesure des paramètres  $S$  de la ligne chargée a été effectuée avec un analyseur de réseau N9918A FieldFox Keysight. Au préalable une vérification de la stabilité du système a été nécessaire. Pour ce faire, un analyseur de spectre a été utilisé avec la ligne chargée et terminée par un circuit ouvert et ensuite par  $50\Omega$ . Les spectres de puissances de sorties sont montrés sur la Fig. 3.3.16 . A la même fréquence et avec la même puissance d'entrée, selon que la ligne est terminée par un circuit ouvert ou par une charge de  $50\Omega$ , le niveau de puissance des harmoniques n'est pas le même. Avec une charge de  $50\Omega$  on a que la fondamentale alors qu'avec un circuit ouvert on a la puissance de la première harmonique est importante. Cette

étape nous a confirmé la stabilité de la ligne de transmission chargée et terminée par  $50\Omega$  sur la bande de fréquence 50 MHz à 450 MHz.

Les paramètres S mesurés dont la transmission ( $S_{21}$ ) et la réflexion ( $S_{11}$ ) sur la Fig. 3.3.17 et leur exploitation avec le même code Matlab utilisé pour la simulation ont permis de tracer les vitesses de phases et de groupe de la Fig. 3.3.18.

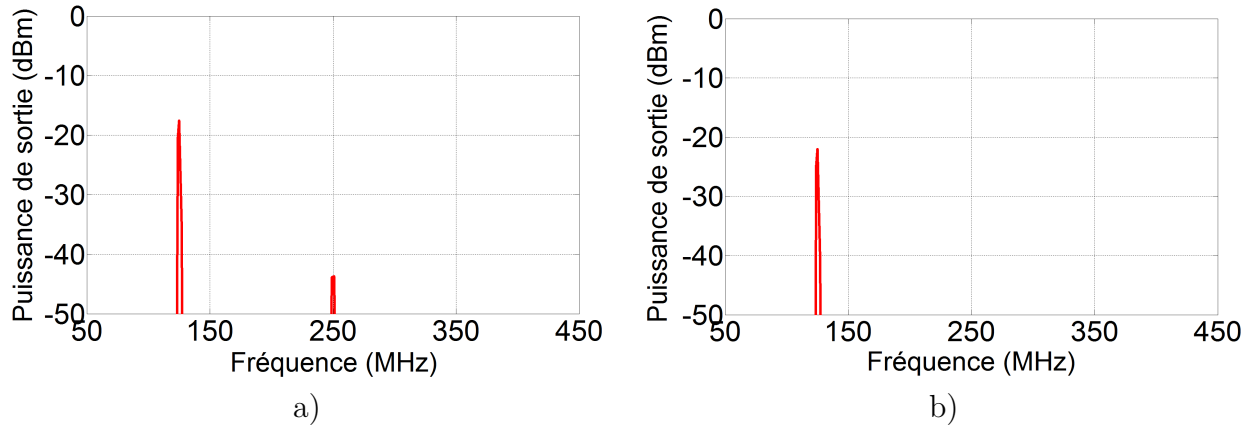


FIGURE 3.3.16 – Mesure du spectre de puissance quand la ligne chargée est terminée par : a) un circuit ouvert et b) une charge de  $50\Omega$

Les vitesses de phase et groupe ont été calculés à partir des paramètres S en utilisant les équations (3.3.7) et (3.3.8).

Contrairement à la simulation, en mesure la vitesse de phase est supérieure à  $c_0$  ( $1.2c_0$ ) sur la bande de fréquence de 75 MHz à 145 MHz avec une valeur maximale à 95 MHz où la pente est nulle. La vitesse de groupe quant à elle est très supérieure à  $c$  entre 50 MHz à 180 MHz avec une valeur maximale à 100 MHz avec une valeur égale à  $2.6c_0$ . Cependant un lissage de la courbe de la vitesse de groupe obtenue a été nécessaire car son calcul a nécessité d'utiliser une dérivée numérique de la partie réelle de l'indice de réfraction, ce qui a augmenté considérablement le bruit de calcul. Un bruit qui a été gommé par un polynôme d'ordre 5. La bande de propagation qui s'est restreinte par rapport à la simulation est due à la tolérance des composants réels utilisés en simulation. Tenant compte de la bande de fréquence où on a une propagation supraluminique, l'indice de réfraction du milieu est montré sur la Fig. 3.3.19. Comme prévu, la partie réelle de l'indice de réfraction est inférieure à 1 dans la bande de fréquence [100 MHz – 165 MHz]. Cependant sa variation en fonction de la fréquence est assez importante. Ce qui peut signifier une dispersion du milieu. La partie imaginaire est positive sur toute la bande de fréquence [100 MHz – 165 MHz] traduisant un gain. Mais le comportement de cette partie imaginaire n'a pas un impact significatif sur la largeur de la bande de propagation supraluminique. Si on considère la relation liant l'indice de

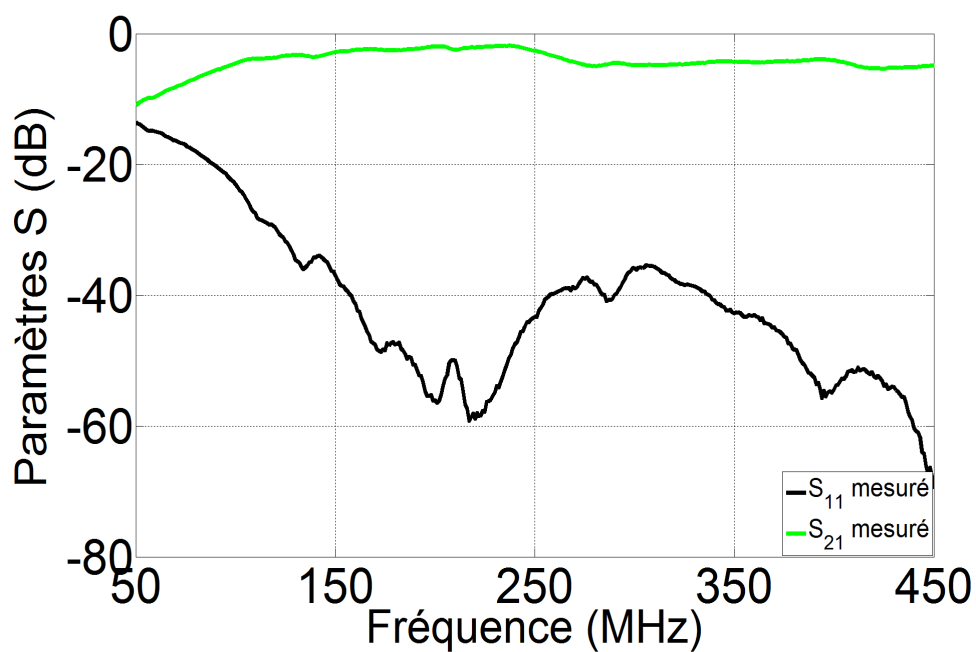


FIGURE 3.3.17 – Paramètres S mesurés de la ligne chargée périodiquement avec des capacités négatives ( $-C_0 = -2.85$  pF)

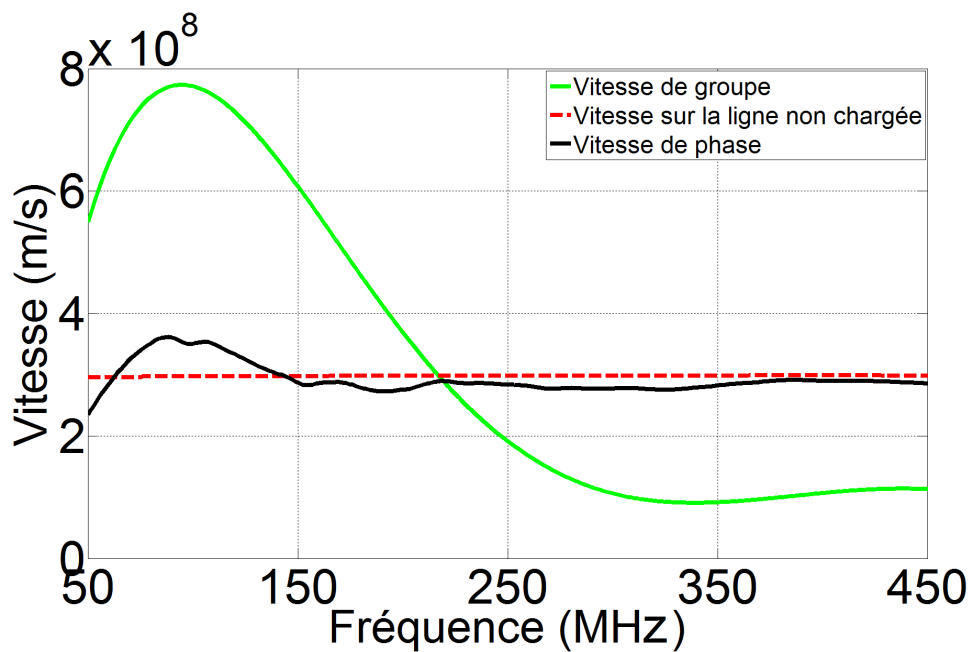


FIGURE 3.3.18 – Vitesses de phase et groupe de la ligne chargée avec des capacités négatives ( $-C_0 = -2.85$  pF)

réfraction du milieu, l'impédance de la ligne et la permittivité effective du milieu, il est intéressant de voir la valeur d'impédance dans la bande propagation supraluminique. Il en est de même de la permittivité effective car c'est un des paramètres les plus importants caractérisant le milieu de propagation. L'impédance mesurée sur la ligne chargée est montrée sur la Fig. 3.3.20 en comparaison avec l'impédance mesurée sur une ligne non chargée. L'impédance de la ligne chargée décroît d'un maximum ( $83\Omega$ ) à un minimum ( $52\Omega$ ) dans la bande de propagation supraluminique traduisant le comportement observé avec les vitesses de phase et de groupe. Cela se traduit par une variation inverse de la partie réelle de la permittivité effective du milieu montrée sur la Fig. 3.3.21. Cela est cohérent avec l'équation (3.3.5). La partie imaginaire de la permittivité qui est supérieure à 0 sur toute la bande de fréquence traduit des pertes. Mais ce qui est important à souligner ici est que la permittivité du milieu de propagation est diminuée (compris entre 0 et 1) en insérant périodiquement sur la ligne des capacités négatives synthétisées avec des circuits non-Foster.

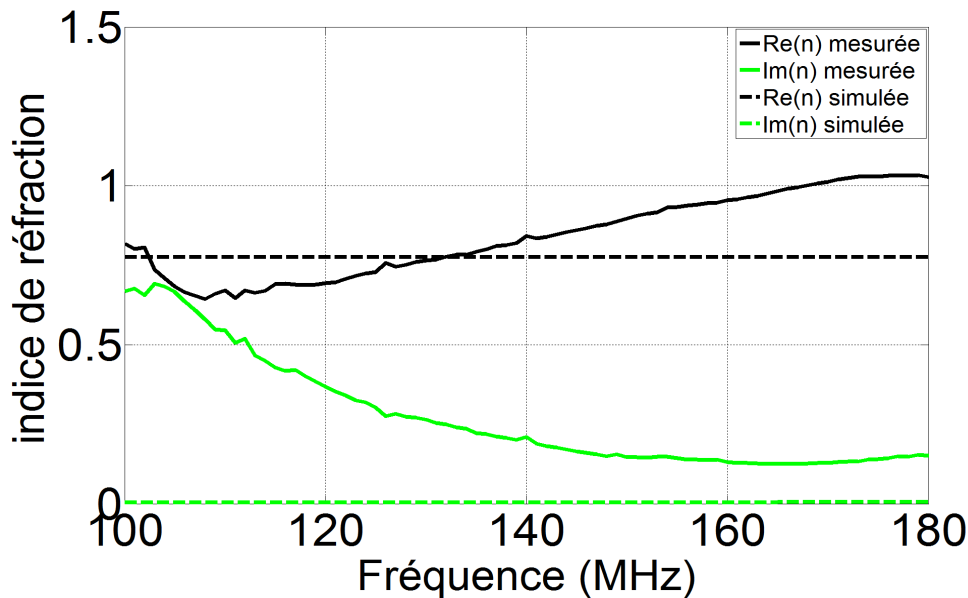


FIGURE 3.3.19 – Indice de réfraction extraite avec les paramètres S mesurés dans la bande de propagation supraluminique

### Mesure par le temps de propagation

Dans le but de retrouver la propagation supraluminique en mesurant directement le temps de propagation, nous avons effectué une mesure dans le domaine temporel. La ligne chargée périodiquement avec les capacités négatives est excitée par un

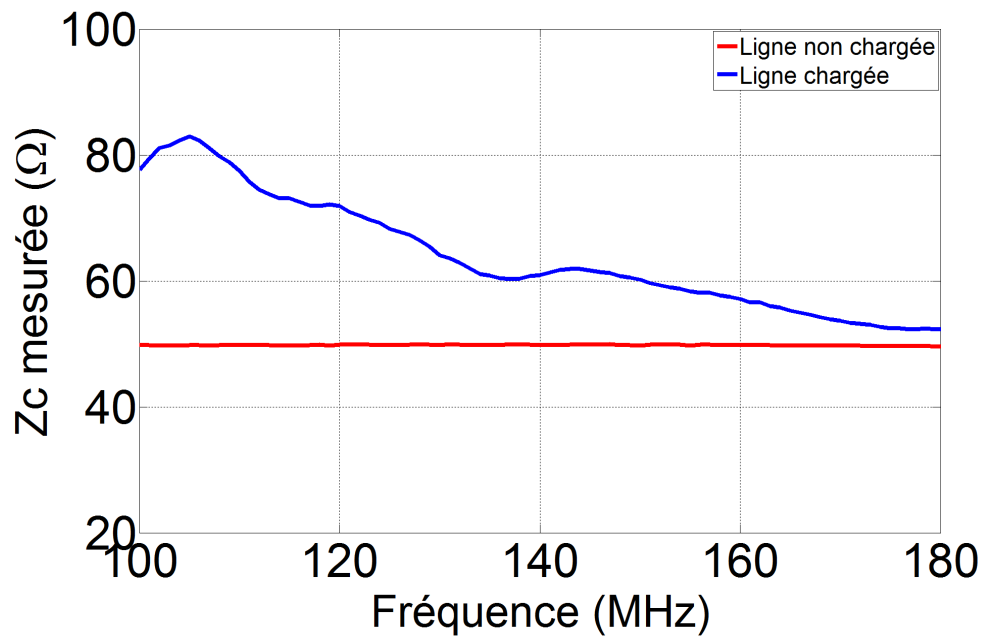


FIGURE 3.3.20 – Impédance mesurée de la ligne chargée avec des capacités négatives en comparaison avec l'impédance mesurée de la ligne non chargée dans la bande de propagation supraluminique

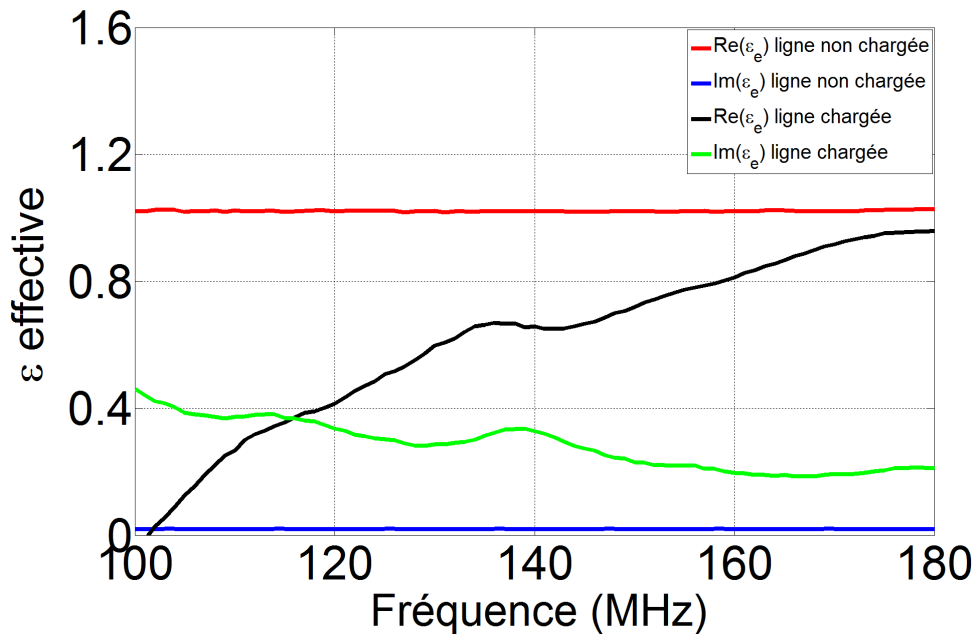


FIGURE 3.3.21 – Comparaison de la permittivité effective du milieu de propagation avant et après insertion des capacités négatives

générateur de signaux arbitraires (avec  $50\Omega$  d'impédance de sortie). Les signaux d'entrée et sortie ont été acquis grâce à un oscilloscope à haute vitesse MDO3102 (impédance d'entrée  $1M\Omega \parallel 13pF$ ). Un signal sinusoïdal (période  $T$  de 8 ns) montré sur la Fig. 3.3.22 (en rouge) est envoyé à l'entrée de la ligne. La mesure du temps de propagation sur la ligne chargée en comparaison avec le temps de propagation du même signal sur la ligne non chargée est effectuée. On voit que le signal de sortie sur la ligne non chargée est atténué très fortement. Ceci est dû aux pertes au niveau des jonctions connecteurs-ligne ce qui augmente la réflexion sur la ligne.

Cependant le signal sur la ligne chargée (en noir) arrive plus tôt que le signal de sortie sur la ligne non chargée (en bleu tiret). Ceci met clairement en évidence la propagation supraluminique. Le temps de retard du signal de sortie sur la ligne chargée est de 0.4 ns par rapport au signal d'entrée. C'est un temps de retard très petit donc il a fallu un oscilloscope avec une base de temps de 400ps pour pouvoir le mesurer.

On note aussi une diminution importante de l'amplitude du signal de sortie sur la ligne chargée par rapport au signal d'entrée. En plus de la raison évoquée ci-dessus, elle est en partie causée par la réflexion importante sur la ligne. En effet en chargeant la ligne avec les capacités négatives, l'impédance de celle-ci augmente et il y a désadaptation entre la ligne et la résistance de sortie du générateur ( $50\Omega$ ).



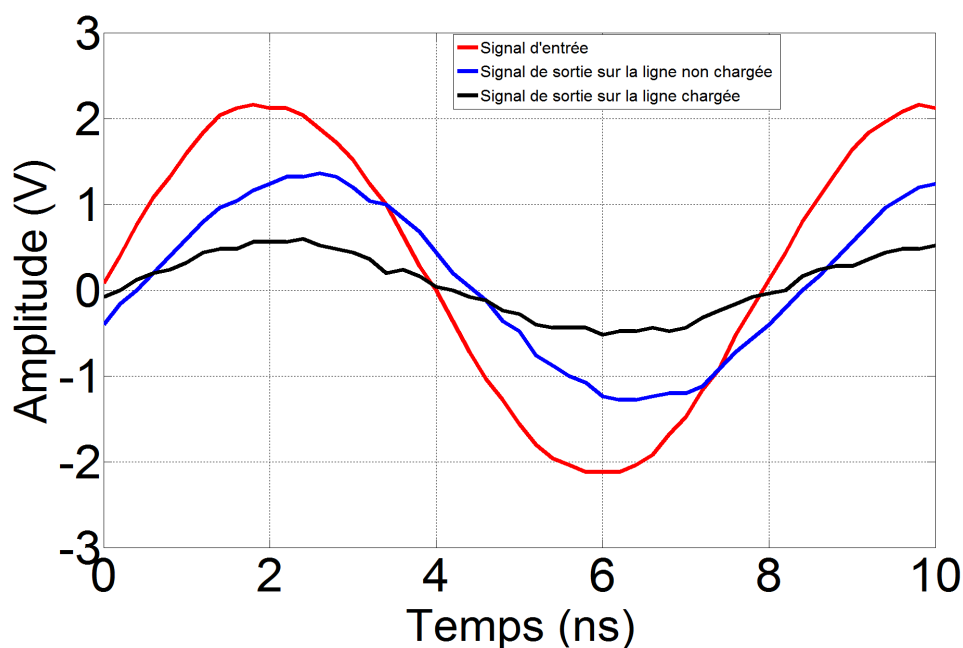


FIGURE 3.3.22 – Comparaison du temps de propagation mesuré d'un signal sinusoïdal sur la ligne chargée et sur la ligne non chargée

Aussi, la validité de la propagation supraluminique est fonction de la longueur de ligne chargée avec une dispersion acceptable [104]. Cette longueur maximale théorique est fonction de l'indice de groupe (voir Annexe B : Limites sur la validité de la propagation supraluminique). Quand ce dernier est inférieur à 1 la longueur de ligne est très faible (3m pour  $n_g = 0.7$ ) comme on peut le voir sur la Fig. B.3. Mais cette longueur théorique de 3m est largement supérieure à la longueur de notre ligne de 30cm. Et donc le calcul de la longueur limite avec la puissance n'est pas très rigoureux. Cependant, on observe une avance de temps du signal se propageant sur la ligne supraluminique par rapport à un signal lumineux transmis dans le vide avec une forte atténuation. Ce qui permet de dire que la vitesse de groupe mesurée sur ces lignes est à différencier de la vitesse de propagation de l'énergie ou de l'information car le signal d'entrée n'est pas restitué dans sa forme originale, il y a perte d'une partie de l'information.

### 3.4 Conclusion

Ce chapitre met en évidence par la simulation et la mesure une propagation ultra rapide d'onde sur une bande de fréquence entre 50 MHz et 200 MHz. Cette propagation est mise en évidence sur une ligne de transmission chargée périodi-

quement avec des capacités négatives. Ces dernières de valeur de  $-2.85$  pF sur  $50$  MHz à  $350$  MHz ont été construites avec des convertisseurs d'impédance.

Il a permis de mettre d'obtenir un milieu avec un indice de réfraction inférieur à  $1$  sur une bande fréquence de  $100$  à  $165$  MHz. Cependant le signal se propageant dans ce guide d'ondes a subi de fortes atténuations montrant les limitations de la propagation supraluminique sur notre ligne de transmission.

Cette structure de ligne de transmission chargée périodiquement avec des circuits non-Foster peut être utilisée pour des antennes leaky-wave ou pour le camouflage. Mais aussi elles peuvent être utilisées pour fabriquer des métasurfaces actives. Ce sera l'objet du chapitre suivant.



## Chapitre 4

# Métasurfaces actives avec des circuits non-Foster

### 4.1 Introduction

Les métamatériaux ont suscité beaucoup d'intérêts ces dernières années à cause de leur large spectre d'applications qui va du camouflage au nano-dispositifs en passant entre autres par les antennes directives. Et dans cette dernière application à savoir les antennes, depuis quelques années, des conducteurs magnétiques artificiels et des métasurfaces sont utilisées comme surfaces partiellement réfléchives (SPR) dans le design d'antennes compactes et réfléchives. Quand on conçoit une antenne directive, ce qui est le cas pour les gros porteurs, l'antenne doit rayonner vers l'extérieur et préserver l'intérieur de toute pollution radioélectrique. De ce fait l'antenne est placée généralement au-dessus d'un réflecteur ou d'une cavité absorbante. La solution sur cavité absorbante est simple mais la moitié du rayonnement est perdue. Les absorbants sont lourds et ont des caractéristiques difficilement reproductibles. De plus la cavité est dimensionnée à un quart de longueur d'onde (à la fréquence basse d'utilisation) ce qui devient un problème pour des applications basses fréquences. L'autre technique plus efficace consiste à utiliser un réflecteur composé d'un très bon conducteur électrique pour récupérer le rayonnement perdu dans la première solution. Cette technique est optimale en milieu de bande où l'on obtient un phénomène d'interférences constructives en plaçant ce réflecteur à un quart de longueur d'onde (à la fréquence centrale) de l'antenne mais de nouveau volumineuse à basses fréquences. Il apparait donc difficilement concevable de conjuguer efficacité de rayonnement et faible encombrement. Cependant les métamatériaux avec leurs caractéristiques remarquables, il est possible de concevoir des réflecteurs pour des antennes à cavités à la fois compactes, directives et de faible encombrement. Cependant beaucoup des structures passives utilisées

(AMC ou HIS) comme réflecteurs présentent une dispersion importante car elles sont dépendantes de la fréquence au voisinage de la résonance, ce qui fait qu'elles sont limitées en bande passante. Plusieurs méthodes sont utilisées pour élargir la bande passante des métasurfaces utilisées comme réflecteurs à savoir l'utilisation de varicap [105] ou la variation de la largeur de grille qui constitue la SPR [79]. Néanmoins ces structures pour la plupart d'entre elles fonctionnent à hautes fréquences car en basses fréquences (VHF par exemple), la taille de ces métasurfaces doit être très grande. De ce fait le produit LC doit être grand pour faire fonctionner ces structures à des fréquences de quelques centaines de mégahertz. Pour y parvenir, l'utilisation de grandes valeurs de capacités  $C$  n'est pas très appropriée à cause leur facteur de qualité  $Q$  élevé qui s'accompagne de la réduction de la bande passante. On pourrait dans ce cas augmenter la hauteur du substrat de la structure pour obtenir des valeurs d'inductance suffisantes au dépend de l'encombrement total de l'antenne. Donc on se retrouve toujours confronté à la limitation taille – bande passante.

Du fait des nombreuses applications large bande démontrées [101, 106], les circuits non-Foster semblent être une alternative pour surmonter les limitations de ces métasurfaces passives. Certaines études ont été déjà menées dans ce sens. C'est le cas notamment de [78] où un conducteur magnétique artificiel large bande a été mesuré dans un guide d'onde TEM en chargeant la surface d'impédance par des inductances négatives. Dans cet exemple même si la bande passante est améliorée, l'impédance de la surface est toujours dépendante de la fréquence et est donc encore dispersive. Un autre exemple [107] a combiné une inductance négative et une capacité négative sur une seule cellule et a montré qu'avec cette combinaison en simulation, il était possible de réduire la dispersion tout en gardant la nature large bande de la métasurface.

Dans ce chapitre, nous allons, vérifier la nature large bande des métasurfaces chargées avec des circuits non-Foster. Car comme ce sont des structures résonnantes, chaque cellule est fortement dépendante de la fréquence, ce qui conduit à une dispersion importante de la structure périodique. Par conséquent, les propriétés intéressantes de propagation des ondes s'accompagnent de dispersion, limitant la bande passante disponible. Nous utiliserons ensuite les circuits non-Foster sur la métasurface passive avec une inductance variable conçue à partir des convertisseurs d'impédance. Et enfin utiliser ces métasurfaces pour la conception d'antennes à cavité.

## 4.2 Design de la métasurface pour un fonctionnement en basses fréquences

Ces quelques dernières années, beaucoup d'études ont proposés des méthodes pour améliorer les performances des antennes à cavité. C'est le cas de Feresidis [108] et Zhou [109], qui ont montré que la limitation à la moitié de la longueur d'onde pour la taille des antennes à cavités Fabry-Perot [110] pouvait être diminué respectivement au quart et au dixième de la longueur d'onde en utilisant des cavités conçues à base de métamatériaux. Ces derniers sont des surfaces conductrices appelées communément des conducteurs magnétiques artificiels ou AMC qui n'introduisent pas d'inversion de phase nulle pour les ondes incidentes. Ces AMC ont été dans un premier temps utilisés comme des surfaces hautes impédances (SHI) [111] composées de plaques métalliques organisées de manière périodique sur un substrat diélectrique et court-circuitées au plan de masse avec des via. Pour certaines fréquences particulières lorsque la phase de réflexion est comprise entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$ , la surface crée des courants et des réflexions d'image en phase avec la source émettrice. Elle permet aussi la suppression des ondes de surfaces sur les plans de masse conventionnels. Cependant la SHI n'est pas une structure plane et donc sa taille devient très importante pour sa mise en œuvre dans les applications microondes et millimétriques.

Le but de cette partie est de concevoir une métasurface qui puisse fonctionner en basses fréquences (dans la bande VHF) et mettre en évidence un fonctionnement large bande fréquence avec un faible encombrement en la chargeant avec des circuits non-Foster. Aux fréquences VHF, la longueur d'onde est grande, ce qui fait que les cellules qui constituent une métasurface ont des dimensions importantes, typiquement de l'ordre de  $\lambda/10$ . Si on est à 100MHz par exemple, la longueur d'onde est de 3m et les cellules auront des dimensions typiques de 30cm. Le fait d'ajouter une inductance positive variable réduira considérablement la fréquence de fonctionnement de la cellule pour une meilleure compacité, élargira la bande fréquence de la métasurface mais aussi permettra une variation de phase de la SPR. Pour ce faire, au lieu d'appliquer une variation linéaire de la largeur du gap de la grille capacitive [112], ou de faire varier la largeur de la grille inductive de la cellule [2] ou encore d'incorporer des diodes varicap dans la grille capacitive entre deux bandes métalliques adjacentes dans le but de créer localement une variation de phase en fonction de la fréquence, nous utilisons des circuits non-Foster pour obtenir cette variation de phase. Une inductance positive est insérée sur la grille inductive pour réaliser une antenne reconfigurable en fréquence.

La structure de la cellule élémentaire proposée pour la métasurface sub-longueur d'onde est montrée sur la Fig. 4.2.1. Elle est composée d'une grille capacitive composée de deux patchs métalliques, d'une grille inductive composée de deux bandes

métalliques. Ces dernières ne sont là que pour qu'on puisse y insérer l'inductance positive variable en rouge. La hauteur  $h$  du substrat FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ) est 10mm. Pour une onde polarisée horizontalement et une incidence normale, la cellule élémentaire est entourée d'une boîte de simulation avec du PEC sur les deux faces opposées et du PMC sur les deux autres faces opposées. Ces conditions de limites constituent un guide d'ondes TEM avec la cellule élémentaire à son extrémité.

Cette cellule, compte tenu de ces dimensions, ne fonctionne pas dans la bande VHF.

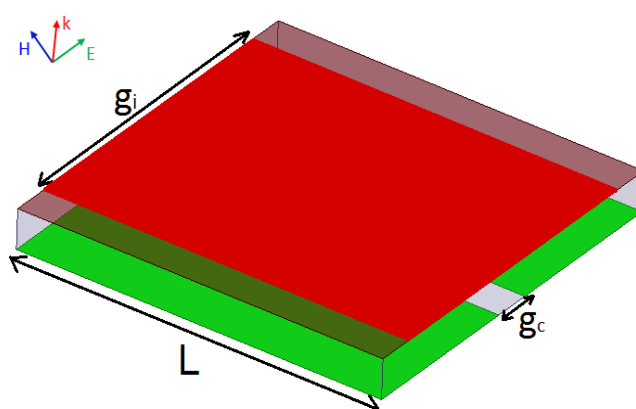


FIGURE 4.2.1 – Cellule élémentaire de la métasurface proposée pour réaliser la cavité avec l'inductance variable en rouge

### 4.2.1 Métasurface au point de vue circuit électronique

La cellule élémentaire est constituée des plaques métalliques qui, si leurs dimensions sont suffisamment petites devant la longueur d'onde d'opération (600mm), peuvent être assimilées à un circuit LC parallèle [41]. Le champ électrique  $E$  concentré au niveau du gap dû à l'onde incidente crée des charges qui s'accumulent aux extrémités des plaques et cela apparaît comme une capacité. Quand ces charges traversent le substrat et rencontrent une autre plaque métallique cela se présente comme une inductance. Le modèle de circuit équivalent obtenu est montré sur la Fig. 4.2.2a.

Avec  $L_0$  et  $C_0$  les valeurs intrinsèques de la cellule. Et donc l'impédance de la cellule seule est égale à l'impédance du circuit LC parallèle résonant :

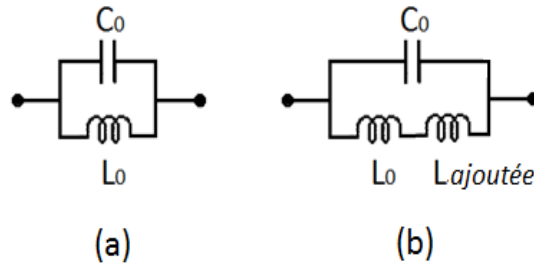


FIGURE 4.2.2 – Circuit LC parallèle équivalent à : (a) une cellule seule ; (b) la cellule chargée avec une inductance

$$Z_{cel} = \frac{j\omega L_0}{1 - \omega^2 L_0 C_0} \quad (4.2.1)$$

Cette impédance est très élevée aux alentours de la fréquence de résonance  $\omega_0$  donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (4.2.2)$$

En insérant une inductance positive entre les deux plaques métalliques de la grille inductive, on augmente la valeur de l'inductance et on garde fixe la capacité intrinsèque  $C_0$ . La fréquence de résonance se décale alors vers une plus basse fréquence. Le circuit équivalent est montré sur la Fig. 4.2.2b. La fréquence de résonance devient :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_0 + L_{ajoutée}) C_0}} \quad (4.2.3)$$

## 4.2.2 Résultats de simulation

### 4.2.2.1 Cellule chargée par une inductance positive

Dans un premier temps, la cellule de métasurface est chargée par une inductance active insérée entre les deux plaques métalliques de la grille inductive en utilisant un rectangle où est appliquée la condition LumpedRLC qui permet dans HFSS Ansys d'insérer des composants dans une structure. La structure individuelle simulée fait  $100 \times 100 \text{ mm}^2$ , les deux plaques métalliques de la grille capacitive font chacune  $45 \times 100 \text{ mm}^2$  avec un gap de 10 mm entre elles. La grille inductive est constituée de



deux plaques métalliques de  $10 \times 100 \text{ mm}^2$  chacune avec un gap de 80mm entre elles pour insérer l'inductance variable. Les deux grilles sont séparées par un substrat (FR4) de 10mm de hauteur. Les résultats de simulation de cette structure avec une variation de la valeur d'inductance sont montrés sur les Fig. 4.2.3 et 4.2.4.

On remarque que quand on la valeur d'inductance augmente, la fréquence de résonance de la cellule chargée diminue en fréquence. Ce qui était prévisible compte tenu du fait que c'est une structure résonante et que la fréquence de résonance est donnée par l'équation (4.2.3).

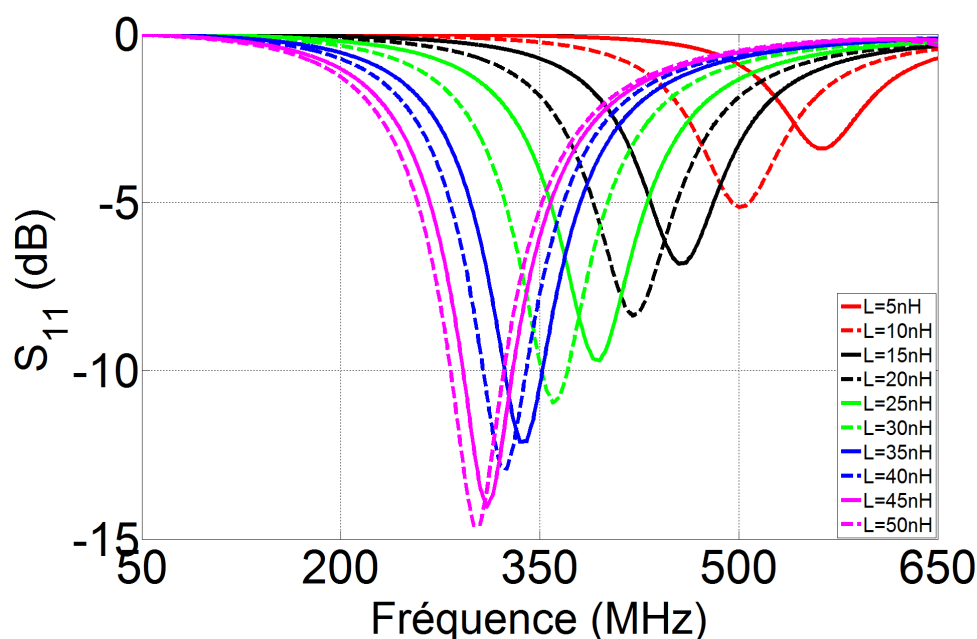


FIGURE 4.2.3 – Coefficient de réflexion simulé de la cellule élémentaire avec variation de l'inductance positive

Du fait de son comportement en circuit LC parallèle résonant, la phase de réflexion de la cellule varie de  $+180^\circ$  à  $-180^\circ$  comme on le voit sur la Fig. 4.2.4. Les fréquences de résonances correspondent à des phases égales à  $0^\circ$ .

La variation de phase en fonction de la valeur d'inductance est intéressante dans la mesure où pour une fréquence donnée, on a plusieurs valeurs de phase. Si on prend par exemple plusieurs fréquences (250 MHz, 350 MHz, 450 MHz et 500 MHz), la Fig. 4.5 montre la variation de la phase entre  $+180^\circ$  et  $-180^\circ$  à 450MHz et légèrement moins pour les autres fréquences considérées en fonction de la valeur de l'inductance ajoutée. Ceci permet comme on le verra plus bas de réaliser une antenne à cavité reconfigurable en fréquence et un dépointage de faisceau utilisant une métasurface à inductance non-Foster variable.

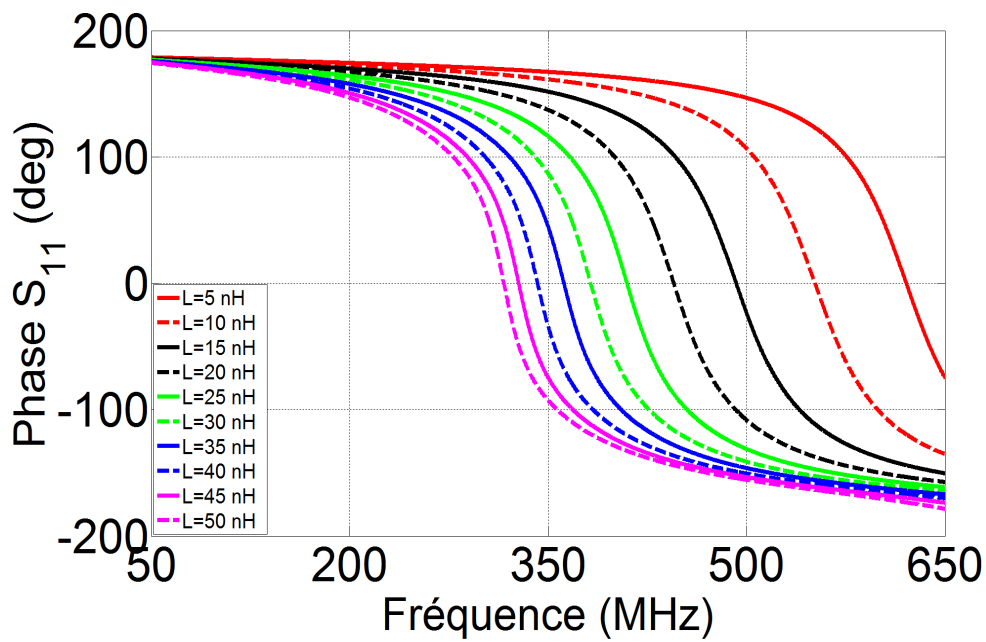


FIGURE 4.2.4 – Variation de phase du coefficient de réflexion avec la variation de l'inductance positive

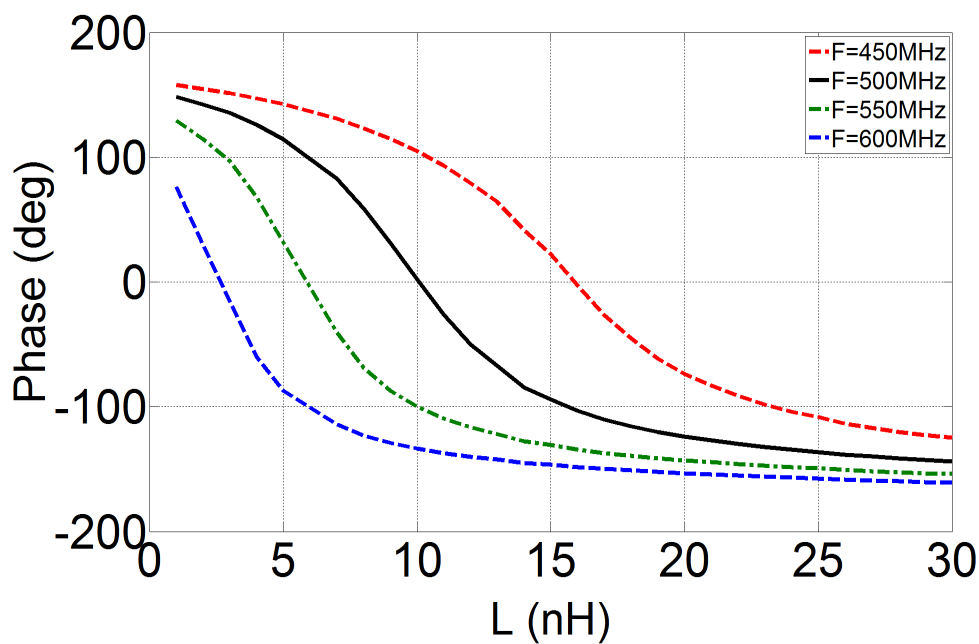


FIGURE 4.2.5 – Variation de la phase en fonction de l'inductance ajoutée pour différentes fréquences

## 4.3 Simulation et fabrication des inductances non-Foster

Comme on l'a vu dans les chapitres précédents, les circuits non-Foster ont démontré leur efficacité avec les applications large bande. Ce qui fait qu'il serait intéressant de tester leurs propriétés sur des métamatériaux dont les bandes passantes souffrent d'une certaine étroitesse. Pour ce faire nous allons voir comment se comportent la métasurface lorsqu'elle est active c'est-à-dire chargée avec des circuits non-Foster sous la forme d'une inductance positive.

Dans les chapitres 2 et 3 nous avons vu comment obtenir une inductance  $L$  et une capacité  $C$  en série pour adapter activement une antenne monopôle en utilisant un OCS de Linvill, ensuite comment obtenir une capacité négative avec un SCS de Linvill. Dans les sous-sections suivantes nous allons voir comment fabriquer une inductance négative et une inductance positive variables. Contrairement aux chapitres précédents où on a utilisé des modèles de NIC de Linvill, les inductances dessinées dans ce chapitre sont basées sur un modèle de NII de Nagata [113].

### 4.3.1 Conception d'une inductance négative fixe

#### 4.3.1.1 Inductance négative fixe

L'inductance négative à synthétiser ici est basé sur un NII de base proposé par Nagata [113] montré sur la Fig. 4.3.1. Il est utilisé comme un inverseur d'impédance simple et offre une bonne linéarité et une bonne stabilité en simulation sur la bande de fréquence qui nous intéresse (50 MHz à 1000 MHz). Il a été adopté parce qu'il convient, comme on le montrera par la suite, à la mise en cascade pour l'obtention de l'inductance positive variable.

Le circuit réalisé pour l'inductance négative utilise toujours deux transistors haute fréquence (BFR92P) couplés pour donner une boucle de rétroaction positive. Une capacité est utilisée comme charge entre les deux émetteurs des deux transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  et l'inductance négative est variable avec la variation de la résistance  $R_1$ . En effet ce type de NII est un inverseur de courant. Le schéma petit-signal de la Fig. 4.3.2 permet de déterminer le coefficient d'inversion du NII. Si on considère les transistors idéaux (gain en courant en base commune égal à 1), le courant de base est nul, donc le courant  $i$  sur la Fig. 4.3.2 résultant de la tension appliquée entre les ports 1 et 2 traverse la résistance  $R_2$ . La tension à ses bornes est alors  $-R_2 i = -R_1 i$  entre le point P et la masse. Cette tension est égale à la tension aux bornes de la résistance  $R_1$  puisque la tension base-émetteur  $v_{be}$  est nulle. On a alors :

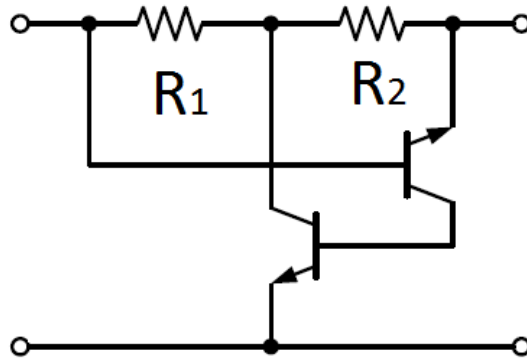


FIGURE 4.3.1 – Modèle de NIC proposé par Nagata

$$R_1 (i_{c2} + i) = -R_2 i \quad (4.3.1)$$

Aussi

$$V = Z_L i \quad (4.3.2)$$

Comme le gain en courant en base commune du transistor  $Q_1$  égal à 1, alors le courant qui circule dans le circuit est :

$$I = i + i_{C2} \quad (4.3.3)$$

D'où l'impédance  $Z_{in}$  du circuit est :

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = -\frac{R_1}{R_2 Z_L} \quad (4.3.4)$$

Le schéma complet du circuit donnant une inductance négative  $-L_{neg}$  est montré sur la Fig. 4.3.3. Les composants  $R_{para}$  et  $C_{para}$  représentent les éléments parasites des composants et sont inclus seulement dans la simulation. Les autres composants jouent le rôle de polarisation des transistors mais aussi permettent la réduction du gain de boucle pour la stabilité. L'inductance négative est obtenue en inversant la capacité  $C_L$ .

Après les tests de stabilité sur le circuit qui ont montré une bonne stabilité sur la bande fréquence 50 MHz à 650 MHz, les résultats de simulation et de mesure pour une inductance négative  $-L_{neg} = -5$  nH est montré sur la Fig. 4.3.4. Cette valeur est obtenue avec une résistance  $R_1 = 80 \Omega$ . En simulation le circuit convertisseur d'impédance donne une valeur d'inductance constante sur toute la bande de fréquence considérée (50 – 650 MHz). Cette bande s'est considérablement réduite

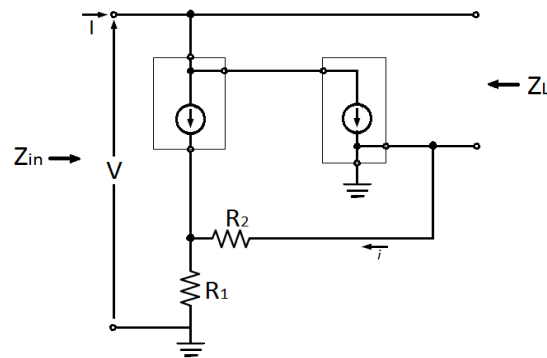


FIGURE 4.3.2 – Circuit NIC utilisé en prenant en compte le modèle petit-signal des transistors bipolaires idéaux

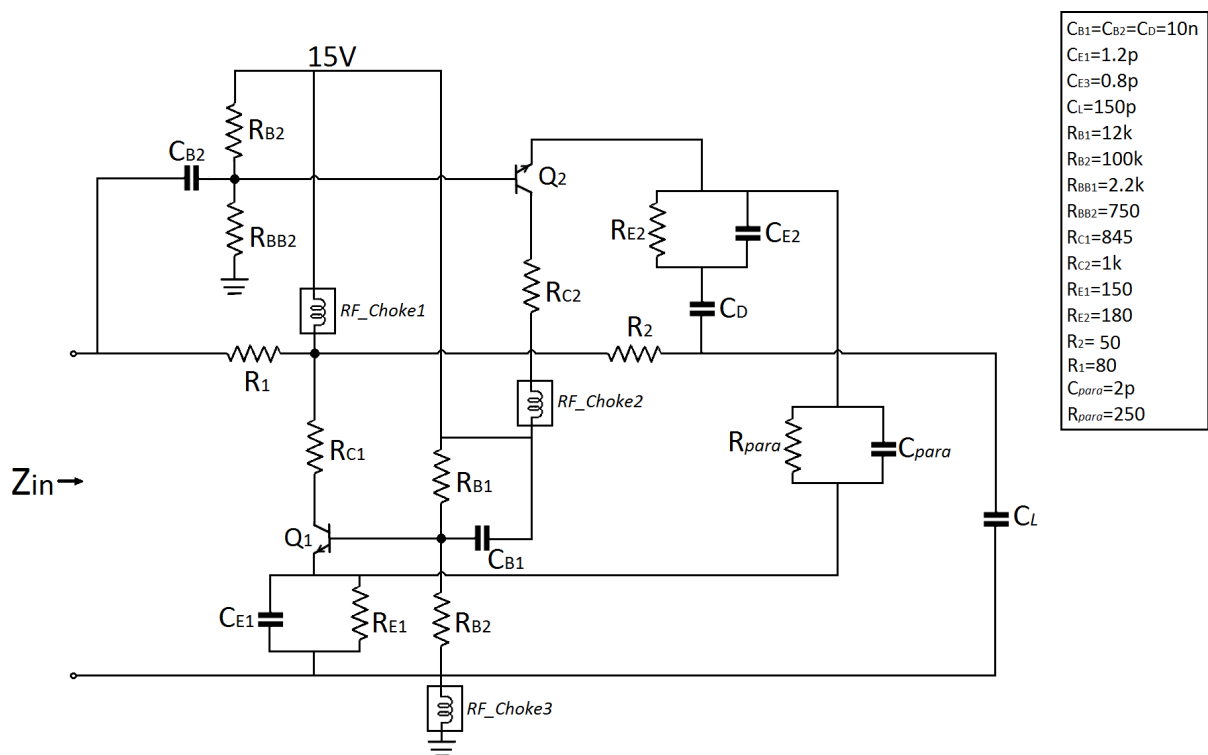


FIGURE 4.3.3 – Circuit complet avec la polarisation des transistors donnant l'inductance négative

en mesure (180 – 275 MHz). Ceci est dû à la polarisation du circuit qui est très sensible aux variations de valeurs surtout en basses fréquences. Et en fabrication, la tolérance des composants a été choisie le plus petit possible enfin que l'impact ne soit pas trop fort.

La tension d'alimentation du circuit est de 15V. Le circuit n'est pas très sensible à la valeur de la tension de polarisation quand celle-ci est comprise entre 10V et 30V. Par contre pour une valeur de tension de 5V, les valeurs des composants du circuit de polarisation n'étant pas été calculées pour cette valeur de tension, le gain de boucle devient important. Et si l'on diminue encore la tension le circuit ne réalisera plus l'inversion d'impédance.

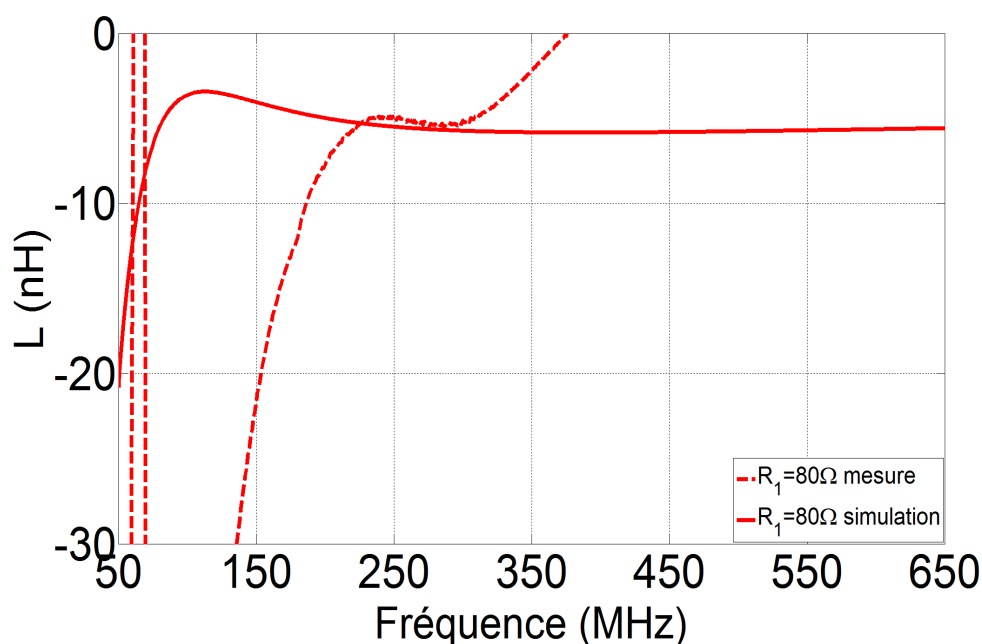


FIGURE 4.3.4 – Inductance négatives de -5 nH simulée et mesurée en fonction de la fréquence

#### 4.3.1.2 Inductance négative variable

Une inductance négative variable est obtenue en variant le coefficient d'inversion  $K = \frac{R_1}{R_2}$ . Dans notre circuit la valeur de  $R_2$  est gardée fixe et on fait varier la valeur de  $R_1$ . Les valeurs d'inductance négative simulées et mesurées sont montrées sur la Fig. 4.3.5. Nous avons aussi noté que les pertes varient aussi avec la variation de  $R_1$ . En simulation, les valeurs d'inductance négative sont stables en fréquence sauf en très basses fréquences où les *RF\_Choke* n'opèrent pas. Cependant en mesure la bande de fréquence où on obtient les inductances négatives est très

faible. Et les valeurs obtenues ne sont pas fixes en fonction de la fréquence. Et comme dans le cas de l'inductance fixe les valeurs d'inductances mesurées sont très limitées en bande passante. En plus des variations des composants du circuit de polarisation, en augmentant la valeur de la résistance  $R_1$ , les pertes résistives du circuit augmentent donnant ainsi des résultats de mesure assez éloignés de ceux de la simulation.

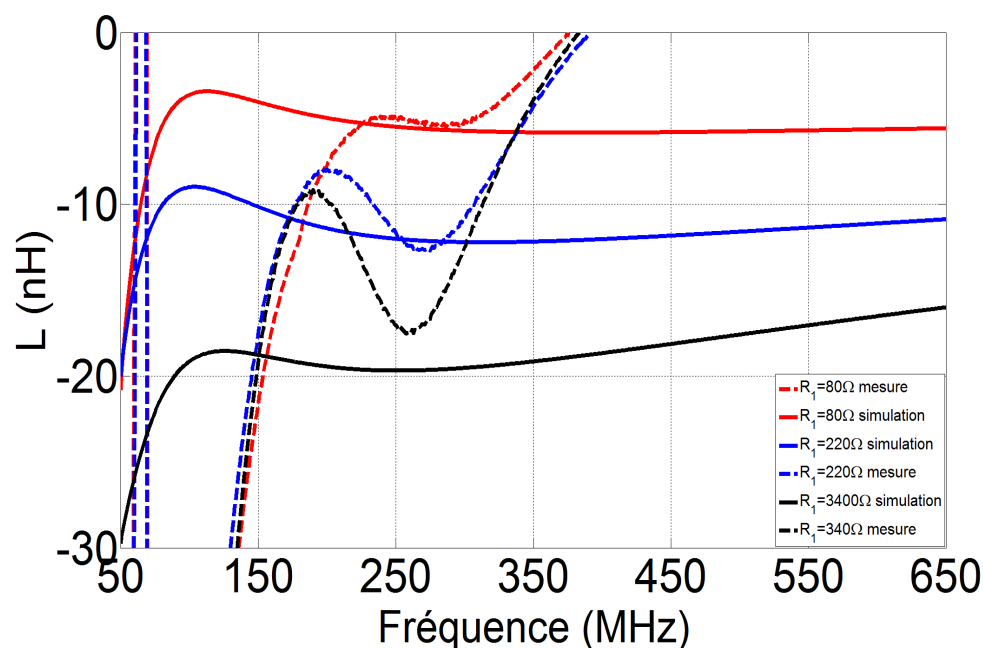


FIGURE 4.3.5 – Inductances négatives simulées et mesurées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du coefficient d'inversion

Une autre solution pour obtenir une inductance variable serait d'utiliser une diode varicap pour faire varier la valeur de la capacité de charge. Mais dans ce cas aussi même si les diodes varicap sont polarisées en inverse, les pertes varieront en fonction de la tension variable et peuvent devenir très importantes avec de grandes valeurs de tension. Donc, une impédance non-Foster variable ne doit pas non seulement tenir compte de la réactance, mais aussi doit avoir une technique de compensation des pertes variables. Ces pertes sont dans le cas d'une capacité négative, la transconductance  $G$  que l'on avait mis en évidence dans le chapitre 3 lors de la réalisation de la capacité négative. Et pour les inductances négatives et positives, elles sont représentées par la partie réelle de l'impédance  $Z_{in}$  du circuit (Fig. 4.3.2).

### 4.3.2 Inductance positive non-Foster

Tous les circuits non-Foster étudiés depuis le début de ce chapitre mais aussi dans d'autres travaux ont permis de convertir une impédance (ou admittance) en une impédance (ou admittance) négative. Cependant, pour les besoins de notre SPR, il est intéressant de faire varier une inductance positive pour élargir la bande de fréquence mais aussi pour faire le fonctionner aux fréquences VHF. L'idée nous est alors venue d'utiliser les convertisseurs d'impédances pour fabriquer une inductance positive variable afin de pouvoir l'insérer dans le gap de la grille inductive entre les deux pistes de métal. A notre connaissance aucune étude n'a été effectuée dans ce sens. Sussman-Fort [55] a proposé la mise en cascade de NIC pour construire un gyrateur. A partir de là, nous avons développé un circuit qui permet d'obtenir une inductance positive et toujours en faisant varier la valeur du coefficient d'inversion, on a une variation de l'inductance positive. L'avantage de fabriquer une inductance variable est qu'on peut changer électroniquement sa valeur.

Le principe est de mettre en cascade deux NICs et ainsi effectuer une double inversion. Le schéma de principe est montré sur la Fig. 4.3.6. En mettant une impédance de charge représentée par  $Z_5$  et dans notre cas par une capacité  $C_L$ , elle est convertie une première fois et donne l'impédance  $Z_a$  qui est l'impédance inverse multiplié par le coefficient d'inversion donné par :

$$K_1 = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (4.3.5)$$

Et donc l'expression de l'impédance  $Z_a$  est :

$$Z_a = -\frac{Z_3}{Z_4 Z_5} \quad (4.3.6)$$

Cette impédance négative  $Z_a$  constitue ensuite l'impédance de charge et sera à son tour convertie en une impédance positive :

$$Z_{in} = -K_2 Z_a \quad (4.3.7)$$

Avec

$$K_2 = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (4.3.8)$$

Le coefficient de conversion total est alors :

$$K = K_1 K_2 \quad (4.3.9)$$

Donc, en remplaçant  $Z_a$  par sa valeur dans l'équation (4.3.7) on a :

$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4 Z_5} \quad (4.3.10)$$



Dans le cas qui nous intéresse  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  et  $Z_4$  par respectivement  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$ .

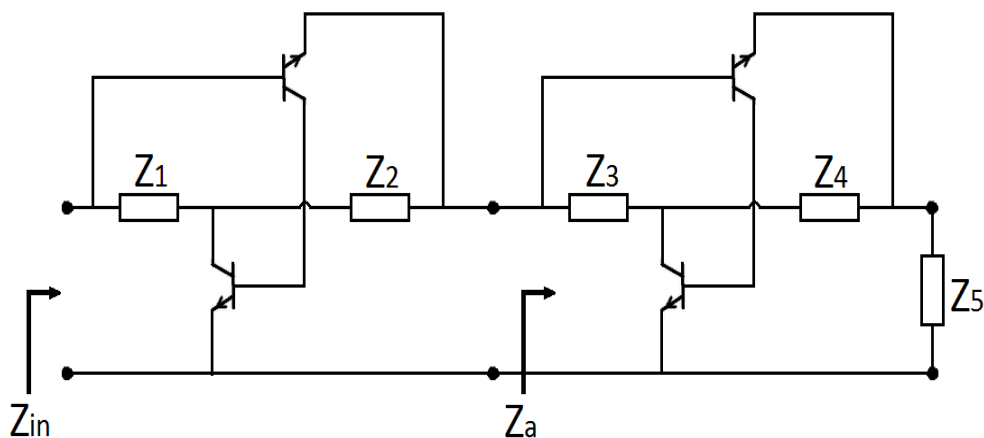


FIGURE 4.3.6 – Schéma de principe d'un convertisseur d'impédance généralisé obtenu par la mise en cascade de deux NICs

La difficulté avec ce circuit est de polariser le deuxième NIC qui a comme charge une impédance négative avec la première inversion. Les circuits que l'on a fabriqués jusqu'ici utilisaient une impédance positive que l'on convertissait en une impédance négative. Donc il a fallu trouver la polarisation du NIC séparément en mettant comme charge une charge négative. Ce qu'il faut prendre en compte est que les éléments du circuit de polarisation des transistors jouent aussi un rôle dans la stabilité du circuit convertisseur d'impédance et il est important de bien choisir les éléments qui le constituent.

Comme avec l'inductance négative, la variation de l'inductance positive est obtenue avec la variation de  $R_1$ . Elle est montrée sur la Fig. 4.3.8 où on a une comparaison entre les valeurs d'inductances simulées et celles obtenues en mesure.

Les valeurs d'inductance simulées sont fixes en fonction de la fréquence pour les valeurs 5 et 10 nH sur la bande de fréquence considérée (50MHz - 650MHz). Cette bande de fréquence se réduit avec la valeur d'inductance de 15 nH correspondant à  $R_1=150\Omega$ . Ceci est dû aux pertes qui augmentent dans le circuit. En mesure les résultats obtenus sont très éloignés de la simulation. Les circuits non-Foster étant très sensibles à la valeur de l'impédance à convertir, une petite variation de l'impédance de sortie du premier inverseur qui sera convertie par le deuxième provoquera un grand écart dans les résultats. Ce qui explique le décalage et la réduction de la bande de fréquence sur les résultats de mesure de la Fig. 4.3.8.

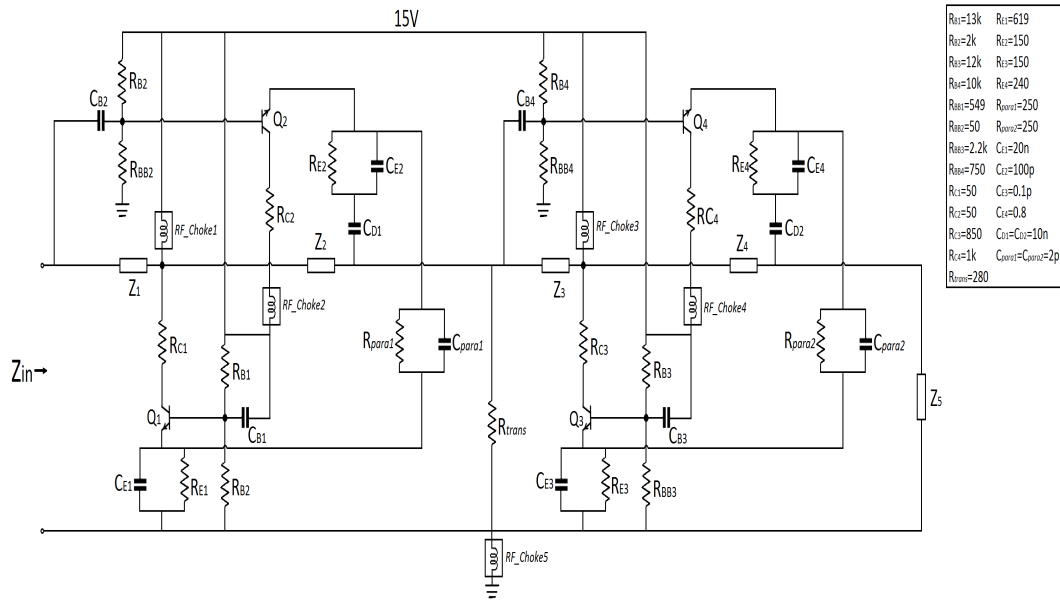


FIGURE 4.3.7 – Circuit complet avec la polarisation des transistors donnant l’inductance positive

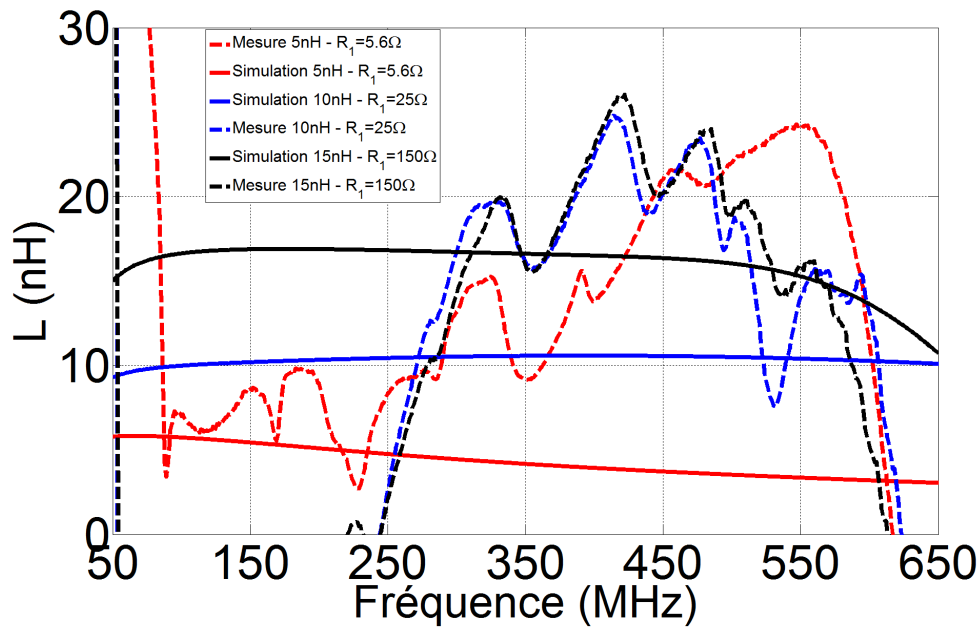


FIGURE 4.3.8 – Inductances positives simulées et mesurées en fonction de la fréquence

## 4.4 Utilisation de la métasurface chargée avec des circuits non-Foster comme SPR pour antenne à cavité de type Fabry-Pérot – Simulation

### 4.4.1 Principe de fonctionnement des antennes à cavité Fabry-Pérot

Une antenne cavité est formée par une source d'alimentation placée entre deux surfaces réfléchives comme sur la Fig. 4.4.1. Deux modèles de cavités sont présentés sur la figure. Le premier modèle est constitué d'une surface réfléchive parfaitement conductrice (PEC) se comportant comme un plan de masse conventionnel pour l'antenne patch qui est la source d'alimentation et une métasurface utilisée comme SPR. Il est montré sur la Fig. 4.4.1a. L'antenne source est placée entre les deux réflecteurs séparés par une distance  $h$ . L'autre modèle montré sur la Fig. 4.4.1b avec toujours une antenne source entre deux réflecteurs mais à la différence du premier modèle, le second utilise une surface haute impédance (SHI) à la place du PEC. Pour notre travail nous utiliserons le modèle présenté sur la Fig. 4.4.1a. Le changement de phase sur ce modèle est introduit par les deux réflecteurs et aussi par la longueur du chemin de l'onde se propageant dans la cavité, une résonance est obtenue lorsque les ondes réfléchies sont en phase après un aller-retour dans la cavité. La condition de résonance, pour les ondes qui se propagent verticalement, peut alors être écrite sous la forme :

$$h + t\sqrt{\varepsilon_r} = (\psi_{SPR} + \psi_r) \frac{\lambda}{4\pi} \pm N \frac{\lambda}{2} \quad (4.4.1)$$

$\psi_{SPR}$  la phase de réflexion de la SPR,  $\psi_r$  la phase de réflexion du plan de masse de la source primaire,  $\varepsilon_r$  la permittivité relative du substrat supportant la source primaire et  $t$  l'épaisseur de ce même substrat.  $N$  est un nombre entier désignant le mode électromagnétique de la cavité. Si  $h$  et l'épaisseur du substrat  $t$  sont fixes, la longueur d'onde de résonance est déterminée par la somme des phases de réflexion  $\psi_{SPR} + \psi_r$  pour  $N$  fixe. A l'inverse, pour une longueur d'onde donnée, la distance entre les deux réflecteurs  $h$  peut être minimisée en réduisant le changement de phase total  $\psi_{SPR} + \psi_r$ . D'où l'intérêt d'utiliser une métasurface. Son comportement en circuit LC et donc la variation de sa phase de réflexion de  $+180^\circ$  à  $-180^\circ$  permet en choisissant la fréquence désirée au-dessus de la résonance de la métasurface où la phase de réflexion est négative, la somme  $\psi_{SPR} + \psi_r$  peut-être petite aboutissant à de faibles épaisseurs de cavités.

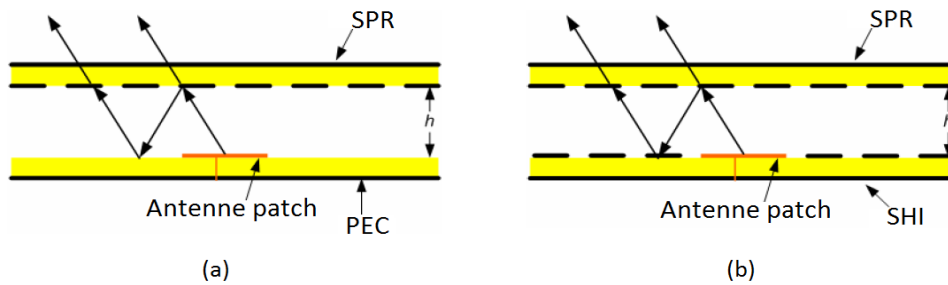


FIGURE 4.4.1 – Modèles d’antennes à cavité de type Fabry-Pérot avec une cavité constituée par : (a) un plan de masse PEC et une métasurface comme SPR et (b) un AMC et une métasurface comme SPR.

#### 4.4.2 Métasurfaces actives large bande en simulation

Les métasurfaces ont généré beaucoup d’intérêt ces dernières années en raison de leurs propriétés particulières. Cependant une métasurface fonctionnant en basses fréquences (VHF) a des cellules de dimensions très grandes, typiquement de l’ordre de  $\lambda/10$ . A 100 MHz par exemple les dimensions latérales des cellules sont de l’ordre de 30cm. Le fait d’inclure des inductances positives variables devrait permettre de réaliser des métasurfaces avec des cellules plus petites et de les faire fonctionner ainsi à basses fréquences avec une taille de cellule raisonnable. Comme on l’a vu sur la Fig. 4.2.3 avec la même cellule, on peut balayer une large bande de fréquence en augmentant la valeur d’inductance positive. Et cette simulation est possible avec des dimensions de cellules plus petites. Les antennes déjà conçues dans l’équipe CRIME ne permettaient pas de descendre aussi bas en fréquence car utilisant des techniques qui présentent des contraintes en taille. C’est le cas des métasurfaces chargées avec les varactors. Quand on sait que les valeurs de capacités disponibles avec des varactors sont limitées (quelques dixièmes de pF à quelques dizaines de pF), les métasurfaces où elles sont incluses ne peuvent pas descendre très bas en fréquence. Car l’utilisation de grandes valeurs de capacités  $C$  n’est pas très appropriée à cause leur facteur de qualité  $Q$  élevé qui s’accompagne d’importantes pertes et donc de la réduction de la bande passante et de l’efficacité de rayonnement de l’antenne.

Par contre en combinant une variation de l’inductance positive à une variation de la capacité sur la grille capacitive, on arrive à faire fonctionner la métasurface aux fréquences VHF (150 MHz typiquement). En effet, une simulation de la cellule de dimension  $100 \times 100 \text{ mm}^2$  avec une capacité variable sur la grille inductive et une variation de l’inductance positive sur la grille inductive a permis de descendre très bas en fréquence. On peut le voir sur la Fig. 4.4.2a où la valeur de la capacité est  $C = 30 \text{ pF}$  et la valeur de l’inductance variable entre 5 et 50 nH. Cette simulation

montre aussi la nature large bande de la structure avec la variation simultanée de l'inductance positive et celle de la capacité. La Fig. 4.4.2b montre la simulation effectuée avec une valeur de  $C = 0$  pF. Donc avec une variation de la capacité  $C$  entre 0 et 30 pF et l'inductance  $L$  entre 5 et 50 nH, on couvre une bande de fréquence de 500 MHz. Ce qui est intéressant car les matématériaux ont des bandes de fréquence très étroites.

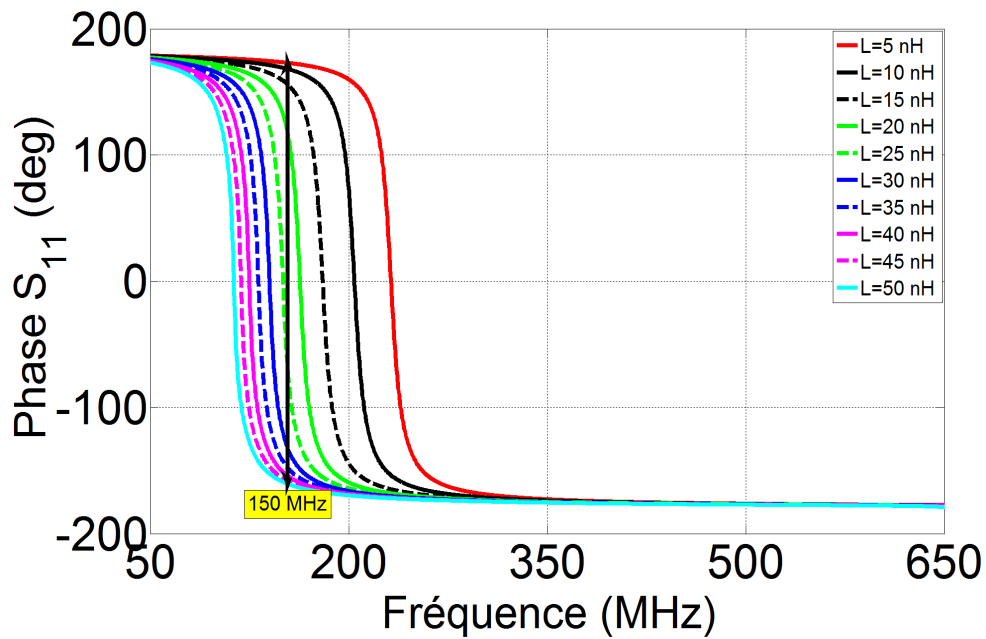
Cependant, comme c'est une simulation, cette ultra large bande est théorique. L'introduction des éléments actifs pourrait réduire cette bande de fréquence.

### 4.4.3 Performances simulées de l'antenne à cavité Fabry-Pérot

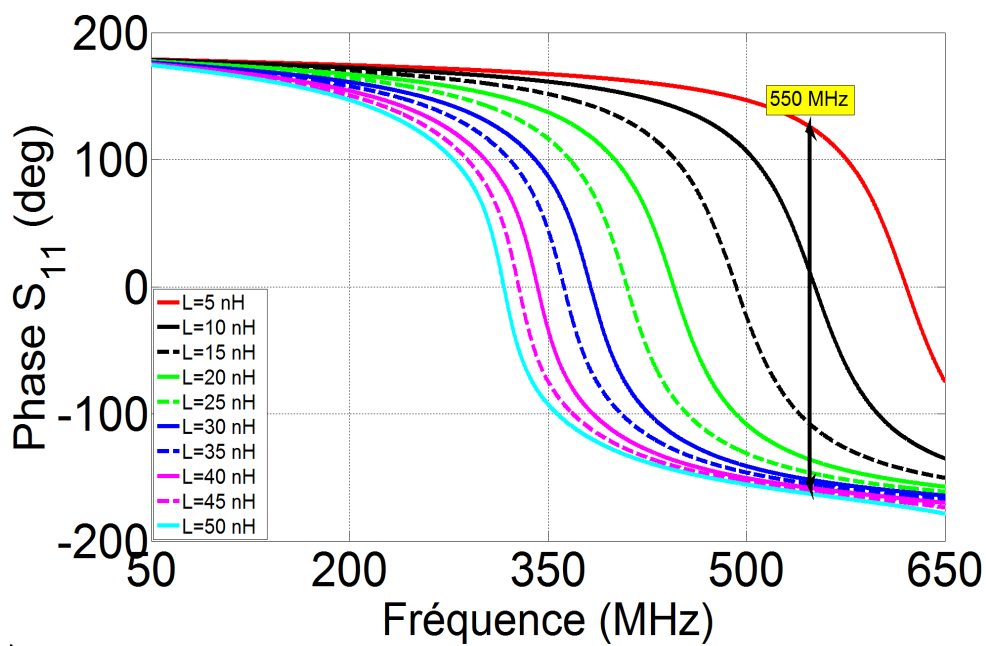
Pour démontrer les capacités de la métasurface active, nous avons simulé une antenne à cavité comportant une métasurface incorporant des inductances positives variable. La simulation de cette antenne a été effectuée en utilisant la cellule simulée plus haut pour constituer la SPR. Elle est présentée sur la Fig. 4.4.3. Elle est composée du plan de masse métallique de l'antenne patch et la SPR est placée à une distance  $h_{\text{air}}$ . La SPR étant constituée par un nombre défini de cellules individuelles. La Fig. 4.4.4a montre une vue de profil de l'antenne simulée avec HFSS. Les dimensions latérales de la surface partiellement réfléchissante sont données sur la Fig. 4.4.4 et sont  $1600 \times 500 \text{ mm}^2$  correspondant à  $3\lambda \times 1\lambda$  à 550 MHz. On a choisi d'effectuer la simulation de la métasurface à cette fréquence car les valeurs d'inductance utilisées ne pas sont très élevées (20 nH pour la plus grande valeur) et à cette fréquence on a une grande plage de variation de phase avec les valeurs d'inductance utilisées dans la simulation. On pourrait descendre plus bas en fréquence en augmentant la valeur des inductances et de capacités nécessaires.

L'antenne patch sur la Fig. 4.4.4b alimentée par un câble coaxial constitue la source primaire. La métasurface est composée de 16 par 5 cellules chargées chacune par une valeur d'inductance positive correspondant à une valeur de phase bien définie. La variation de phase sur la Fig. 4.4.5a est celle que l'on a le long de la SPR. Une fois la valeur de phase connue, la valeur de l'inductance correspondante est déterminée sur la courbe de variation de phase de la Fig. 4.4.5b. Cette variation est réalisée seulement au milieu de la SPR comme il a été montré qu'une seule source dans une cavité sub-longueur d'onde éclaire principalement la zone centrale [114, 115]. Les pointillés sur la Fig. 4.4.6 délimitent la zone centrale avec les valeurs d'inductance nécessaires et les valeurs de phase de réflexion correspondantes de la métasurface seule.

Le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne montre une déviation  $\theta_m = 45^\circ$  dans le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ) à 450MHz. Il est montré sur la Fig. 4.4.7. La Fig. 4.4.7a montre le faisceau de rayonnement dévié de  $45^\circ$  dans le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ) en 3D avec les valeurs de directivité obtenues en simulation. Tandis que la Fig. 4.4.7b met en évidence cette déviation du faisceau de rayonnement de l'antenne cavité



a)



b)

FIGURE 4.4.2 – Variation de phase du coefficient de réflexion avec la variation de :  
 a) l'inductance positive  $L$  entre 5 et 50 nH et la capacité  $C = 0$  pF ;  
 b) la capacité positive  $C = 30$  pF et  $L$  entre 5 et 50 nH.

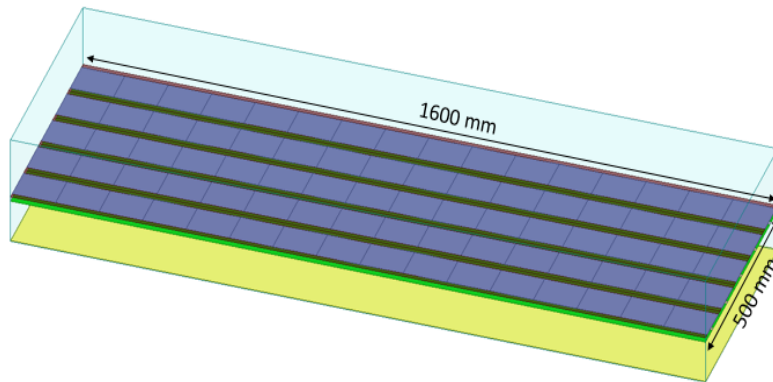


FIGURE 4.4.3 – Antenne à cavité SPR comme métasurface à phase variable composée d'inductance variable localement et de capacité fixe

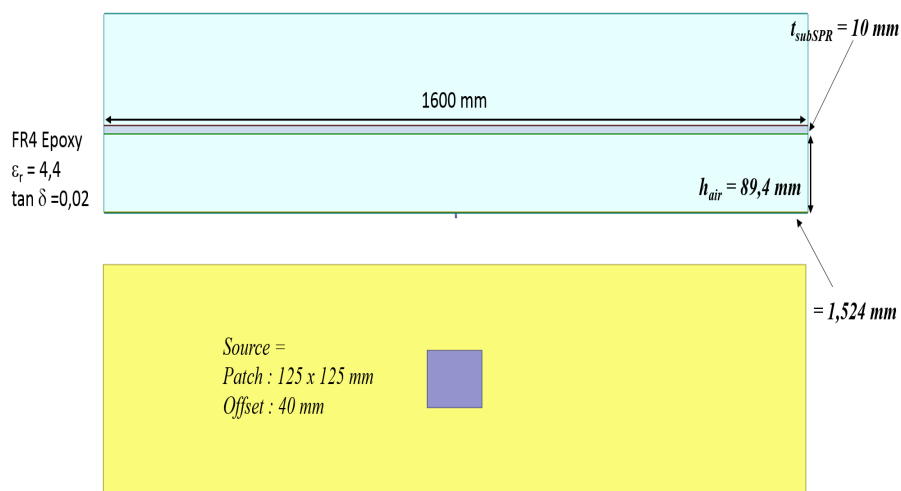


FIGURE 4.4.4 – Antenne cavité vue de profil ; (a) variation de phase de réflexion de la métasurface en fonction de la distance, (b) vue de profil de l'antenne cavité avec les caractéristiques, (c) antenne patch comme source primaire

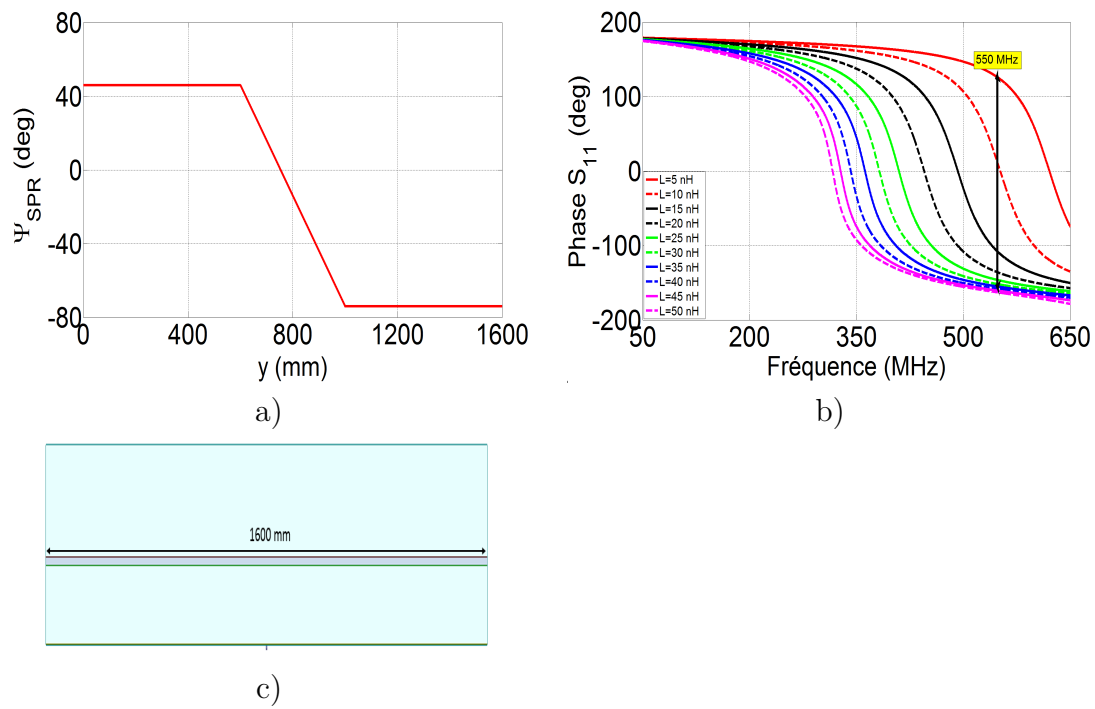


FIGURE 4.4.5 – Variation de phase le long de la SPR; b) la variation de phase de réflexion de la métasurface en fonction de la fréquence et c) Antenne

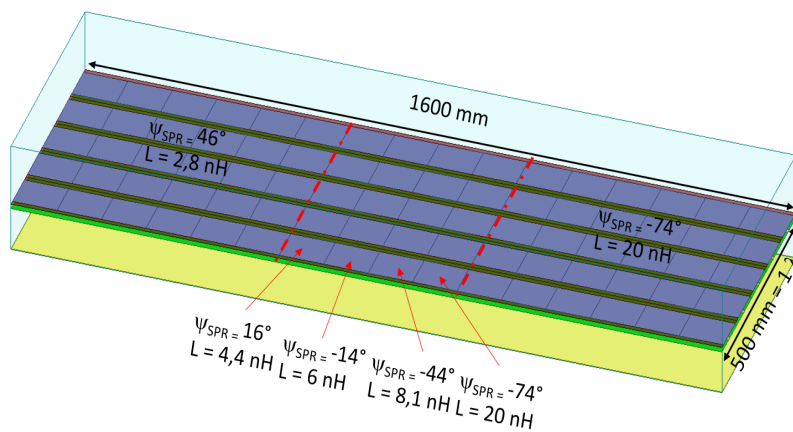


FIGURE 4.4.6 – Antenne à cavité avec la variation de phase sur la zone centrale



par rapport au rayonnement de l'antenne patch simple prise comme source. Cet angle de déviation du diagramme est calculé en utilisant l'équation (4.4.2) utilisée pour calculer le déphasage entre éléments rayonnants dans les réseaux d'antennes.

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{\lambda}d_E\sin\theta_m \quad (4.4.2)$$

En l'appliquant à notre antenne cavité, un angle  $\theta_m = 33^\circ$  est obtenu avec un gradient de phase de  $\Delta_{SPR} = -30^\circ$ . Cette différence s'explique par le fait que le gradient appliqué n'est pas uniforme sur toute la métasurface, il est juste appliqué sur les cellules du milieu. De plus amples études seront menées sur ce sujet.

La variation de la valeur d'inductance sur la métasurface permet non seulement d'avoir une antenne reconfigurable en fréquence c'est-à-dire que pour différentes fréquences on obtient le même faisceau de rayonnement mais aussi permet le dépointage du faisceau pour une seule fréquence c'est-à-dire que pour une fréquence on peut faire pointer le faisceau dans une direction donnée en appliquant différentes valeurs de gradient de phase.

## 4.5 Conclusion

Pour résumer ce chapitre, nous avons introduit l'utilisation des circuits non-Foster sur une métasurface l'utilisant comme une SPR. Et un dépointage de faisceau a été mis en évidence avec une antenne cavités utilisant cette SPR

Ce chapitre a été aussi l'occasion de concevoir des inductances négatives mais aussi d'utiliser les convertisseurs d'impédance pour obtenir une impédance positive contrairement à la fonction usuelle de conversion d'une impédance positive en une impédance négative. L'obtention de l'impédance positive a été possible grâce à la mise en cascade de deux convertisseurs assurant une double inversion.

Elle a permis de concevoir une antenne qui fonctionne à 450 MHz avec des structures assez petites en comparaison de la taille que ces structures peuvent avoir si on les conçoit pour un fonctionnement en basses fréquences sans inclusions d'éléments actifs. La simulation de la même cavité pour une plus basse fréquence de fonctionnement est en cours.

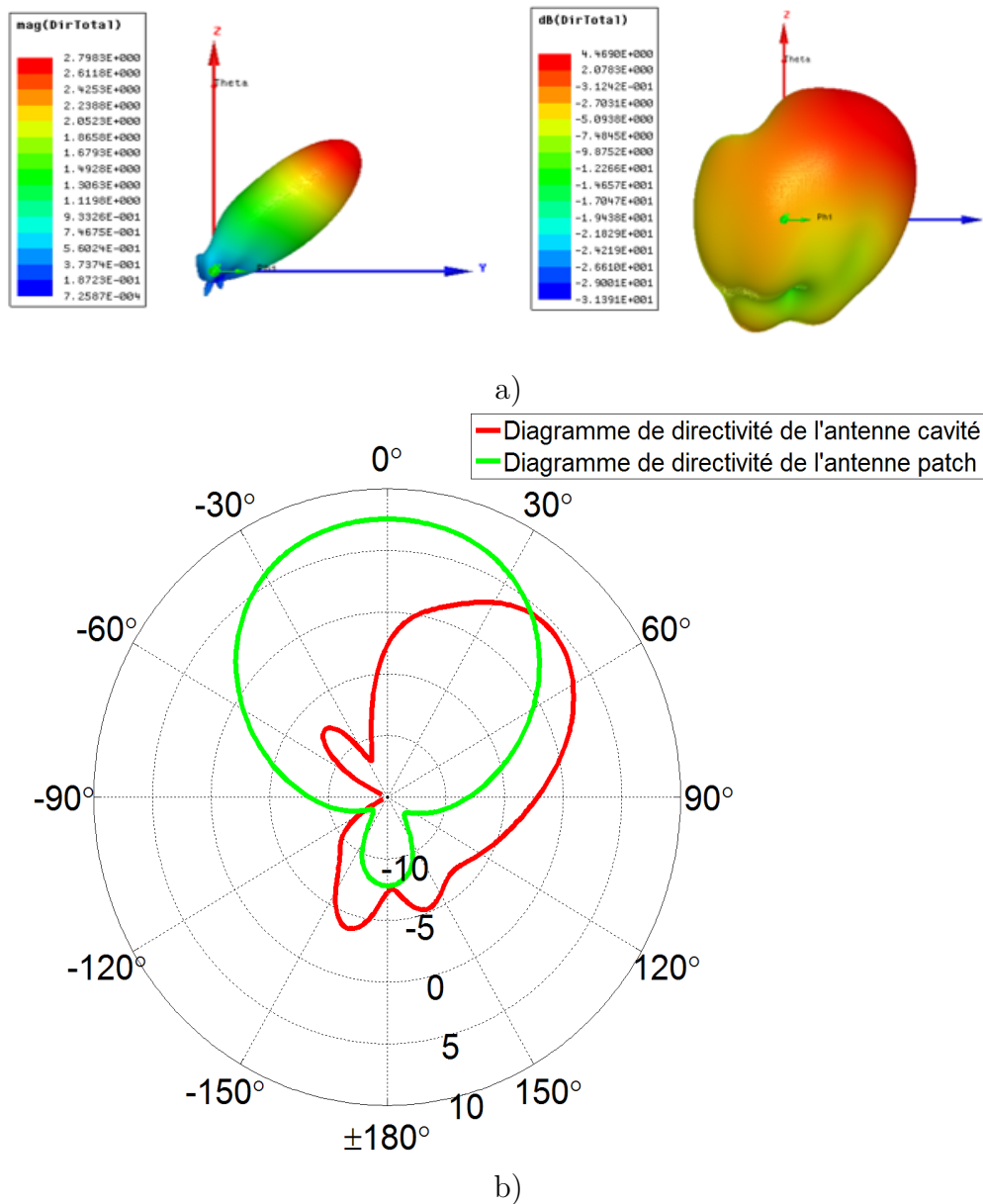


FIGURE 4.4.7 – Déviation de faisceau de rayonnement à  $45^\circ$  en simulation – a) Diagramme de directivité et les valeurs correspondantes ; b) Diagramme de directivité du patch seul et celui du patch placé dans la cavité constituant l'antenne à cavité



# Conclusion et perspectives

L'objectif de ces travaux effectués dans cette thèse était de présenter les avantages et les limitations des circuits non-Foster dans différentes applications telle les antennes miniatures, les lignes supraluminiques et les métasurfaces basses fréquence. Il a été l'occasion de montrer que les circuits non-Foster étaient fondamentalement différents des impédances passives raison pour laquelle, ils sont potentiellement capables de contourner certaines limitations de ces impédances passives.

Le chapitre 1 a permis d'exposer les caractéristiques des antennes électriquement petites et leurs limites. Ensuite il a introduit les bases du principe de fonctionnement des circuits Non-Foster.

Le chapitre 2 a exposé plus en détail l'adaptation et la miniaturisation d'antennes électriquement petites avec un circuit d'adaptation non-Foster. Il y a été montré qu'une antenne pouvait être miniaturisée grâce à un circuit non-Foster et que les limitations en termes de bande passante des antennes électriquement petites pouvaient être largement repoussées grâce aux circuits non-Foster. Il a montré les limites de cette approche dans la mesure où le rayonnement de ces antennes actives reste nettement plus faible que celui des antennes classiques. Mais ce handicap pouvait être surmonté à l'aide d'amplificateurs.

Le chapitre 3 a présenté une application intéressante des circuits non-Foster sur les lignes de transmission à savoir une propagation supraluminique avec une périodicité entre les éléments non-Foster. On a montré en simulation et expérimentalement que cette approche s'appliquait à la fois à la vitesse de phase mais également à la vitesse de groupe, et sur une bande de fréquence qui n'était pas négligeable.

Ceci a permis d'introduire dans le chapitre 4 l'utilisation des circuits non-Foster sur des métasurfaces actives basées sur des inductances actives à base de circuits non-Foster au prix cependant d'une complexification non négligeable de ces circuits.

Et toutes ces applications décrites dans ces chapitres nous ont permis de concevoir des circuits non-Foster avec des capacités négatives et des inductances négatives et positives.

La première perspective qu'il faudrait explorer avec ces circuits est leur intégra-

tion c'est-à-dire en faire des circuits intégrés car ils offrent d'énormes possibilités. Cette intégration passe par la compréhension de certains aspects comme la stabilité, le bruit et autres problèmes de non-linéarités. Il reste beaucoup d'études à faire dans ce domaine car l'intégration de ces circuits n'est pas complètement évidente.

Ensuite, d'autres applications des circuits non-Foster sont envisageables, en lien avec celles que nous avons développées dans cette thèse. Par exemple des métasurfaces de Huygens pourront aussi être conçues.

## Annexe A

# Rayonnement d'un dipôle miniature

Un dipôle très petit devant la longueur d'onde ( $L \ll \lambda$ ) est appelé dipôle de Hertz. Son rayonnement en champ lointain est donné par [116] :

$$H = \frac{1}{4\pi r} IL \sin(\theta) \exp(-ikr) \quad (\text{A.0.1})$$

$$E = \frac{Z_0}{4\pi r} IL \sin(\theta) \exp(-ikr) \quad (\text{A.0.2})$$

avec  $L$  est sa longueur et  $I$  le courant qui le parcourt.  
Cela donne une puissance rayonnée :

$$P = 40\pi^2 I^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{A.0.3})$$

Donc on voit que la puissance décroît en fonction de  $\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$

Application à notre antenne de 7 cm : Si on considère une fréquence de 125MHz, la longueur d'onde est 2,4m. Si le dipôle considéré a une longueur de 7cm sur un plan de masse il est équivalent à un dipôle dans le vide de 14cm. Comparé à 2,4m cela donne un facteur  $\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 0,0034$ . Ce qui correspond à une perte de puissance  $10 \log_{10}(0,0034) = -25\text{dB}$  par rapport au rayonnement d'un dipôle de longueur  $\lambda$ .

Donc c'est normal qu'en mesure on perde plus de 20dB par rapport à un dipole normal, même quand le dipôle miniature est adapté à notre fréquence de travail.



## Annexe B

# Programme Matlab pour l'extraction des paramètres effectifs de la ligne de propagation à partir des paramètres S

Ce programme permet de calculer et de tracer la vitesse de phase et de groupe de la ligne de transmission chargée ou pas avec des capacités négatives à partir des paramètres S. On aura au préalable extraits l'indice effectif du milieu ainsi que la permittivité et la perméabilité effectives du milieu. Les équations utilisées sont tirées de [97, 98].

```
filename1 = 'fileX';
X = load(filename1);
L = 306*1E-3;      %Longueur de la ligne
taille = size(X(:,1),1);
%-----
%                Paramètres de calculs
%-----
format long
%Cas Reel / imaginaire d'un fichier groupé
reS11 = X(:,2);
imS11 = X(:,3);
reS21 = X(:,4);
imS21 = X(:,5);
S11 = reS11 - imS11*i;      %S11
S21 = reS21 - imS21*i;      %S21
S11_dB = 20*log(abs(S11));
```



```

        S21_dB = 20*log(abs(S21));
%-----
        UnitFrec = 1e0;
        freq = X(:,1);
        freq_MHz=freq./1e6;
        f = length(freq);
%-----
%                               Données clés
%-----
        c = 3E8;
        l0 = c./(freq);
        %longueur d'onde dans le vide
        omega = 2*pi*freq;
        k0 = omega./c;
        Eo=8.85e-12;
        Uo=4e-7*pi;
        sigma=5.88e7;           %Conductivité du cuivre
%-----
%      Calcul de l'impédance en fonction des paramètres S
%-----
Z = sqrt(((1.+ S11).^2 - S21.^2)./((1 - S11).^2 - S21.^2));
%-----
        expo = S21./( 1.0 - S11.*((Z - 1.0)./(Z + 1.0))); %exp_ink0d
%-----
%      Choix du bon signe pour Re(z) et Im(n)
%-----
for i = 1:taille
    reZ = real(Z);
    imZ = imag(Z);
    modExpo = abs(expo);
    phaseExpo = angle(expo);
    if (abs(reZ) > 1e-2) %La valeur doit être suffisamment grande
        if ( reZ(i) < 0)
            Z(i) = - real(Z(i)) + sqrt(-1)*imag(Z(i));
            expo(i) = S21(i)./( 1.0 - S11(i).*((Z(i) - 1.0)./(Z(i) + 1.0)));
        end
        if (abs(expo(i)) > 1.0)
            Z(i) = Z(i);
            expo(i) = S21(i)./( 1.0 - S11(i).*((Z(i) - 1.0)./(Z(i) + 1.0)));
        end
    end
end

```

---

```

        end
    end
    Zc = abs(Z)*50;
    %-----
    %           Calcul de l'indice
    %-----
    logExp = log(expo); n_eff = (imag(logExp) - sqrt(-1).*real(logExp))./(k0*L);
    n_eff0 = real(n_eff);
    n_eff1 = imag(n_eff);
    %-----
    %-----
    %           Calcul des Eps et Mu
    %-----
    eps_eff = n_eff./Z;
    re_eps = real(eps_eff);
    im_eps = imag(eps_eff);
    mu_eff = n_eff.*Z;
    re_mu = real(mu_eff);
    im_mu = imag(mu_eff);
    %-----
    %           Calcul des vitesses de propagation avec l'indice de refraction
    %-----
    m =length(n_eff0);
    Deps = zeros(taille,1);
    Domega = zeros(taille,1);
    Vg = zeros(taille,1);
    for i=2:m-1;
        Deps(i) = n_eff0(i+1) - n_eff0(i-1);
        Domega(i) = omega(i+1) - omega(i-1);
        Vg (i) = c./(n_eff0(i)+(omega(i).*(Deps(i)./Domega(i))));
    end
    %-----
    % Calcul des vitesses de propagation avec la constante de phase beta
    %-----
    Gamma = +1i.*((omega).*sqrt(Uo.*mu_eff.*eps_eff*Eo));
    beta = imag(Gamma);
    Dbeta = zeros(taille,1);
    Dbeta = zeros(taille,1);
    for i=2:m-1;
        Dbeta (i) = beta (i+1) - beta (i-1);
    end

```

```
end
Vp = omega./beta; %Calcul de la vitesse de
                  %phase à partir de la
                  %constante de phase beta
Vp1 = c./n_eff0; %Calcul de la vitesse de
                 %phase à partir de l'indice
                 %effectif du milieu
for i=2:m-1;      Dbeta(i) = beta(i+1) - beta(i-1); %Dérivée numérique
                  DVp(i) = Vp1(i+1) - Vp1(i-1);
                  Vg1(i) = Vp(i)+(beta(i)*(DVp(i)/Dbeta(i))); %Calcul de la vitesse de
                                                                %groupe à partir de la
                                                                %vitesse de phase
end
derr = Dbeta./Domega; %retard de groupe
Vg = Domega./Dbeta1; %Calcul de la vitesse de
                    %phase à partir de la
                    %constante de phase beta
%-----
%   Tracés des courbes avec la fonction plot
%-----
```

## Annexe C

# Limites de validité de la propagation supraluminique

On a démontré qu'il était possible d'observer une propagation supraluminique sur une bande de fréquence limitée dans un matériau où il n'y a que très peu de distorsion. Cependant cette propagation est en accord avec la théorie de la relativité restreinte d'Einstein qui stipule qu'aucun signal ne peut se propager plus vite que ce même signal se propageant dans le vide. Garrett et McCumber [104] ont démontré la validité de la propagation supraluminique dans un milieu avec une dispersion anormale sur une distance limitée. Nous essaierons d'appliquer cette théorie à notre propagation supraluminique observée sur une ligne de transmission chargée avec des circuits non-Foster.

On considère un signal sinusoïdale simple  $a(t) = A \sin(2\pi f_0 t)$  transmise avec une porteuse  $e^{i\omega_p t}$  avec ( $f_0 \ll \omega_p$ ). Donc l'onde émise est de la forme :

$$x(t) = a(t)e^{i\omega_p t} \quad (\text{C.0.1})$$

et sa transformée de Fourier est :

$$X(\omega) = A(\omega - \omega_p) \quad (\text{C.0.2})$$

avec  $A(\omega)$  la représentation spectrale de  $a(t)$ . Après avoir traversé la ligne de longueur  $l$  chargée de circuits non-Foster et caractérisée par la fonction de transfert  $H(\omega)$  de tout le système, le signal de sortie dans le domaine fréquentiel est :

$$Y(\omega) = X(\omega) H(\omega) \quad (\text{C.0.3})$$

avec  $|\omega| < f_0$ . Et le signal démodulé est :

$$R(\omega) = Y(\omega + \omega_p) = X(\omega + \omega_p) H(\omega + \omega_p) = A(\omega) H(\omega + \omega_p) \quad (\text{C.0.4})$$

où l'expression de la fonction de transfert est :

$$H(\omega) = e^{-j\frac{\omega}{c}n(\omega)} \quad (\text{C.0.5})$$

avec  $n(\omega)$  l'indice de réfraction de la ligne chargée avec les capacités négatives. D'où :

$$R(\omega) = A(\omega) e^{-j\frac{\omega}{c}(\omega+\omega_p)n(\omega+\omega_p)} \quad (\text{C.0.6})$$

En raison de la bande étroite  $f_0 \ll \omega_p$ ,  $(\omega + \omega_p) n(\omega + \omega_p)$  peut être développé à la fréquence  $\omega_p$  par la série de Taylor, et une approximation peut être faite en négligeant les termes d'ordre supérieur, comme :

$$(\omega + \omega_p) n(\omega + \omega_p) \approx \omega_p n(\omega_p) + \omega [\omega_p n'(\omega_p)] \quad (\text{C.0.7})$$

Par conséquent, l'équation (B.0.6) peut s'exprimer comme :

$$R(\omega) \approx A(\omega) e^{-j\frac{\omega}{c}\omega_p n(\omega_p)} \cdot e^{-j\frac{\omega}{c}[\omega_p n'(\omega_p)]} \quad (\text{C.0.8})$$

$$R(\omega) = A(\omega) e^{-j\frac{\omega}{c}\omega_p n(\omega_p)} \cdot e^{-j\frac{\omega}{c}[\omega_p n_r'(\omega_p)]} \cdot e^{-\frac{\omega}{c}[\omega_p n_i'(\omega_p)]} \quad (\text{C.0.9})$$

Comme nous l'avons remarqué sur la Fig. 3.3.19, l'indice de réfraction a une la pente plate au milieu de la bande de propagation supraluminique ( $\partial n_r(\omega)/\partial \omega|_{\omega_p} = 0$ ) et converge vers 1 à l'infini. Prenant en compte ces considérations la partie réelle de l'indice de réfraction peut être représentée par la fonction :

$$n_r = 1 - \frac{\frac{n_{r0}}{F}}{\left(\frac{\omega - \omega_p}{F}\right)^2 + 1} \quad (\text{C.0.10})$$

Et la partie imaginaire est obtenue à partir de la transformation de Hilbert de  $n_r$  pour imposer la causalité [117], comme suit :

$$n_i = 1 - \frac{\left(\frac{n_{r0}}{F}\right) \left(\frac{\omega - \omega_p}{F}\right)}{\left(\frac{\omega - \omega_p}{F}\right)^2 + 1} \quad (\text{C.0.11})$$

Dans les équations (B.0.10) et (B.0.11),  $\omega_p$  est la fréquence à laquelle  $n_r$  est à sa valeur minimum. En outre, puisque la dérivée de  $n_r$  à la fréquence  $\omega_p$  est nulle, alors l'indice de groupe définie comme :

$$n_g(\omega) = n_r(\omega) + \omega \frac{\partial n_r(\omega)}{\partial \omega} \quad (\text{C.0.12})$$

est égale à l'indice de réfraction à la fréquence, donnée par,

$$n_{g0} = n_r(\omega) = 1 - \frac{n_{r0}}{F} \quad (\text{C.0.13})$$

$n_{g0}$  est donnée par  $\frac{n_{r0}}{F}$ , où  $F$  est la bande de fréquence où  $n_r$  est à la moitié entre 1 et  $n_{g0}$ . Aussi il est facile de déduire :

$$n_r(\omega) = 1 - \frac{n_{r0}}{F} = n_{g0} \quad (\text{C.0.14})$$

avec  $n_i(\omega) = 0$  et  $n_r(\omega)|_{\omega_p} = 0$ ,

$$n_i(\omega)|_{\omega_p} = \frac{n_{r0}}{F} \cdot \frac{1}{F} = (-1 - n_{g0}) \cdot \frac{1}{F}. \quad (\text{C.0.15})$$

En remplaçant les équations (B.0.12) et (B.0.13) dans l'équation (B.0.9),

$$R(\omega) = A(\omega) e^{-j\frac{l}{c}\omega_p n(\omega_p)} \cdot e^{-j\frac{l}{c}\omega n_{g0}} \cdot e^{\frac{l}{c}\omega \cdot \omega_p (1-n_{g0})\frac{1}{F}} \quad (\text{C.0.16})$$

Et le signal de sortie dans le domaine temporel est :

$$r(t) = \int_{-f_0}^{f_0} R(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{C.0.17})$$

Le premier terme des trois exponentiels de l'équation (B.0.16) est un nombre constant donc il n'introduit pas de distorsion sur le signal de sortie. Le second terme correspond à une modulation de phase. De cette dernière qui est dépendante linéairement de la fréquence, il en résulte le temps de retard constant dans le temps temporel  $\tau_g = \frac{l}{c}n_{g0}$ , qui implique explicitement que  $n_{g0}$  représente la vitesse de groupe. Le troisième et dernier terme représente une modulation d'amplitude, qui introduit une distorsion du signal démodulé  $R(\omega)$ . Quand la longueur  $l$  de la ligne augmente, la distorsion augmente exponentiellement, et, éventuellement le signal de sortie  $r(t)$  ne représentera plus le signal d'entrée originale  $a(t)$ . Cependant, il existe une limitation de distance, qui limite le terme de distorsion. Ainsi, on définit la différence de puissance entre le terme de distorsion et une modulation d'amplitude idéale, comme :

$$P_{\Delta} = \int_{-f_0}^{f_0} \left( e^{\frac{l}{c}\omega \cdot \omega_p (1-n_{g0})\frac{1}{F}} \right)^2 d\omega - \int_{-f_0}^{f_0} (1)^2 d\omega \quad (\text{C.0.18})$$

En posant :

$$K = \frac{l}{c}\omega \cdot \omega_p (1 - n_{g0}) \frac{1}{F} \quad (\text{C.0.19})$$

L'équation (B.0.18) devient :

$$\begin{aligned}
 P_{\Delta} &= \int_{-f_0}^{f_0} e^{K\omega} d\omega - \int_{-f_0}^{f_0} (1)^2 d\omega \\
 &= \frac{1}{K} \left( e^{bfK} - e^{-bfK} \right) - 2bf
 \end{aligned} \tag{C.0.20}$$

La différence de puissance  $P_{\Delta}$  devrait être limitée d'après la discussion ci-dessus donc le signal de sortie n'est pas très distordu pour être assimilé au signal d'entrée original. Cependant, il n'y a pas une approche directe pour trouver cette limite. Ici, nous testons  $P_{\Delta}$  par rapport à N fois l'intégrale de la puissance idéale :

$$P_{\Delta} = \int_{-f_0}^{f_0} e^{K\omega} d\omega - \int_{-f_0}^{f_0} (1)^2 d\omega \tag{C.0.21}$$

Ce qui conduit à :

$$(e^{f_0K} - e^{-f_0K}) = 2(N + 1)f_0K \tag{C.0.22}$$

La solution pour  $f_0K$  peut être déterminé graphiquement sur la Fig. B.1. Ensuite un signal sinusoïdal  $a(t)$  avec  $f_0=150$  MHz est utilisé pour le faire passer à travers un système dont la fonction de transfert est définie comme le troisième terme de l'équation (B.0.16) c'est-à-dire :

$$\begin{aligned}
 H_t(\omega) &= e^{\frac{l}{c}\omega\omega_p(1-n_{g0})\frac{1}{F}} \\
 &= e^{\omega K/2}
 \end{aligned} \tag{C.0.23}$$

Le signal test de sortie résultant dans le domaine temporel avec différentes valeurs de N,  $r_t(t)$  est comparé à  $a_t(t)$  sur la Fig. B.2 sur laquelle on voit que la distorsion se produit avec  $N < 2$ . On n'admet que  $N=1$  n'est pas la valeur limite. Cependant, il est suffisant pour voir que la limite doit être un nombre fini puisque une distorsion apparente est observée avec  $N=1$ . Ainsi, nous posons  $N=1$  comme la limite et nous allons démontrer que, même cette contrainte relâchée, conduit à la conclusion attendue. Cependant, avec  $N=1$ , l'équation (B.0.22) devient :

$$(e^{f_0K} - e^{-f_0K}) < 6f_0K \tag{C.0.24}$$

En résolvant l'inégalité avec la Fig. B.0.1, on en déduit que :

$$f_0K = 2\frac{l}{c}\omega_p(1-n_{g0})\frac{1}{F}f_0 < 2.85 \tag{C.0.25}$$

Comme  $n_{g0}$  est la vitesse du groupe d'ondes,  $\frac{l}{c}(1-n_{g0})$  représente le temps d'avance du signal dans la ligne chargée avec les circuits non-Foster comparé à celui transmis dans le vide,  $\tau_t$ . En plus,  $1/f_0$  est égale à  $\tau_a/2\pi$  où  $\tau_a$  est la période du signal d'entrée  $a(t)$ . Ainsi,

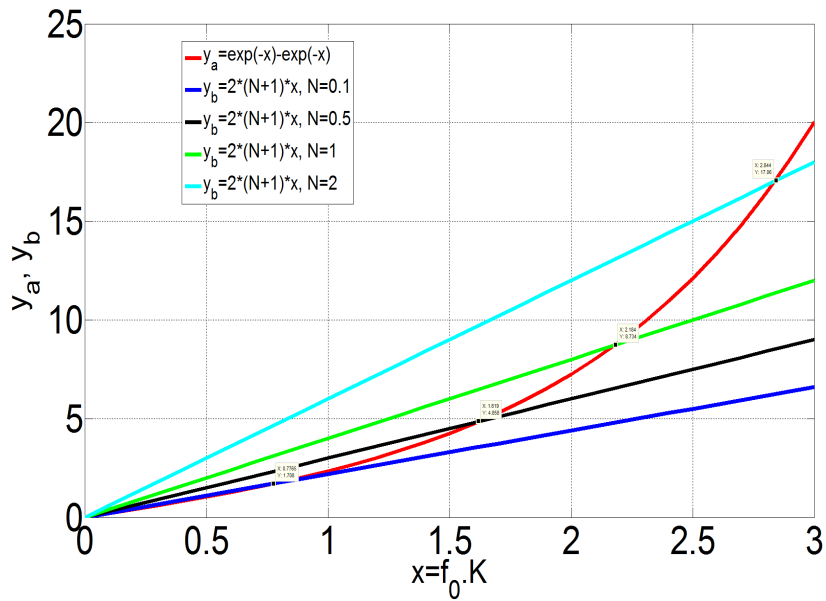


FIGURE C.1 – La solution de l'équation (B.0.22) par la méthode graphique. Les points d'intersection représentant les solutions de l'équation (B.0.22) avec  $N=0.1, 0.5, 1$  et  $2$ .

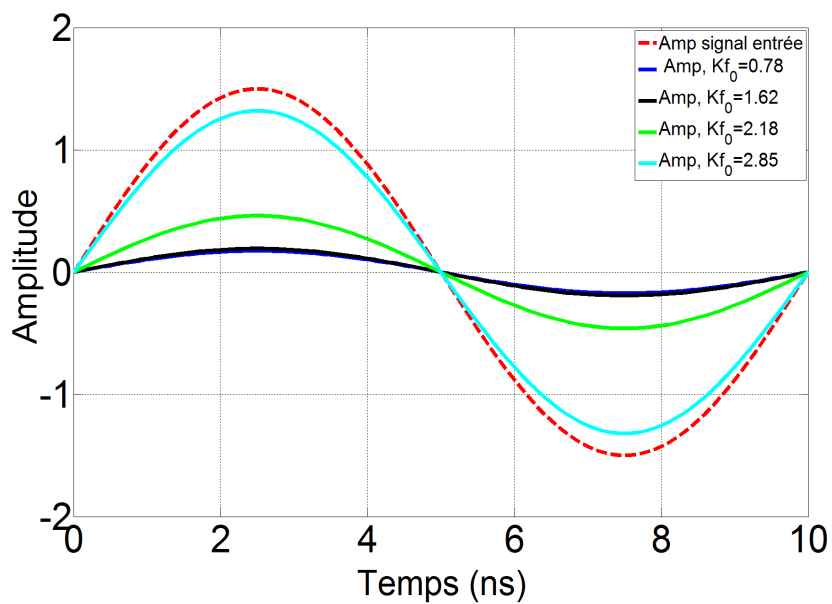


FIGURE C.2 – Signal sinusoïdal de sortie à travers un système défini par l'équation (B.0.23).  $K$  est basé sur les solutions de la Fig. B.1 et le signal de test est  $a_t(t) = A \sin(2\pi ft)$ .



$$\frac{\tau_t}{\tau_a} \ll \frac{2.85}{2\pi} = 0.45 \quad (\text{C.0.26})$$

ce qui implique clairement que le temps d'avance du signal se propageant sur la ligne chargée doit être bien inférieure à 45% du temps d'avance du signal se propageant dans le vide. Ce qui indique qu'aucun signal ne peut se déplacer plus rapidement que la fin du même signal transmis dans le vide, préservant la causalité.

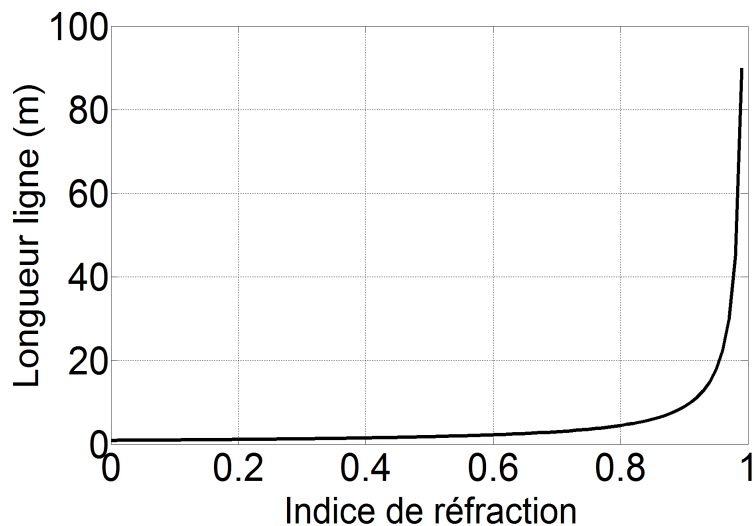


FIGURE C.3 – Longueur de ligne théorique avec une distorsion acceptable en fonction de l'indice de réfraction.

A partir de la démonstration ci-dessus, on a calculé la longueur de ligne maximale avec une dispersion acceptable ( $N=2$ ) en fonction de l'indice de réfraction. Quand ce dernier est inférieur à 1 la longueur de ligne est très faible (3m pour  $n_g=0.7$ ) comme on peut le voir sur la Fig. B.3. Cette longueur théorique de 3m est largement supérieure à la longueur de notre ligne de 30cm. Et donc le calcul de la longueur limite avec la puissance n'est pas très rigoureux. Néanmoins, cela confirme encore théoriquement que la vitesse d groupe ne correspond pas à la vitesse de l'énergie.

# Bibliographie

- [1] L. J. Chu. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, 19 :1163–1175, 1948.
- [2] R. F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Field*. Wiley-IEEE Press, 2nd edition, 2001.
- [3] John Choma and Wai-Kai Chen. *Feedback networks : theory and circuit applications*. World Scientific, 2007.
- [4] G. Guillermo. *Microwave transistor amplifiers : analysis and design*. Prentice-Hall, 2nd edition, 1997.
- [5] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 4th edition, 2011.
- [6] Hendrik W. Bode. *Network analysis and feedback amplifier design*. New York : D. Van Nostrand Co, 1945.
- [7] Robert M Fano. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. *Journal of the Franklin Institute*, 249(1) :57–83, 1950.
- [8] L. Brillouin. *Wave Propagation and Group Velocity*. Academic Press, 1960.
- [9] H. A. Wheeler. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of IRE*, 35 :1479–1484, 1947.
- [10] C. A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 3rd edition, 2005.
- [11] P. Bhartia and I. Bahl. *Microstrip Antenna Technology*. Artech House Publishers, 2001.
- [12] K. Carver and J. Mink. Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29(1) :2–24, January 1981.
- [13] R. F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, 64D :1–12, 1960.
- [14] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation  $q$  of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(5) :672–, May 1996.

- [15] A. D. Yaghjian and S. R. Best. Impedance, bandwidth, and  $q$  of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(4) :1298–1324, April 2005.
- [16] M. Gustafsson and G. Kristensson. Physical limitations on antennas of arbitrary shape. *Proceedings of the Royal Society : Mathematical, Physical and Engineering Science*, 463 :2589–2607, 2007.
- [17] John Volakis. *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 4th edition, 2007.
- [18] R. C. Hansen. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2) :170–182, February 1981.
- [19] W. Geyi. A method for the evaluation of small antenna  $q$ . *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8) :2124–2129, August 2003.
- [20] W. Geyi. Physical limitations of antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8) :2116–2123, August 2003.
- [21] G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno. On the lower bound of the radiation  $q$  for electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(6) :1263–1269, June 2003.
- [22] S. R. Best and A. D. Yaghjian. The lower bounds on  $q$  for lossy electric and magnetic dipole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3(1) :314–316, December 2004.
- [23] H. L. Thal. New radiation limits for spherical wire antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(10) :2757–2763, October 2006.
- [24] H. A. Wheeler. The radiansphere around a small antenna. *Proceedings of the IRE*, 47(8) :1325–1331, August 1959.
- [25] Harold Wheeler. Small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(4) :462–469, 1975.
- [26] Kyohei Fujimoto John L. Volakis, Chi-Chih Chen. *Small Antennas : Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill, 1 edition, 2010.
- [27] Hans J. Weber George B. Arfken and F. Harris. *Mathematical Method for Physicists*. Academic Press, 2000.
- [28] Olivier Staub. *Electrically small antennas*. PhD thesis, STI, Lausanne, 2001.
- [29] R. Collin and S. Rothschild. Evaluation of antenna  $q$ . *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 12(1) :23–27, January 1964.
- [30] D. M. Pozar. New results for minimum  $q$ , maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas. In *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation*, pages 1993–1996, March 2009.

- 
- [31] A. D. Yaghjian and H. R. Stuart. Lower bounds on the  $Q$  of electrically small dipole antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(10) :3114–3121, October 2010.
- [32] Endo T. and Sunahara Y. Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas. *Electronics and Communications in Japan (Part 2 : Electronics)*, 83 :52–58, 2000.
- [33] Kin-Lu Wong and Kai-Ping Yang. Modified planar inverted f antenna. *Electronics Letters*, 34(1) :7–8, Jan 1998.
- [34] Byungje Lee and Frances J Harackiewicz. Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate. *Articles*, page 3, 2002.
- [35] R. C. Hansen and M. Burke. Antennas with magneto-dielectrics. *Microwave and optical technology letters*, 26(2) :75–78, 2000.
- [36] Viktor G Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . *Soviet Physics Uspekhi*, 10(4) :509, 1968.
- [37] David R Smith, Willie J Padilla, DC Vier, Syrus C Nemat-Nasser, and Seldon Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84(18) :4184, 2000.
- [38] Richard A Shelby, David R Smith, and Seldon Schultz. Experimental verification of a negative index of refraction. *science*, 292(5514) :77–79, 2001.
- [39] Richard W Ziolkowski. Metamaterial-based antennas : Research and developments. *IEICE transactions on electronics*, 89(9) :1267–1275, 2006.
- [40] A. Erentok, P. L. Luljak, and R. W. Ziolkowski. Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1) :160–172, January 2005.
- [41] H. Mosallaei and K. Sarabandi. Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(9) :2403–2414, September 2004.
- [42] Andrew D Harris and Glen A Myers. An investigation of broadband miniature antennas. Technical report, DTIC Document, 1968.
- [43] P Mayes and A Poggio. Wire antenna multiply-loaded with active element impedances, February 13 1973. US Patent 3,716,867.
- [44] A Bahr. On the use of active coupling networks with electrically small receiving antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25(6) :841–845, 1977.
- [45] Stephen E Sussman-Fort and Ronald M Rudish. Non-foster impedance matching of electrically-small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(8) :2230–2241, 2009.

- [46] N. Zhu and R. W. Ziolkowski. Broad-bandwidth, electrically small antenna augmented with an internal non-foster element. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :1116–1120, 2012.
- [47] J. Piero G. Skahill, R. M. Rudish. Electrically small, efficiency, wide-band, low-nlow- antenna elements. Technical report, Air Force Research Laboratory, 1999.
- [48] Ronald M Foster. A reactance theorem. *Bell System Technical Journal*, 3(2) :259–267, 1924.
- [49] J. G. Linvill. Transistor negative-impedance converters. *Proceedings of the IRE*, 41(6) :725–729, June 1953.
- [50] J. L. Merrill. Theory of the negative impedance converter. *The Bell System Technical Journal*, 30(1) :88–109, January 1951.
- [51] Albert K Perry. Broadband antenna systems realized from active circuit conjugate impedance matching. Technical report, DTIC Document, 1973.
- [52] L Wallace Jr Robert et al. Negative impedance converters employing transistors, December 6 1955. US Patent 2,726,370.
- [53] A. Larky. Negative-impedance converters. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 4(3) :124–131, September 1957.
- [54] T. Yanagisawa. RC active networks using current inversion type negative impedance converters. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 4(3) :140–144, September 1957.
- [55] Stephen E Sussman-Fort. Gyrator-based biquad filters and negative impedance converters for microwaves. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 8(2) :86–101, 1998.
- [56] S. D. Stearns. Non-foster circuits and stability theory. In *Proc. IEEE Int Antennas and Propagation (APSURSI) Symp*, pages 1942–1945, July 2011.
- [57] James T. Aberle and Robert Loepsinger-Romak. *Antennas with Non-Foster Matching Networks*. Morgan & Claypool, 2007.
- [58] K. L. Su. A method for realizing the negative-impedance inverter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2(1) :22–25, March 1967.
- [59] B. P. Bogert. Some gyrator and impedance inverter circuits. *Proceedings of the IRE*, 43(7) :793–796, July 1955.
- [60] M. M. Jacob, J. Long, and D. F. Sievenpiper. Non-foster loaded parasitic array for broadband steerable patterns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(12) :6081–6090, December 2014.
- [61] Silvio Hrabar, Igor Krois, Ivan Bonic, and Aleksandar Kiricenko. Negative capacitor paves the way to ultra-broadband metamaterials. *Applied physics letters*, 99(25) :254103, 2011.

- 
- [62] Silvio Hrabar, Igor Krois, Ivan Bonic, and Aleksandar Kiricenکو. Ultra-broadband simultaneous superluminal phase and group velocities in non-foster epsilon-near-zero metamaterial. *Applied physics letters*, 102(5) :054108, 2013.
- [63] J. Long, M. M. Jacob, and D. F. Sievenpiper. Broadband fast-wave propagation in a non-foster circuit loaded waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4) :789–798, April 2014.
- [64] D. F. Sievenpiper. Superluminal waveguides based on non-foster circuits for broadband leaky-wave antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :231–234, 2011.
- [65] H. Mirzaei and G. V. Eleftheriades. An active artificial transmission line for squint-free series-fed antenna array applications. In *Proc. 41st European Microwave Conf. (EuMC)*, pages 503–506, October 2011.
- [66] M. L. Edwards and J. H. Sinsky. A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(12) :2303–2311, December 1992.
- [67] R. W. Jackson. Rollett proviso in the stability of linear microwave circuits—a tutorial. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(3) :993–1000, March 2006.
- [68] S. D. Stearns. Incorrect stability criteria for non-foster circuits. In *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation*, pages 1–2, July 2012.
- [69] S. D. Stearns. Circuit stability theory for non-foster circuits. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (IMS)*, pages 1–3, June 2013.
- [70] H. Nyquist. Regeneration theory. *The Bell System Technical Journal*, 11(1) :126–147, January 1932.
- [71] R. D. Middlebrook. Null double injection and the extra element theorem. *IEEE Transactions on Education*, 32(3) :167–180, August 1989.
- [72] Michael Tian, V Visvanathan, Jeffrey Hantgan, and Kenneth Kundert. Striving for small-signal stability. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 17(1) :31–41, 2001.
- [73] B. R. Myers. New subclass of negative-impedance convertors with improved gain-product sensitivities. *Electronics Letters*, 1(3) :68–70, May 1965.
- [74] Thomas K Albee. Broadband vlf loop antenna system, April 27 1976. US Patent 3,953,799.
- [75] C. R. White, J. S. Colburn, and R. G. Nagele. A non-foster VHF monopole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :584–587, 2012.

- [76] 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 Microwave and Wireless Components Letters*, 22(11) :571–573, November 2012.
- [77] D. J. Kern, D. H. Werner, and M. J. Wilhelm. Active negative impedance loaded ebg structures for the realization of ultra-wideband artificial magnetic conductors. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, volume 2, pages 427–430 vol.2, June 2003.
- [78] D. J. Gregoire, C. R. White, and J. S. Colburn. Wideband artificial magnetic conductors loaded with non-foster negative inductors. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :1586–1589, 2011.
- [79] A. Ghasemi, S. N. Burokur, A. Dhouibi, and A. de Lustrac. Inductive-varying grid for highly beamsteerable cavity antennas. *Electronics Letters*, 49(5) :319–321, February 2013.
- [80] S. Kolev, B. Delacressonniere, and J. L. Gautier. Using a negative capacitance to increase the tuning range of a varactor diode in MMIC technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(12) :2425–2430, December 2001.
- [81] Y. Chen and K. Mouthaan. Wideband varactorless VCO using a tunable negative-inductance cell. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 57(10) :2609–2617, October 2010.
- [82] A. Ghadiri and K. Moez. Gain-enhanced distributed amplifier using negative capacitance. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 57(11) :2834–2843, November 2010.
- [83] J. S. Youn, M. J. Lee, K. Y. Park, and W. Y. Choi. 10-Gb/s 850-nm CMOS oaic receiver with a silicon avalanche photodetector. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 48(2) :229–236, February 2012.
- [84] George Skahill, Ronald M Rudish, and John A Pierro. Apparatus and method for broadband matching of electrically small antennas, September 19 2000. US Patent 6,121,940.
- [85] Stephen E Sussman-Fort. Matching network design using non-foster impedances. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 16(2) :135–142, 2006.
- [86] <http://www.cobham.com/communications-and-connectivity/antenna-systems/antennas-for-communication-and-navigation>.
- [87] R. Gilmore L. Besser. *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, volume 2. Artech House, 2003.

- 
- [88] Lev Davidovich Landau, JS Bell, MJ Kearsley, LP Pitaevskii, EM Lifshitz, and JB Sykes. *Electrodynamics of continuous media*, volume 8. elsevier, 2013.
- [89] John David Jackson. *Classical electrodynamics*. Wiley, 1999.
- [90] Silvio Hrabar, Igor Krois, and Aleksandar Kiricenko. Towards active dispersionless enz metamaterial for cloaking applications. *Metamaterials*, 4(2) :89–97, 2010.
- [91] Eric L Bolda, Raymond Y Chiao, and John C Garrison. Two theorems for the group velocity in dispersive media. *Physical Review A*, 48(5) :3890, 1993.
- [92] J. Long and D. F. Sievenpiper. Stable multiple non-foster circuits loaded waveguide for broadband non-dispersive fast-wave propagation. *Electronics Letters*, 50(23) :1708–1710, 2014.
- [93] J. S. Hong M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2001.
- [94] Kirk T McDonald. Negative group velocity. *arXiv preprint physics/0008013*, 2000.
- [95] A. M. Nicolson and G. F. Ross. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 19(4) :377–382, November 1970.
- [96] Xudong Chen, Tomasz M Grzegorzcyk, Bae-Ian Wu, Joe Pacheco Jr, and Jin Au Kong. Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials. *Physical Review E*, 70(1) :016608, 2004.
- [97] Jingjing Zhang and Thomas Y Hsiang. Extraction of subterahertz transmission-line parameters of coplanar waveguides. *PIERS online*, 3(7) :1102–1106, 2007.
- [98] W. Withayachumnankul, B. M. Fischer, B. Ferguson, B. R. Davis, and D. Abbott. A systemized view of superluminal wave propagation. *Proceedings of the IEEE*, 98(10) :1775–1786, October 2010.
- [99] John Bechhoefer. Kramers–kronig, bode, and the meaning of zero. *American Journal of Physics*, 79(10) :1053–1059, 2011.
- [100] C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 2012.
- [101] N. Zhu and R. W. Ziolkowski. Active metamaterial-inspired broadbandwidth, efficient, electrically small antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :1582–1585, 2011.
- [102] C. R. White, J. W. May, and J. S. Colburn. A variable negative-inductance integrated circuit at UHF frequencies. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 22(1) :35–37, January 2012.



- [103] Jun Li, Ni Xu, Yuanfeng Sun, Woogeun Rhee, and Zhihua Wang. A 6.5 mw, wide band dual-path lc vco design with mode switching technique in 130nm cmos. In *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2015 IEEE 15th Topical Meeting on*, pages 7–10. IEEE, 2015.
- [104] CGB Garrett and DE McCumber. Propagation of a gaussian light pulse through an anomalous dispersion medium. *Physical Review A*, 1(2) :305, 1970.
- [105] Eduardo Carrasco, Michele Tamagnone, and Julien Perruisseau-Carrier. Tunable graphene reflective cells for thz reflectarrays and generalized law of reflection. *Applied Physics Letters*, 102(10) :104103, 2013.
- [106] Pai-Yen Chen, Christos Argyropoulos, and Andrea Alù. Broadening the cloaking bandwidth with non-foster metasurfaces. *Physical review letters*, 111(23) :233001, 2013.
- [107] Fei Gao, Fushun Zhang, Jiang Long, Minu Jacob, and Daniel Sievenpiper. Non-dispersive tunable reflection phase shifter based on non-foster circuits. *Electronics Letters*, 50(22) :1616–1618, 2014.
- [108] Alexandros P Feresidis, George Goussetis, Shenhong Wang, and John C Vardaxoglou. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1) :209–215, 2005.
- [109] Lei Zhou, Hongqiang Li, Yaqin Qin, Zeyong Wei, and CT Chan. Directive emissions from subwavelength metamaterial-based cavities. *Applied Physics Letters*, 86(10) :101101, 2005.
- [110] G Von Trentini. Partially reflecting sheet arrays. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 4(4) :666–671, 1956.
- [111] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo FJ Broas, Nicholas G Alexopolous, and Eli Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, 47(11) :2059–2074, 1999.
- [112] A Ourir, A De Lustrac, and J-M Lourtioz. Optimization of metamaterial based subwavelength cavities for ultracompact directive antennas. *Microwave and optical technology letters*, 48(12) :2573–2577, 2006.
- [113] Minoru Nagata. A simple negative impedance circuit with no internal bias supplies and good linearity. Technical report, DTIC Document, 1965.
- [114] Shah Nawaz Burokur, Riad Yahiaoui, and André de Lustrac. Subwavelength metamaterial-based resonant cavities fed by multiple sources for high directivity. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(8) :1883–1888, 2009.

- [115] R. Yahiaoui, S. N. Burokur, and A. D. Lustrac. Enhanced directivity of ultra-thin metamaterial-based cavity antenna fed by multisource. *Electronics Letters*, 45(16) :814–816, July 2009.
- [116] Constantine A Balanis. *Modern antenna handbook*. John Wiley & Sons, 2011.
- [117] Frederick W King. *Hilbert transforms*, volume 2. Cambridge University Press Cambridge, United Kingdom, 2009.

# Publications

## Articles dans revues internationales

- A. Niang, A. de Lustrac, S. N. Burokur, G.-P. Piau, G. Sabanowski "VHF antenna miniaturization using external non-Foster matching circuit", Microwave and Optical Technology Letter, Article ID: MOP30441, 2016
- A. Niang, B. Ratni, A. de Lustrac, S. N. Burokur, "Engineering of inductance for beam-steering antenna applications" (2016, Electronic Letters – Accepté)
- A. Niang, B. Ratni, A. de Lustrac, S. N. Burokur, "Inductance engineering using non-Foster circuits for antenna applications" (2017 - MOTL - Soumis)
- A. Niang, A. de Lustrac, S. N. Burokur, "Superluminal Wave Propagation in a Non-Foster Negative Capacitor Loaded Transmission Line" (2017 - Electronic Letters - Soumis)

## Conférences internationales

- Niang A., de Lustrac A., Piau G.-P., Villers S., Burokur S.N., « Wideband miniaturized antenna with external non-Foster circuit », 2016 IEEE APS/URSI 2016, Fajardo (Puerto Rico), 26 June-1 July 2016.

## Communications nationales

- A. Niang, A. de Lustrac, S. N. Burokur, « Antennes miniatures pour applications aéronautiques », Séminaire Nanodesign (13 Octobre 2015, Orsay)

**Titre :** Antennes et structures électromagnétiques à circuits non-Foster

**Mots clés :** Antennes miniatures, circuits non-Foster, lignes supraluminiques, métasurfaces actives

**Résumé :** La recherche de nouveaux matériaux a permis de nouveaux développements au cours de ces dernières décennies. Ce sont entre autres les diélectriques artificiels ou encore les métamatériaux. Cependant, si ces matériaux restent passifs, malgré tous les développements possibles, les performances des antennes, ou autres structures électromagnétiques qui découlent d'eux seront toujours confrontés aux mêmes limitations fondamentales. En intégrant des circuits actifs dans ces matériaux, par exemple des résistances négatives, des capacités négatives et des inductances négatives, il est possible de dépasser ces limitations ainsi les propriétés synthétisables et les applications d'ingénierie pourront être significativement élargies. En effet, cela permettrait de créer des matériaux et des dispositifs dont les propriétés ne seront pas possibles autrement et surpasseraient celles des matériaux existant dans la nature.

Cette thèse a été l'occasion dans un premier temps d'utiliser les circuits non-Foster qui sont des circuits à rétroaction actif, pour l'adaptation d'une antenne

électriquement petite à basses fréquence. Ceci a permis de mettre en évidence ses avantages par rapport à une adaptation passive plus conventionnelle.

Ensuite, des capacités négatives ainsi que des inductances négatives et positives ont été conçues. Leur fonctionnement totalement différent des composants passifs a été mis en exergue. Ce qui nous a conduit à les appliquer sur des structures périodiques. Cela a donné des résultats intéressants comme la propagation supraluminique sur une ligne de transmission des ondes. Et en les appliquant à la cellule unitaire d'une surface de métamatériaux qui est aussi une structure périodique, sa taille est réduite pour une plus grande compacité des antennes à cavités conçues pour les basses fréquences où la longueur d'onde est très grande.

**Title :** Miniaturized antennas and electromagnetic structures with non-Foster circuits

**Keywords :** Miniaturized antennas, non-Foster circuits, superluminal lines, active metasurfaces

**Abstract :** The search of new materials has enabled new developments in recent decades. Among these are artificial or dielectric metamaterials. However, if these materials are passive, despite all the possible developments, the antennas performances or other structures resulting from them will still face the same fundamental limitations. By adding active circuits in these materials, such as negative resistors, negative capacitors and negative inductors, it is possible to overcome these limitations and the synthesized properties and engineering applications can be significantly expanded. Indeed, this would create materials and devices with properties which can allow us to obtain behavior nonexistent in nature. This opens the way to new applications.

In this thesis, we explore the opportunity at first to use non-Foster circuits that are active feedback circuit, in the matching network of an electrically small antenna for low frequency operation. This helped to highlight its advantages over more conventional passive

matching.

Then, negative capacitors and negative and positive inductors were fabricated. Their totally different behaviors with passive components were also highlighted. This led us to apply them on periodic structures. Interesting results were obtained as superluminal wave propagation on a transmission line. And by applying to the unit cell of a metamaterial surface which is also a periodic structure, the size is reduced to a more compact cavity antennas designed for low frequency where the wavelength is very large.