



HAL
open science

Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée et à faible variation du temps de propagation de groupe pour systèmes de localisation en technologie ultra large bande impulsienne

David Polge

► **To cite this version:**

David Polge. Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée et à faible variation du temps de propagation de groupe pour systèmes de localisation en technologie ultra large bande impulsienne. Autre [cond-mat.other]. Université de Bordeaux, 2016. Français. NNT : 2016BORD0206 . tel-01674216

HAL Id: tel-01674216

<https://theses.hal.science/tel-01674216>

Submitted on 2 Jan 2018

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.

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR
SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

Par David POLGE

**Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée et à faible
variation du temps de propagation de groupe pour systèmes de
localisation en technologie ultra large bande impulsionnelle**

Sous la direction de : Éric KERHERVÉ
(Co-directeur : Anthony GHIOTTO)

Soutenue le 08 novembre 2016

Membres du jury :

M. BOURDEL, Sylvain	Professeur des Universités	Grenoble INP	Rapporteur
M. CAMPOVECCHIO, Michel	Professeur des Universités	Université de Limoges	Rapporteur
Mme. DRAGOMIRESCU, Daniela	Professeur des Universités	INSA Toulouse	Examineur
M. FABRE, Pascal	Ingénieur	BeSpoon	Co-encadrant
M. GHIOTTO, Anthony	Maître de Conférences	Bordeaux INP	Co-directeur
M. KERHERVÉ, Éric	Professeur des Universités	Bordeaux INP	Directeur

L'amour est cette merveilleuse chance qu'un autre vous aime encore quand vous ne pouvez plus vous aimer vous-même.

Jean Guéhenno

Si je diffère de toi, loin de te léser, je t'augmente.

Antoine de Saint-Exupéry

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein du laboratoire de l'Intégration du Matériaux au Système (IMS), dans l'équipe Circuits et Systèmes Hyperfréquences (CSH). Je souhaite remercier en premier lieu M. Sylvain Bourdel, Professeur à Grenoble INP et M. Michel Campovecchio, Professeur à l'Université de Limoges, qui ont accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Je remercie également Mme. Daniela Dragomirescu, Professeur à l'INSA de Toulouse, pour l'examen de mon travail. Je remercie enfin Anthony Ghiotto et Eric Kerhervé, respectivement co-directeur et directeur de cette thèse, ainsi que Pascal Fabre qui l'a co-encadrée. Merci pour tous vos conseils tout au long de ces – presque – quatre années, qui sont décidément passées bien trop vite...

Une première pensée pour BeSpoon, petite société située entre Chambéry et Aix-les-Bains, sur les bords du lac du Bourget. J'y ai été accueilli par Pascal et Jean-Marie qui m'ont fait confiance pour mener à bien ce travail. Je pense également à Franck, Philippe, Fabien, Cédric et tous les autres, qui ont rendu mon court séjour en Savoie inoubliable et très enrichissant, à la fois sur le plan humain, technique, mais également gastronomique quand je repense à tous ces petits-déjeuners « gourmands, croquants ». Merci à tous et bonne continuation !

Je poursuis ces remerciements avec les personnes du laboratoire. Je pense tout d'abord à Simone, qui est (souvent) la première personne que l'on voit le matin et qui, sans qu'on le remarque vraiment, nous facilite souvent la vie. Puis à Laurent et Nicole, qui nous ont épaulé Yoan et moi, lors de la préparation des JNRDM 2015. Grâce à leur aide précieuse, nous avons pu naviguer dans les méandres de l'administration et des prix H.T. et en réchapper. Le service info également, dont les membres font tout leur possible pour que nous puissions travailler dans de bonnes conditions. Et enfin merci à Valérie, souvent sévère mais parfois juste ;)

Je veux également adresser mes remerciements les plus sincères aux membres du groupe Conception dont fait partie l'équipe Circuits et Systèmes Hyperfréquence, et en particulier aux permanents des équipes CSH et CAS (et à JB). Ce sont eux qui « donnent envie » aux élèves de venir faire de la recherche en électronique d'une part (ce qui est trop rare aujourd'hui), mais surtout de la faire à l'IMS. Je me rappellerai toujours des cours donnés par Yann, où il nous prodiguait conseils et astuces pour l'électronique et pour des choses moins ... scientifiques ! Merci également à Olivier, qui veille au bon fonctionnement des outils de CAO, et Magali, toujours à nos côtés quand vient le temps de mesurer nos (premiers) circuits.

Je pense également aux doctorants (anciens ou présents), dont l'aide et la bonne humeur permettent de passer au travers de moult difficultés. Ce n'est que mon avis bien sûr, mais je pense qu'une bonne équipe de doctorants est indispensable afin de ne pas se dire tous les matins « je vais au travail », mais plutôt « je vais au labo », ce qui est, pour mon cas personnel, totalement différent. Dans le désordre : Victor, François, Fabien, Nicola, Gabrielle, Giap, Romain, Florent, Tony, Raphaël, Nassim, Thibaud, Aurélien, Thomas, Joyce, Jean-Baptiste, et toutes celles et ceux que j'oublie sûrement. Parmi les doctorants, je remercie plus particulièrement Boris, qui sait pourfendre un tramway (ou un glaçon) comme personne, et Florian, toujours très drôle et spirituel, amateur de trompette et autres drôleries.

Je remercie également ceux qui ont partagé, en plus de ces années de thèse, les années d'études à l'ENSEIRB-MATMECA. Merci à Jérémie qui connaît comme moi tous les « rebondissements » que peut receler une (fin de) thèse, à Manuel qui me permet d'apprécier chaque jour toutes les couleurs de la vie, et enfin à Yoan, qui entre les chants (religieux), la trompette, le cheval, et tout le reste, a rendu particulièrement plaisirieuse cette thèse.

Je remercie ma sœur et sa jolie petite famille. Tu es et as toujours été là pour moi, pour me guider ou me conseiller. Promis, je vais ~~essayer d'~~appeler plus souvent.

Je pense également à mes parents. Vous avez été et êtes toujours tous les deux un exemple que je m'évertue à suivre jour après jour. Merci pour tout.

Une attention particulière pour mon grand-père paternel et ma grand-mère maternelle, qui nous ont quittés pendant cette thèse. Vous nous manquez énormément.

Pour finir, mes pensées vont vers Pierre-Yvan, mon compagnon depuis plus de huit ans... Il est vrai que l'avenir peut faire peur, surtout en ce moment. Mais si c'est avec toi, je sais que ça ne peut que bien se passer :)

Table des matières

Table des matières	11
Glossaire	13
Introduction générale.....	17
Chapitre I.....	19
1. Techniques de localisation	21
1.1. Mesure de direction	21
1.2. Mesure de distance.....	21
2. Systèmes de localisation sans fil	25
2.1. Localisation par satellite.....	25
2.2. Localisation par ultra-sons.....	26
2.3. Localisation par infrarouge	26
2.4. Localisation basée sur les technologies radiofréquence	27
3. Utilisation de signaux ultra large bande	30
3.1. Définition	30
3.2. Réglementation.....	32
3.3. Compositions des systèmes ultra large bande	34
3.4. Norme LAES	40
4. Conclusion du chapitre	45
Références.....	46
Chapitre II	51
1. Généralités sur le fonctionnement d'un amplificateur de puissance.....	53
1.1. Paramètres généraux	53
1.2. Classes de fonctionnement	56
2. Méthodologie de conception d'amplificateurs ultra large bande	63
2.1. Choix de la classe de fonctionnement et de la technologie	63

2.2.	Choix de la structure	65
2.3.	Choix du composant de puissance	68
2.4.	Dimensionnement du transistor.....	71
2.5.	Impédance de charge optimale	72
2.6.	Caractère large bande	74
2.7.	Temps de propagation de groupe	79
2.8.	Stabilité du circuit.....	82
3.	Conception d'amplificateurs ultra large bande en technologie CMOS 65 nm.....	83
3.1.	Cellule de puissance basée sur une topologie empilée	84
3.2.	Amplificateurs basés sur une topologie cascode	91
4.	Conclusion du chapitre	102
	Références.....	103
Chapitre III.....		107
1.	Présentation du système.....	109
2.	Amplificateur de puissance à deux modes de gain	112
2.1.	Interrupteurs RF.....	112
2.2.	Résultats en simulation des deux modes de gain.....	117
3.	Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée	121
3.1.	Principe de fonctionnement	121
3.2.	Structure générale.....	122
3.3.	Résultats de simulation à 4 GHz pour les deux modes de gain.....	128
4.	Activation de l'amplificateur de puissance uniquement en cas d'urgence	132
4.1.	Simulations petit signal.....	133
4.2.	Simulation grand signal.....	137
5.	Conclusion du chapitre	138
	Références.....	139
Conclusion générale		141
Perspectives.....		143

Glossaire

AoA :	Angle of Arrival
APN :	All-Pass Network
BEOL :	Back End of Line
CSS :	Chirp Spread Spectrum
ETSI :	European Telecommunications Standards Institute
FCC :	Federal Communications Commission
GLONASS :	Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema
GNSS :	Global Navigation Satellite System
GPS :	Global Positioning System
IoT :	Internet of Things
LAES :	Location tracking Application for Emergency and disaster Situations
LNA :	Low Noise Amplifier
NGD :	Negative Group Delay
OFDM :	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PIRE :	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PA :	Power Amplifier
RF :	RadioFréquence
RFID :	Radio Frequency IDentification
RSS :	Received Signal Strength

RTof :	Roundtrip Time of Flight
TDoA :	Time Difference of Arrival
ToA :	Time of Arrival
TPG :	Temps de Propagation de Groupe
ULB :	Ultra .Large Bande
VCO :	Voltage Controlled Oscillator
WBAN :	Wireless Body Area Network
WLAN :	Wireless Local Area Network
WPAN :	Wireless Personal Area Network

Introduction générale

Introduction générale

L'accès et l'utilisation d'Internet sont aujourd'hui usuels et largement répandus. Que ce soit par le biais d'un ordinateur portable ou d'un *smartphone*, ce sont désormais plusieurs milliards d'individus qui sollicitent cette connexion dans leur quotidien. Toutefois, cette notion de connexion s'étend désormais à de nombreux objets courants, afin de rendre le monde physique connecté. Ce concept est connu sous le nom d'Internet des Objets, ou plus généralement *Internet of Things* (IoT).

Lorsque l'on parle d'IoT, ce sont les composantes « qui ? », « quoi ? » et « où ? » dont il est question. On peut les assimiler respectivement à l'identification, la perception et à la localisation des objets. D'une certaine manière, ces objets, selon leurs fonctions, entrent ainsi en interaction directe avec leur environnement et certains éléments qui le constituent, et communiquent toutes ces informations à l'utilisateur. C'est en particulier la localisation des objets qui va être étudié plus attentivement dans ce manuscrit.

Le premier chapitre présente une description des principales techniques existantes de localisation, ainsi que des différentes technologies susceptibles de satisfaire cette opération. L'utilisation de la technologie ultra large bande (ULB) apparaît pertinente pour la localisation d'un objet ou d'une personne en environnements intérieurs. Ainsi, les différents blocs dont sont composés les systèmes qui utilisent la technologie ULB sont passés en revue, et l'utilisation d'une nouvelle norme de cette technologie pour les cas d'urgence est présentée.

Le chapitre II se rapporte au bloc radiofréquence qu'est l'amplificateur de puissance (PA). La méthodologie de conception d'un amplificateur pour application ultra large bande est décrite après un rappel des différentes classes de fonctionnement et des paramètres principaux d'un PA. Les résultats de mesure d'amplificateurs de puissance ultra large bande seront présentés dans ce chapitre.

Le troisième chapitre présente une vision plus globale du système, avec un contrôle des polarisations de l'amplificateur de puissance, dont la finalité est d'optimiser son efficacité en tirant partie de la nature impulsionnelle du signal ultra large bande.

Chapitre I

La localisation d'objets et de personnes

1. Techniques de localisation.....	21
1.1. Mesure de direction	21
1.2. Mesure de distance	21
1.2.1. Mesure temporelle.....	22
1.2.2. Mesure de l'intensité du signal.....	24
2. Systèmes de localisation sans fil.....	25
2.1. Localisation par satellite	25
2.2. Localisation par ultra-sons	26
2.3. Localisation par infrarouge	26
2.4. Localisation basée sur les technologies radiofréquence	27
2.4.1. Radio-identification.....	27
2.4.2. WiFi et Bluetooth	28
2.4.3. Signaux ultra large bande impulsionnels	29
3. Utilisation de signaux ultra large bande	30
3.1. Définition	30
3.2. Réglementation	32
3.2.1. Standards IEEE.....	32
3.2.2. Masque d'émission américain et européen	33

Chapitre I

3.3.	Compositions des systèmes ultra large bande.....	34
3.3.1.	Générateur d'impulsion.....	35
3.3.2.	Antennes.....	37
3.3.3.	Corrélateur.....	38
3.3.4.	Amplificateur faible bruit.....	39
3.4.	Norme LAES.....	40
3.4.1.	Explication de la norme et masque d'émission.....	40
3.4.2.	Cahier des charges.....	41
3.4.3.	Etat de l'art des amplificateurs de puissance existants.....	42
3.4.4.	Réduction de la consommation du système.....	43
4.	Conclusion du chapitre.....	45
	Références.....	46

Chapitre I

1. Techniques de localisation

Il est possible de localiser un objet ou une personne de plusieurs façons différentes [1] qui seront exposées dans cette partie. Le mot « cible » désignera l'objet ou la personne à localiser, tandis que le mot « balise » sera employé pour les points de référence qui vont permettre la mesure.

1.1. Mesure de direction

Cette technique de localisation est basée sur la mesure des angles formés entre une cible et plusieurs balises. Pour un résultat en deux dimensions, deux balises suffisent afin d'estimer la position de la cible (Figure I. 1) mais une troisième est habituellement utilisée pour obtenir une mesure plus précise par triangulation. On retrouve généralement cette technique sous la dénomination AoA, pour *Angle of Arrival* en anglais.

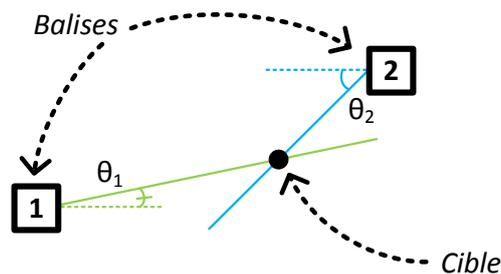


Figure I. 1 : Localisation avec la méthode AoA

Le principal avantage de cette technique est qu'elle ne nécessite pas de synchronisation temporelle entre les bases. Cependant, elle est très dépendante de la directivité des antennes, qui permettent de déterminer l'angle avec précision. Elle est ainsi très sensible aux multi-trajets et aux obstacles qui vont perturber la perception de l'origine du signal, rendant la mesure très difficile pour une localisation en environnements intérieurs.

1.2. Mesure de distance

Ici, ce sont les distances entre une cible et plusieurs points de référence qui sont utilisées pour estimer la position de la cible.

Chapitre I

Deux façons de procéder existent : utiliser l'intensité du signal reçu (RSS : *Received Signal Strength*) ou bien étudier le temps nécessaire au signal pour parcourir la distance entre la cible et les balises (ToA : *Time of Arrival*, RToF : *Roundtrip Time of Flight* et TDoA : *Time Difference of Arrival*).

1.2.1. Mesure temporelle

La distance d entre la cible et les balises est directement proportionnelle au temps t de propagation du signal émis. Si l'on considère c , la vitesse de la lumière, comme vitesse pour le signal, on obtient l'équation (I.01) :

$$d = c \times t \quad (\text{I.01})$$

En connaissant ce temps t , il est donc possible de calculer la position relative de la cible par rapport à chaque balise et ainsi la localiser. Là aussi, trois points de référence sont nécessaires.

○ Time of Arrival :

Dans le cas du ToA, on transmet le temps où le signal a été émis, ce qui permet de calculer le temps d'arrivée du signal et la distance associée. La cible se trouve à l'intersection des trois cercles de rayons R_1 , R_2 et R_3 (Figure I. 2). Cette méthode requiert toutefois une excellente synchronisation entre la cible et les balises pour obtenir une estimation précise.

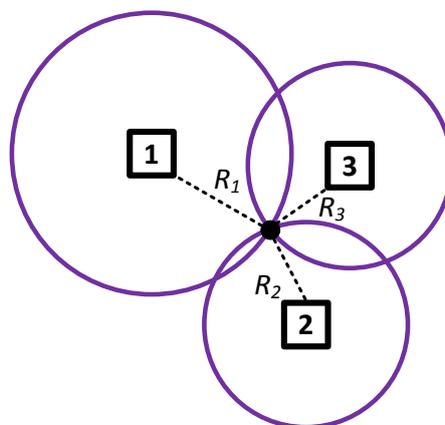


Figure I. 2 : Localisation avec la méthode ToA

Chapitre I

○ Roundtrip Time of Flight :

En ce qui concerne la méthode RToF, les balises émettent un signal qui est retourné par la cible. Ainsi, la distance est cette fois déterminée par le temps nécessaire au signal pour faire l'aller-retour. Cette méthode requiert une synchronisation plus modérée que la précédente. Cependant, le temps nécessaire à la cible pour traiter le signal et le renvoyer doit être pris en compte, pour ne pas obtenir une distance mesurée fautive. Si T_{VOL} est le temps mis par le signal pour faire l'aller (ou le retour), T_{PROC} le temps de traitement par la cible et T_{TOT} le temps total de l'opération, on obtient l'équation (I.02), illustrée Figure I. 3, qui permet de calculer la bonne distance.

$$T_{VOL} = \frac{T_{TOT} - 2 \times T_{PROC}}{2} \quad (I.02)$$

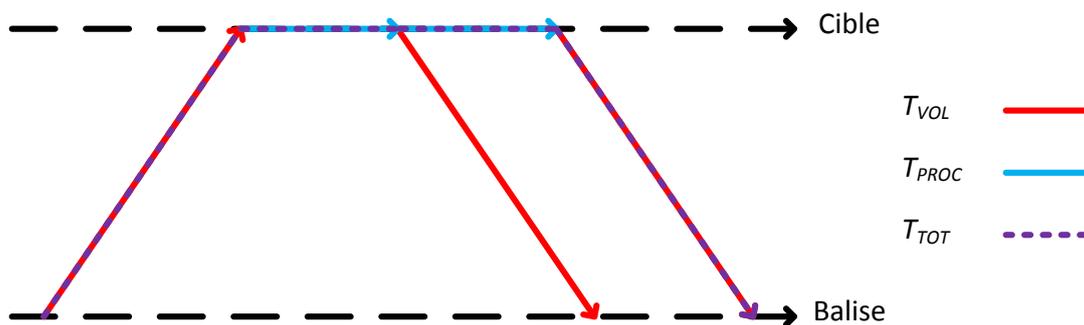


Figure I. 3 : Illustration des différents temps pour la méthode RToF

○ Time Difference of Arrival :

Enfin, en utilisant la méthode TDoA, seules les différences des temps d'arrivée des signaux sur les balises sont exploitées. Ainsi, là où le ToA donne des cercles comme positions possibles pour la cible, le TDoA mène à des hyperboles après calcul (Figure I. 4). L'avantage de cette méthode est que seules les balises doivent être synchronisées entre elles. Toutefois, elle demeure sensible aux multi-trajets, qui peuvent fausser la mesure, à l'instar de toutes les méthodes basées sur une mesure temporelle. De plus, les algorithmes de calculs sont plus complexes, de par l'utilisation d'hyperboles au lieu de cercles.

Chapitre I

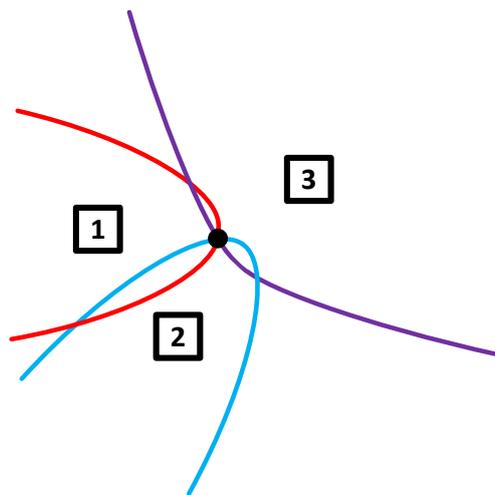


Figure I. 4 : Localisation avec la méthode TDoA

1.2.2. Mesure de l'intensité du signal

Cette méthode a pour principe de déterminer la distance entre la cible et les balises selon l'intensité du signal reçu (Figure I. 5), les pertes de propagation en espace libre étant proportionnelles à l'inverse du carré de la distance.

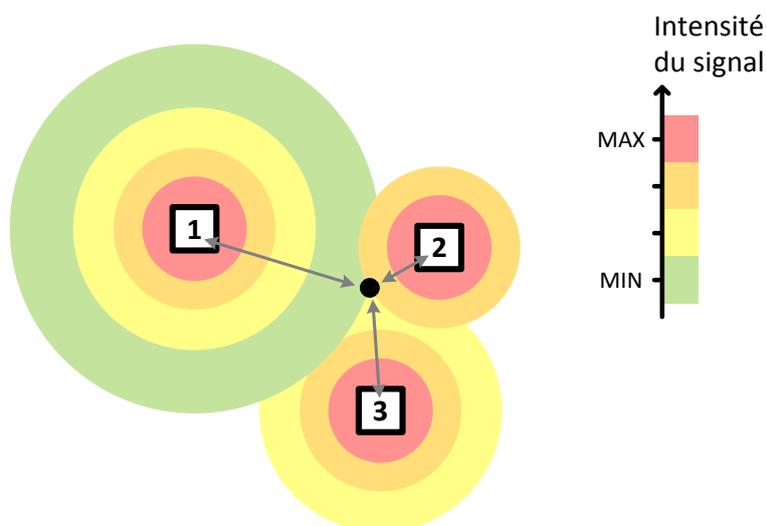


Figure I. 5 : Localisation avec la méthode RSS

Chapitre I

Cependant, son utilisation n'est pas simple dans des conditions réelles, où des modèles de pertes de propagation plus complexes sont nécessaires pour assurer une estimation correcte de la distance [2]. En outre, une cartographie préliminaire de la zone de détection effectuée avant la phase de mesure permet, avec l'aide d'algorithmes, d'améliorer la précision. Le principal avantage de cette méthode est qu'elle est facilement utilisable par le biais de terminaux WiFi ou bien *Bluetooth*, largement répandus et qui offrent un nombre conséquent de balises potentielles.

2. Systèmes de localisation sans fil

2.1. Localisation par satellite

Le système de localisation par satellite, ou GNSS pour *Global Navigation Satellite System* [3], est le plus connu des systèmes de localisation sans fil. Reposant sur une constellation de satellites en orbite terrestre moyenne, il permet à un terminal de calculer sa position grâce à une mesure temporelle (1.2.1). Trois satellites sont nécessaires pour déterminer la position de l'objet et un quatrième est utilisé pour synchroniser l'horloge du terminal avec celle de la constellation (Figure I. 6).

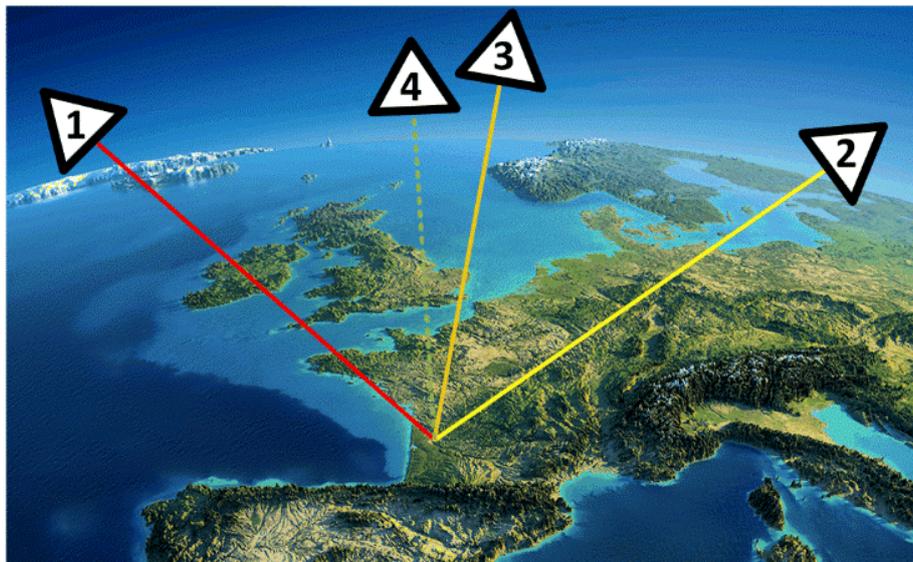


Figure I. 6 : Principe du positionnement GNSS

Chapitre I

Plusieurs systèmes existent :

- GPS (*Global Positioning System*) est le système de localisation américain, accessible pour une utilisation civile depuis le début des années 90.
- GLONASS (*Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema*), le système russe. Il couvre 100 % de la surface de la terre depuis 2011.
- Galileo, opérationnel en 2017, est le système de localisation mis en place par l'Union Européenne.

Le système GNSS est préférentiellement utilisé pour de la localisation en extérieur. En effet, son utilisation pour un système en intérieur est lourdement perturbée de par la présence d'obstacles entre le terminal et le satellite. Sa précision est de l'ordre de la dizaine de mètres.

2.2. Localisation par ultra-sons

Le terminal émet des ultra-sons qui sont réceptionnés par une matrice de capteurs placée de façon précise, le plus souvent au plafond [4]. Le déploiement de cette technologie, au sein d'un bâtiment par exemple, peut s'avérer lourd et fastidieux selon la zone à couvrir.

A noter qu'elle est parfois utilisée avec une technologie radiofréquence, soit pour pallier un manque de récepteurs, soit pour assurer la coordination, la communication et la synchronisation entre eux. Certains systèmes atteignent une précision d'une dizaine de centimètres.

2.3. Localisation par infrarouge

Une autre façon de déterminer une position est d'utiliser la technologie infrarouge [5]. Cette technologie courante est déjà bien connue par son utilisation dans les téléviseurs et leurs télécommandes, mais aussi certaines consoles de jeux vidéo qui détectent les mouvements de la manette.

Les systèmes infrarouge sont petits, légers et peu chers, mais leur signal est très sensible à la présence d'un obstacle entre l'émetteur et le récepteur ainsi qu'à une trop forte luminosité. Leurs champs d'exploitation sont donc très limités. Cette méthode permet une localisation avec une précision de quelques mètres.

Chapitre I

2.4. Localisation basée sur les technologies radiofréquence

Ce genre de localisation est le plus fréquent aujourd'hui, car ces technologies peuvent être implémentées dans des appareils électroniques usuels, comme un ordinateur portable, un *smartphone* ou bien dans les objets connectés de façon générale. Elles peuvent en outre passer au travers d'obstacle et couvrent de larges zones.

2.4.1. Radio-identification

Plus connu sous son nom anglais RFID (pour *Radio Frequency IDentification*), elle utilise des étiquettes électroniques pour effectuer la localisation (Figure I. 7). Elle se décompose en deux familles : la RFID passive et la RFID active.

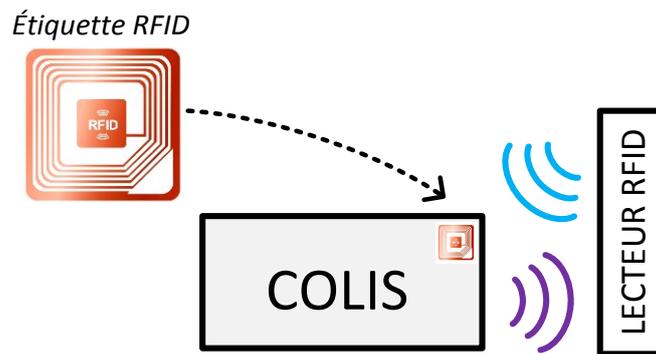


Figure I. 7 : Utilisation de la technologie RFID pour la localisation d'un colis

- RFID passive :

Les étiquettes sont activées par le signal électromagnétique du lecteur. Ce signal leur permet à leur tour de rétro-moduler leurs informations vers le lecteur, sans nécessiter d'alimentation externe. Toutefois, la portée de la technologie RFID passive est limitée, ne pouvant émettre qu'à proximité du lecteur d'étiquettes, ce qui rend une utilisation nomade peu envisageable. Ce type d'étiquette électronique est généralement utilisé pour des applications de traçabilité (colis postaux, déchets) ou bien d'identification, même pour des objets métalliques [6]. Cette technologie est idéale lorsque la présence ou non dans une zone de lecture est une information de localisation suffisante.

Chapitre I

○ RFID active :

La RFID active est plus pertinente que son pendant passif pour faire de la localisation à proprement parler. L'étiquette électronique possède son propre système d'alimentation, la proximité du lecteur est donc moins critique. Son principe de fonctionnement le plus courant consiste à localiser l'objet équipé d'une étiquette électronique active selon l'intensité du signal reçu. La précision est alors dépendante du nombre de lecteurs, ainsi que de la phase de calibrage [7]. Selon l'algorithme utilisé pour traiter les données reçues des différents lecteurs, la précision de cette technologie est de quelques mètres.

2.4.2. *WiFi et Bluetooth*

Le WiFi est un standard du réseau local sans fil (ou WLAN pour *Wireless Local Area Network* en anglais) et le *Bluetooth* un standard du réseau personnel sans fil (ou WPAN pour *Wireless Personal Area Network*). L'avantage de ces deux technologies réside dans leur présence quasi-systématique dans la plupart des terminaux mobiles actuels, ce qui permet une mise en place rapide du service de localisation. La portée du WiFi est de plusieurs dizaines de mètres, pour une émission à 2,4 GHz ou autour de 5 GHz. La portée du *Bluetooth* est de l'ordre de la dizaine de mètres à une fréquence de 2,4 GHz.

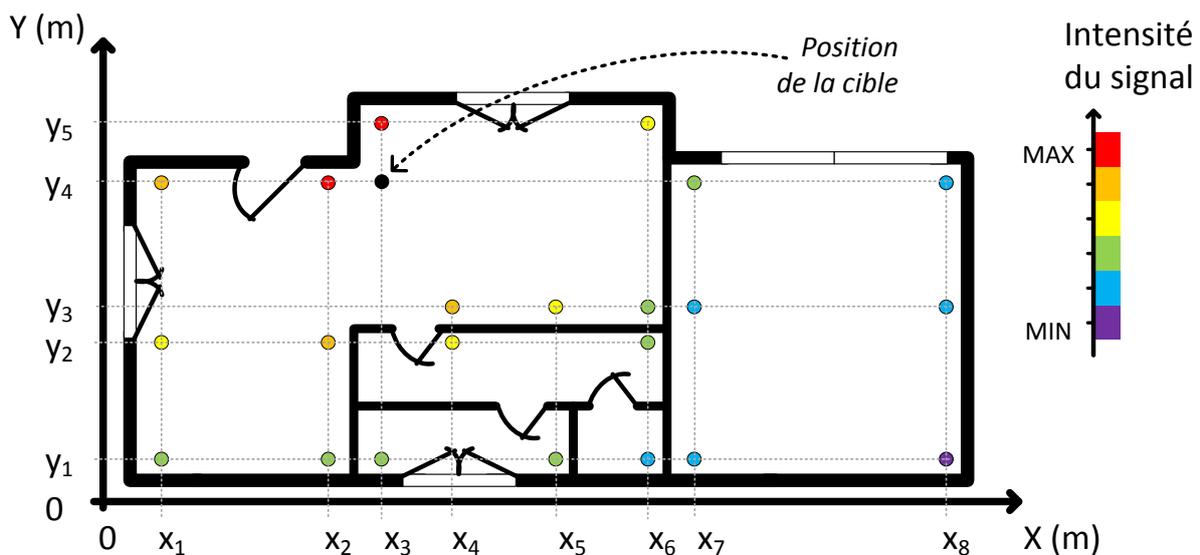


Figure I. 8 : Empreinte d'une maison pour localisation RSS

Chapitre I

Les systèmes et méthodes de localisation faisant appel à toutes ces technologies s'appuient généralement sur l'intensité du signal reçu par les différentes bases pour déterminer la position du terminal mobile. Cependant, il arrive qu'une empreinte du lieu (ou *fingerprinting*) soit faite au préalable. Durant cette phase, illustrée Figure I. 8, une cartographie des différentes bases est établie, au niveau de leurs coordonnées et de leurs puissances d'émission, afin de calibrer le système et le rendre plus précis. Une précision de quelques mètres peut être obtenue selon les algorithmes utilisés [8], [9].

2.4.3. Signaux ultra large bande impulsionnels

Comme vu dans la partie 1.2.1, les techniques de localisation basées sur une mesure temporelle sont soumises aux multi-trajets du signal qui vont fausser la mesure, en donnant une estimation de la distance trop importante. Toutefois, l'utilisation de signaux ultra large bande impulsionnels permet une mesure plus précise et efficace devant ce genre de problème [10].

En effet, il est possible de différencier les signaux directs des signaux issus de multi-trajets, grâce à la durée très courte de l'impulsion, de l'ordre de quelques nanosecondes. Capable d'émettre dans un intervalle de fréquence compris entre 3,1 GHz et 10,6 GHz, ce type de système permet une précision de 10 à 30 cm, selon les algorithmes utilisés.

Le Tableau I. 1 compare et résume de façon concise les différentes technologies présentées dans cette partie :

Technologie	Précision	Localisation en intérieur	Multi-trajets et Environnement
GNSS		Non	
Ultrason		Oui	
Infrarouge		Oui	
RFID		Oui	
WiFi / Bluetooth		Oui	
ULB		Oui	

Tableau I. 1 : Résumé des différentes technologies de localisation

Chapitre I

La technologie ultra large bande apparaît ainsi adaptée pour une mesure en intérieur. En effet, elle jouit d'une bonne précision et la nature impulsionnelle de son signal permet une mesure moins perturbée par des multi-trajets potentiels.

3. Utilisation de signaux ultra large bande

La multiplication des standards de communication entraîne une allocation de fréquences plus difficile pour les technologies émergentes. Cependant, l'utilisation de signaux ultra large bande ne souffre pas de ce problème. En effet, la FCC, l'organisme de régulation américain (*Federal Communications Commission*), a alloué en 2002 [11] la bande 3,1-10,6 GHz pour les systèmes ULB. Cependant, ils doivent émettre avec une Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) moyenne inférieure à $-41,3$ dBm/MHz. Ainsi, les signaux ultra large bande peuvent coexister avec les autres standards.

3.1. Définition

Comme son nom l'indique, un signal ULB possède une très large bande, par rapport à des signaux bande étroite plus conventionnels comme illustré Figure I. 9.

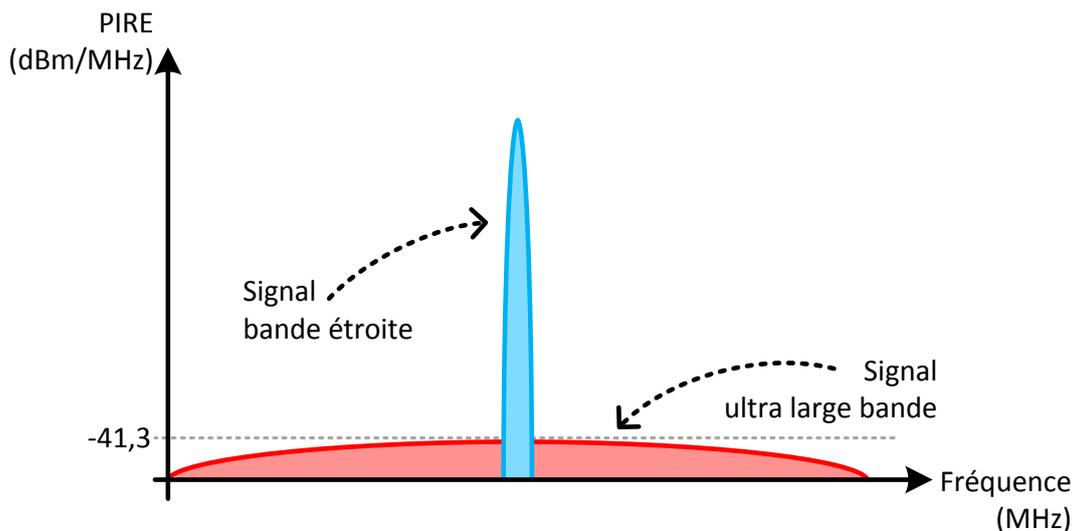


Figure I. 9 : PIRE d'un signal bande étroite et d'un signal ultra large bande

Chapitre I

De façon plus rigoureuse, la FCC définit un signal ULB selon deux critères :

- une largeur de bande supérieure à 500 MHz pour une puissance de -10 dBr en bordure de bande (Figure I. 10)
- une largeur de bande fractionnelle supérieure à 20 %

En définissant B la largeur de bande, B_{FRAC} la largeur de bande fractionnelle et f_H , f_L et f_C les fréquences respectivement haute, basse et centrale de la bande B , on obtient les équations (I.03), (I.04) et (I.05), qui illustrent les deux définitions précédentes :

$$B = f_H - f_L \quad (I.03)$$

$$f_C = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (I.04)$$

$$B_{FRAC} = 100 \times \frac{B}{f_C} = 100 \times \frac{2 \times (f_H - f_L)}{f_H + f_L} \quad (I.05)$$

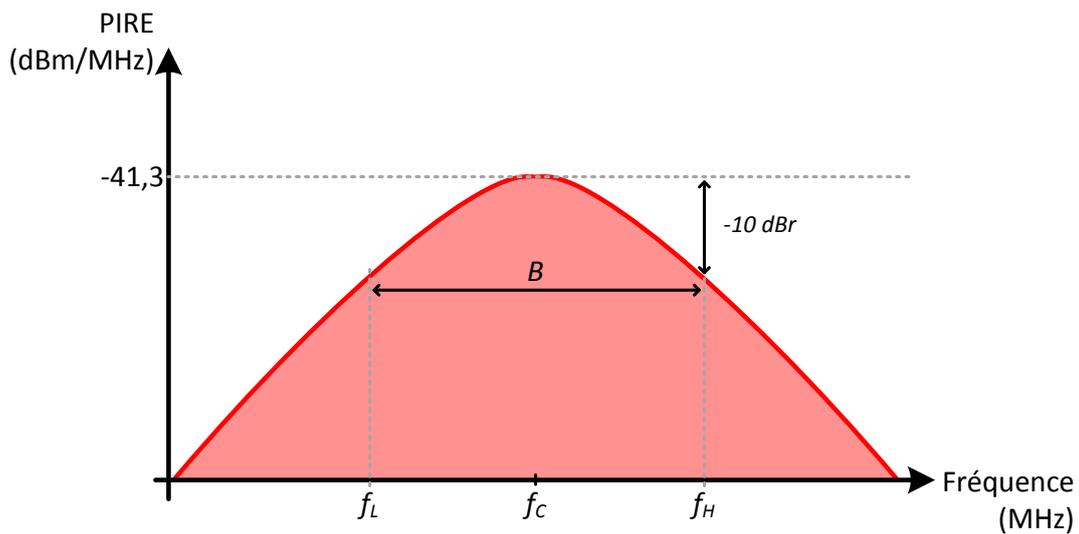


Figure I. 10 : Illustration des paramètres fréquentiels d'un signal ULB

Chapitre I

3.2. Réglementation

3.2.1. Standards IEEE

La technologie ULB peut être utilisée de différentes façons : soit pour du haut débit avec une faible portée (IEEE 802.15.3a), soit avec des débits plus faibles pour des applications de localisation (IEEE 802.15.4a), ou bien pour des communications à faible puissance au niveau du corps humain pour des applications de santé (802.15.6).

○ 802.15.3a :

Le groupe de travail lié à ce premier standard a cessé ses activités en 2006. Cependant, le consortium *WiMedia Alliance* a mis en place une norme industrielle [12], spécifiant une couche physique qui découpe la bande 3,1-10,6 GHz en 14 sous-bandes et plus d'une centaine de sous-porteuses, pour utiliser une modulation multi-bandes OFDM.

○ 802.15.4a :

Le deuxième standard [13] peut adopter deux couches physiques :

- La première utilise un étalement de spectre à balayage de fréquence (CSS : *Chirp Spread Spectrum*). Elle va servir principalement à établir une communication longue distance, ou avec une cible se déplaçant à une vitesse élevée.
- La seconde se sert de signaux impulsionnels pour obtenir une largeur de bande conséquente. Cette couche physique convient aux applications de localisation précises, car la durée des impulsions est très courte. Le Tableau I. 2 décrit la division du spectre ULB.

○ 802.15.6 :

Ce dernier standard [14], relatif au réseau corporel sans fil (ou WBAN pour *Wireless Body Area Network* en anglais) existe pour donner un cadre normatif à l'utilisation de communications sans fil autour ou au sein du corps humain. La technologie ultra large bande est l'une des couches physiques possibles, grâce à son niveau de puissance faible qui permet de ne pas interférer avec les autres standards et d'avoir un impact limité sur le corps humain.

Chapitre I

Canal	Fréquence centrale f_c (MHz)	Largeur de bande B (MHz)	Bande ULB
0	499,2	499,2	Sous-GHz (obligatoire)
1	3494,4	499,2	Bande basse
2	3993,6	499,2	Bande basse
3	4492,8	499,2	Bande basse (obligatoire)
4	3993,6	1331,2	Bande basse
5	6489,6	499,2	Bande haute
6	6988,8	499,2	Bande haute
7	6489,6	1081,6	Bande haute
8	7488,0	499,2	Bande haute
9	7987,2	499,2	Bande haute (obligatoire)
10	8486,4	499,2	Bande haute
11	7987,2	1331,2	Bande haute
12	8985,6	499,2	Bande haute
13	9484,8	499,2	Bande haute
14	9984,0	499,2	Bande haute
15	9484,8	1354,97	Bande haute

Tableau I. 2 : Liste des canaux pour le standard 802.15.4a

3.2.2. Masque d'émission américain et européen

La technologie ultra large bande faisant l'objet d'un standard et d'une réglementation, il est important de respecter un masque d'émission afin de ne pas polluer les systèmes radiofréquence déjà en place. La Figure I. 11 montre les masques d'émission pour des signaux ULB, ainsi que les niveaux des PIRE moyennes correspondantes. Les masques américains sont donnés par la FCC (en rouge) et les masques européens (en bleu) par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*).

Chapitre I

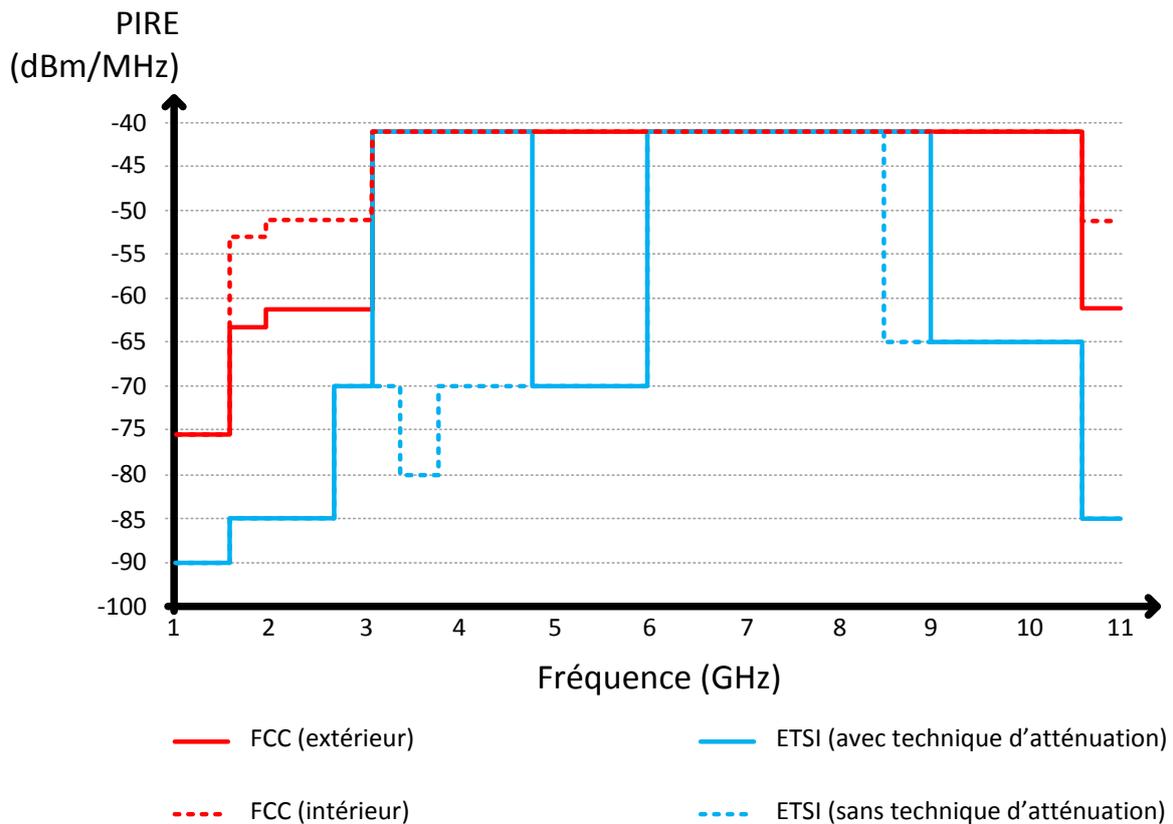


Figure I. 11 : Masques d'émission américain (FCC) et européen (ETSI)

Pour les masques américains, un niveau d'émission en intérieur et un niveau d'émission en extérieur sont présents. Ils diffèrent essentiellement en dehors de la bande 3,1-10,6 GHz.

Les masques européens de l'ETSI sont plus restrictifs que ceux de la FCC. Le masque général autorise une valeur de -41,3 dBm/MHz de 6 GHz à 8,5 GHz. Si une technique d'atténuation par détection est utilisée (par exemple la technique de DAA, pour *Detect And Avoid*), une émission dans la bande basse est possible.

3.3. Compositions des systèmes ultra large bande

L'intérêt porté à la technologie ultra large bande impulsionnelle est assez récent, de par l'allocation de la bande 3,1-10,6 GHz par la FCC en 2002. Plusieurs systèmes qui utilisent cette technologie ont été implémentés durant ces dernières années ([15], [16]). Cette partie va présenter les blocs essentiels à un système ULB (Figure I. 12).

Chapitre I

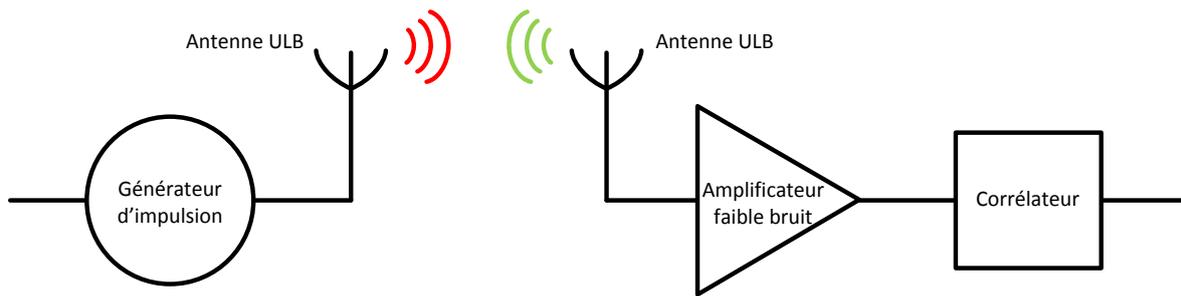


Figure I. 12 : Schéma bloc d'un système ultra large bande

3.3.1. Générateur d'impulsion

Le premier bloc est le générateur d'impulsion. Plusieurs façons de procéder sont possibles :

- Une première solution consiste à la générer de façon digitale. Cela permet un réglage de l'impulsion conséquent (fréquence, forme), mais au prix d'un système complexe. Dans [17], les signaux PLSP et PLSN représentent respectivement les parties positives et négatives de l'impulsion. L'impulsion finale résulte alors de l'amplification de la différence entre PLSP et PLSN (Figure I. 13).

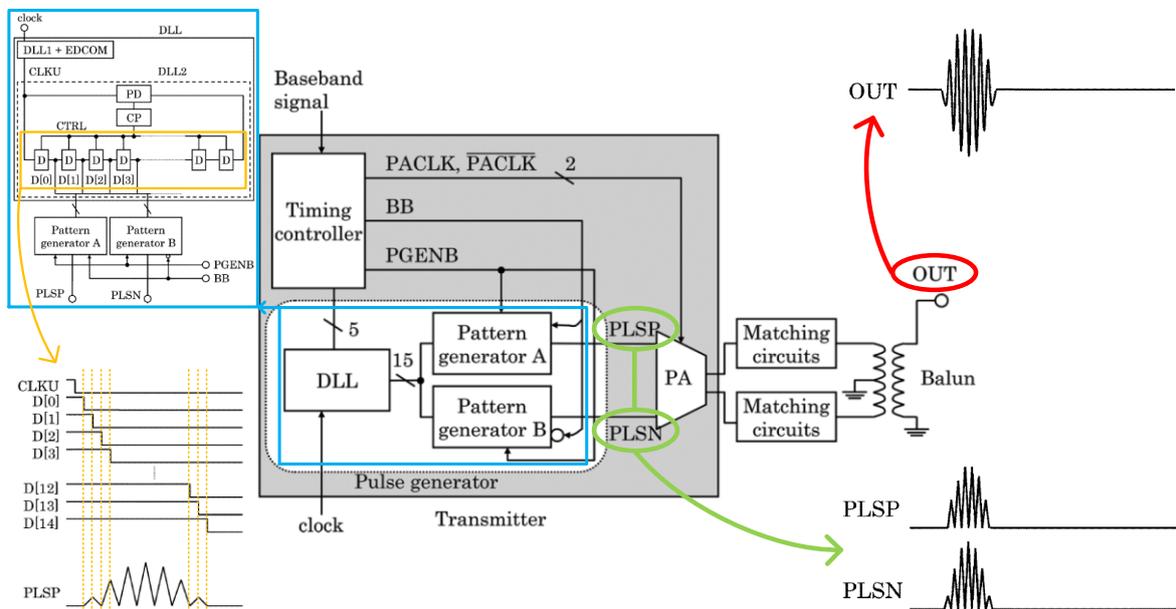


Figure I. 13 : Schéma bloc d'une génération d'impulsion digitale [17]

Chapitre I

- La réponse impulsionnelle d'un filtre peut également être exploitée. Sur la Figure I. 14, le schéma bloc du générateur présent dans [18] est représenté, avec le filtre associé. Une impulsion en bande de base est créée afin d'exciter le filtre passe-bande et ainsi obtenir sa réponse impulsionnelle. Cette solution ne permet qu'un réglage limité en fréquence, mais sa consommation est très basse.

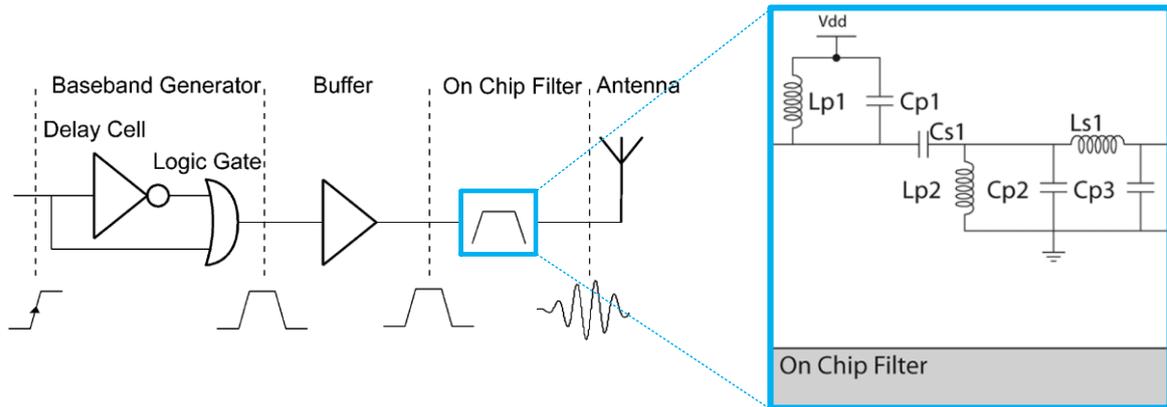


Figure I. 14 : Génération d'impulsion par la réponse impulsionnelle d'un filtre [18]

- Enfin, l'impulsion peut également être créée à partir d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO : *Voltage Controlled Oscillator*) [19]. Le VCO, qui a une fréquence f_M , est alors activé durant un temps τ_P (Figure I. 15). L'utilisation d'un VCO commuté permet la génération d'impulsions sur une plage de réglage moyenne, mais nécessite des temps d'allumage et d'extinction brefs.

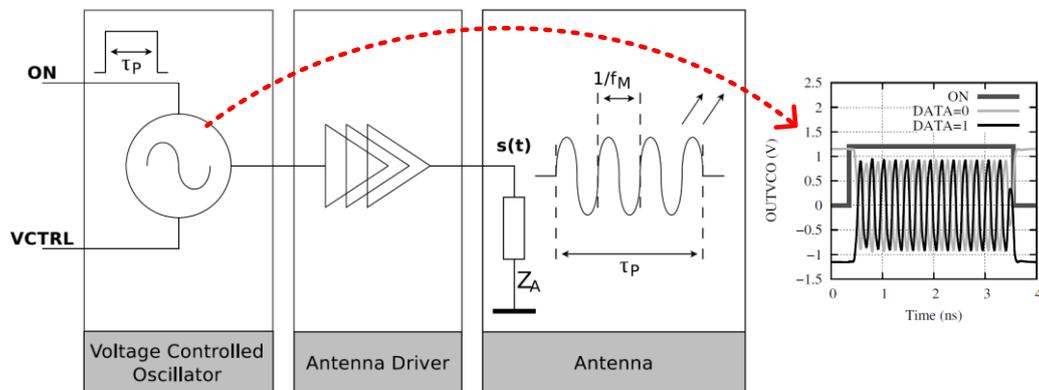


Figure I. 15 : Impulsion générée par la commutation d'un VCO [19]

Chapitre I

3.3.2. Antennes

Les antennes dans un système ultra large bande ont une importance capitale, tant au niveau de l'émission qu'au niveau de la réception.

Elles agissent comme un filtre de mise en forme de l'impulsion, au risque de la déformer et détériorer l'intégrité du signal. Ceci peut causer un problème lors de la détection de l'impulsion par exemple [20]. Plusieurs travaux ont été menés à propos de la modélisation des antennes, ainsi que du canal ULB [21].

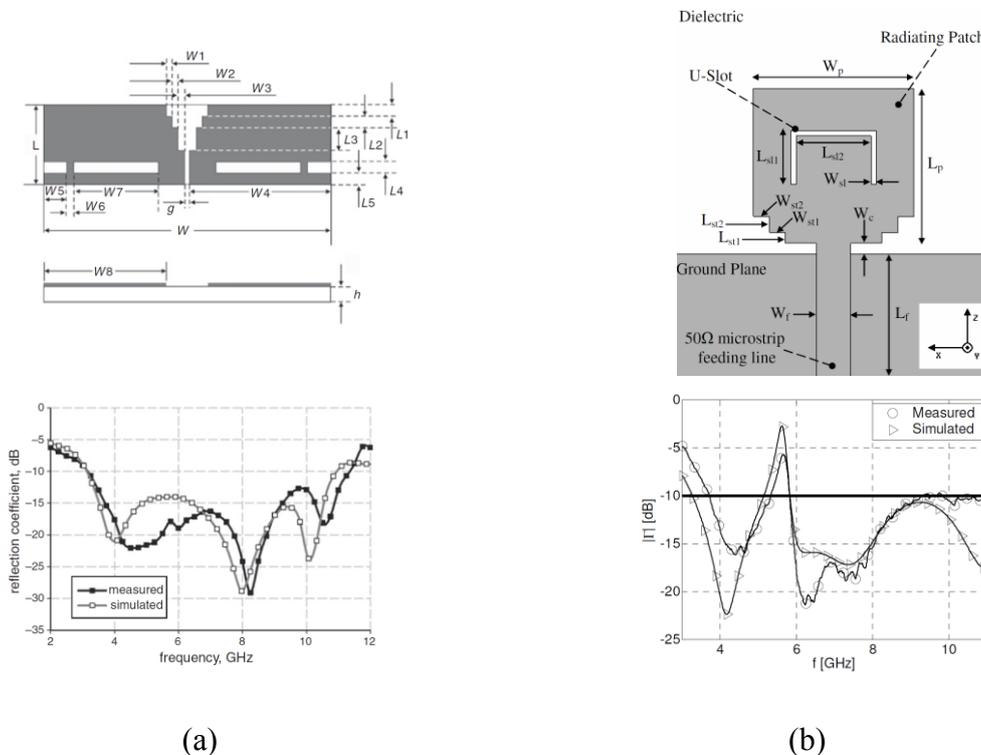


Figure I. 16 : Antennes ULB bande entière (a) [22], avec une bande de réjection (b) [23]

Différents type d'antennes sont utilisés, qui couvrent la bande 3,1-10,6 GHz [22] (Figure I. 16 (a)), ou bien avec une bande de réjection [23] (Figure I. 16 (b)) pour s'adapter aux différents masques d'émission.

Chapitre I

3.3.3. Corrélateur

Le bloc de corrélation permet, au niveau de la réception, de détecter et traiter l'impulsion. Plusieurs types de corrélateurs existent pour assurer cette fonction :

- Une première structure consiste en l'échantillonnage direct de l'impulsion (Figure I. 17). Après amplification, le signal se retrouve échantillonné et son traitement s'opère en bande de base [24]. Cependant, cette solution est limitée par la fréquence d'échantillonnage ainsi que par la consommation des convertisseurs analogiques-numériques, tout particulièrement pour les canaux en bande haute.

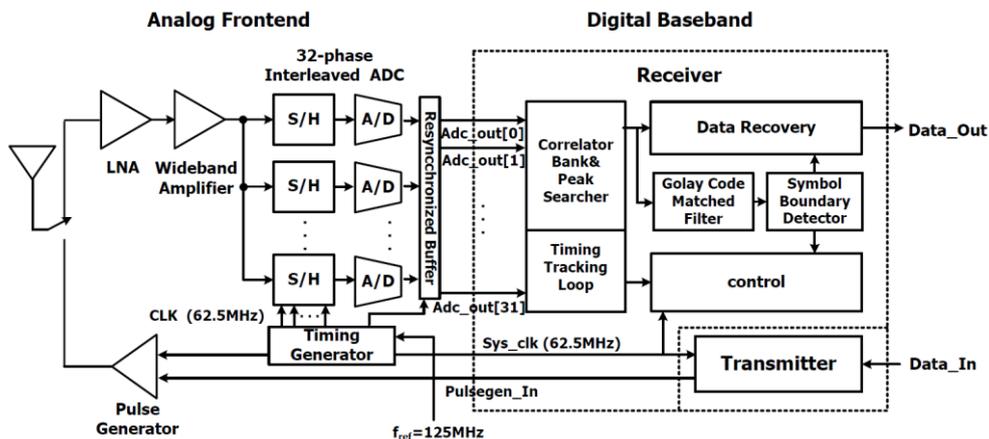


Figure I. 17 : Exemple d'un système ULB avec un corrélateur à échantillonnage direct [24]

- Des récepteurs non cohérents [25] (Figure I. 18 (a)) ou cohérents [26] (Figure I. 18 (b)) sont également envisageables. Dans le premier cas, l'impulsion est corrélée avec elle-même, tandis que pour le second elle est corrélée avec un modèle. L'inconvénient d'un récepteur cohérent est que le modèle et l'impulsion reçue doivent être bien synchronisés, tandis qu'un récepteur non-cohérent est plus sensible au bruit.

Chapitre I

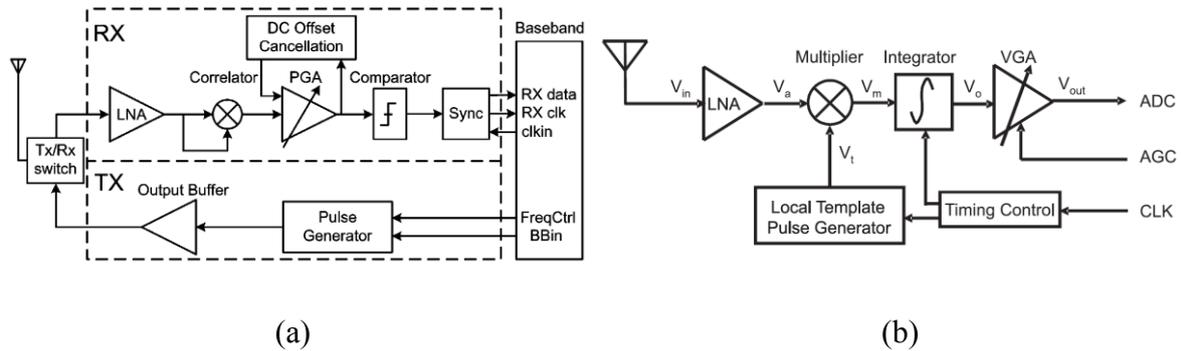


Figure I. 18 : Architectures avec corrélateur non cohérent (a) [25], cohérent (b) [26]

3.3.4. Amplificateur faible bruit

L'amplificateur faible bruit (ou LNA pour *Low Noise Amplifier*) se trouve du côté du récepteur. Ce bloc a aussi son importance, car c'est lui qui va fixer le seuil de sensibilité pour la détection de l'impulsion. Plusieurs travaux autour des LNA ultra large bande ont été menés depuis le début des années 2000 (Figure I. 19):

- L'utilisation d'un étage d'entrée de type grille commune exposé Figure I. 19 (a), est une technique possible [27], [28]. L'impédance d'entrée étant inversement proportionnelle à la transconductance g_m du transistor, il est possible d'atteindre une adaptation plus large bande tout en gardant un facteur de bruit bas, comparé à un étage d'entrée de type source commune.
- Une contre-réaction est également envisageable [29]. Elle est composée le plus souvent d'une résistance R_{fb} et d'une capacité C_{fb} pour isoler l'entrée et la sortie. Cette méthode renforce la stabilité du circuit, tout en assurant une adaptation large bande (Figure I. 19 (b)).
- Enfin, des filtres en échelle [30] peuvent être placés à l'entrée du LNA, associés à une dégénérescence inductive de la source. Cette méthode permet également d'obtenir cette adaptation large bande (Figure I. 19 (c)).

Chapitre I

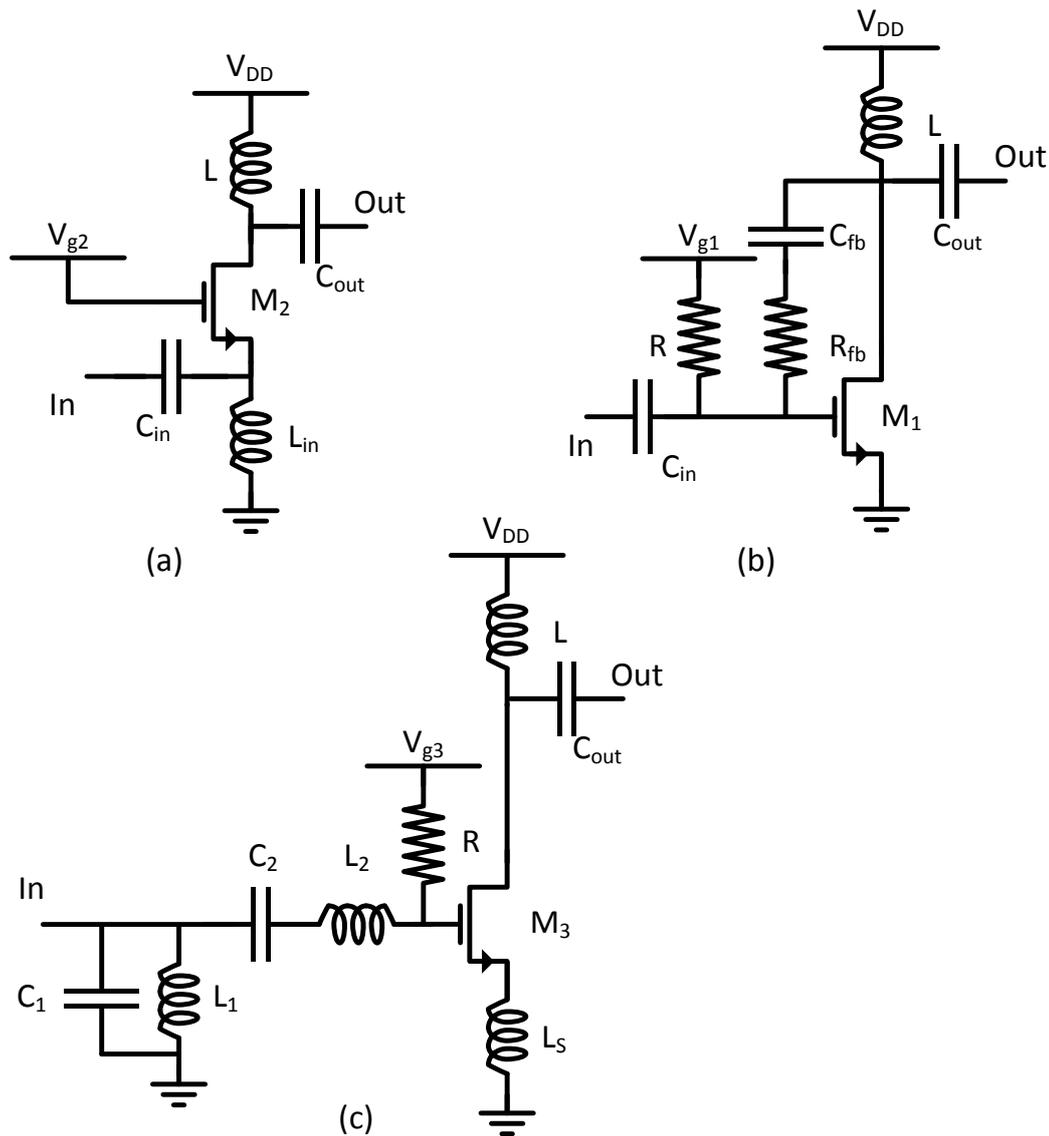


Figure I. 19 : Structures de LNA pour systèmes ultra large bande : grille commune (a), contre réaction (b) et adaptation en échelle (c)

3.4. Norme LAES

3.4.1. Explication de la norme et masque d'émission

Après une présentation concise des différents blocs nécessaires aux systèmes ultra large bande, il apparaît que la fonction amplification de puissance n'est pas concrètement utilisée. Cela peut paraître cohérent, car les niveaux d'émission des signaux ULB impulsionnels doivent rester suffisamment bas pour ne pas perturber les autres services.

Chapitre I

Toutefois, une nouvelle norme [31], proposée il y a quelques années, concerne les applications de localisation pour des situations d'urgence (LAES, pour *Location tracking Application for Emergency and disaster Situations*). Cette norme définit l'utilisation de signaux ultra large bande lors, par exemple, d'un incendie dans un bâtiment ou d'un tremblement de terre, afin d'assister les pompiers dans leurs opérations de recherche des victimes (Figure I. 20).

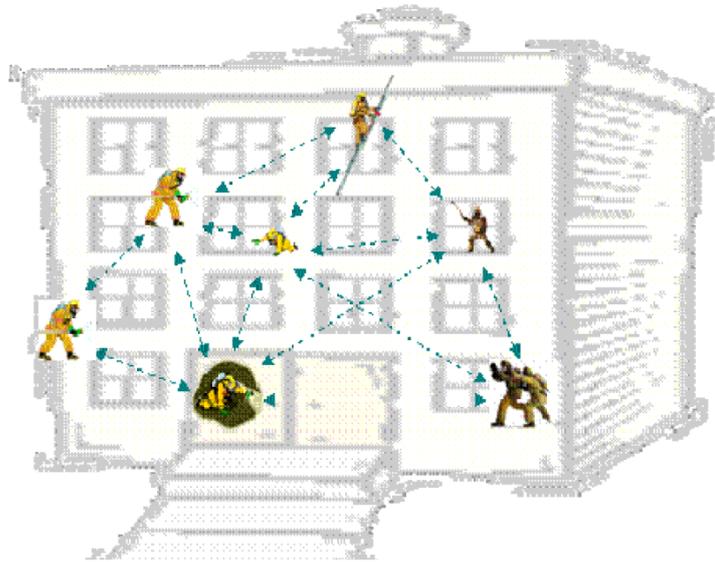


Figure I. 20 : Intervention de pompiers pour illustrer l'utilisation de la norme LAES [31]

Cette norme se caractérise par une augmentation de 20 dB du niveau de la puissance émise dans la bande de fréquence 3,4-4,2 GHz, comparé aux masques présentés Figure I. 11. Cela permet aux signaux ULB de franchir aisément les murs épais, et facilite davantage l'intervention des secours.

3.4.2. Cahier des charges

Afin d'obtenir cette augmentation du niveau de puissance, un amplificateur de puissance dédié s'avère nécessaire. Si l'on prend comme référence le produit déjà développé par BeSpoon [32], l'amplitude du signal est de 600 mV_{PP}. Cette valeur, correspondant à -0,45 dBm sur une charge 50 Ω, permet au train d'impulsion d'être à une PIRE moyenne de -41,3 dBm/MHz. Ainsi, si la norme LAES autorise une augmentation de 20 dB,

Chapitre I

l'amplificateur de puissance doit avoir une puissance de sortie d'environ 19,5 dBm pour que le système puisse émettre à -21,3 dBm/MHz en situation d'urgence.

De plus, la variation du temps de propagation de groupe (TPG) doit demeurer faible. En effet, le TPG traduit le retard du signal en fonction de la fréquence. Ainsi, une variation trop importante peut altérer l'intégrité du signal ULB. Une valeur de 10 ps/GHz est prise pour la variation du TPG de l'amplificateur de puissance.

Enfin, la platitude du gain est également un paramètre important. Si la valeur du gain fluctue de façon non négligeable dans un canal donné, l'impulsion peut se retrouver déformée, ce qui va impacter la transmission du signal. Le gain doit avoir une platitude maximale de 1 dB/GHz.

Les paramètres du cahier des charges sont présentés dans le Tableau I. 3 :

Paramètres	Valeurs
Bande de fréquence	3,1-10,6 GHz
Platitude du gain	< 1 dB/GHz
Temps de propagation de groupe	< 10 ps/GHz
Puissance de sortie	> 19,5 dBm
Adaptation en entrée	< -10 dB
Tension d'alimentation	4 V

Tableau I. 3 : Cahier des charges de l'amplificateur ultra large bande

3.4.3. Etat de l'art des amplificateurs de puissance existants

Un état de l'art des amplificateurs de puissance pour application ultra large bande est présenté dans le Tableau I. 4 :

Chapitre I

	[33]	[34]	[35]	[36]	[37]	[38]
Technologie (nm)	180	180	180	180	65	180
Fréquence (GHz)	3,1-10,6	5-10,6	3,1-10,6	3,1-4,8	0,2-10,2	3,1-6
Gain (dB)	11,48 ±0,6	14 ±1	10,46 ±0,8	10,3 ±0,8	8,7 ±1,5	10 ±1
S ₁₁ (dB)	< -10	< -5,5	< -10	< -5	< -10	< -6
S ₂₂ (dB)	< -14	< -7	< -10	< -8	< -10	< -7
TPG (ps)	± 85,8	± 40	± 150	± 135	NA	± 195,5
P _{1dB} (dBm)	5*	2*	7,5 ±1,9 dB	7,5 ±1,5 dB	4,75 ±0,85 dB	5,8 ⁺
PAE _{max} (%)	NA	10*	NA	45 ±3	56 ±8	NA

* : 6 GHz ; ⁺ : 5 GHz

Tableau I. 4 : Etat de l'art des amplificateurs ultra large bande

Bien que plusieurs amplificateurs de puissance aient fait l'objet de travaux de recherche, ils n'atteignent pas des niveaux de puissance en sortie très élevés. De plus, peu de travaux renseignent sur le temps de propagation de groupe et sa variation, qui s'avère pourtant être un paramètre primordial dans ce genre de communication [39]. En effet, un TPG excessif retarde le signal, et peut conduire à une mesure erronée, tandis que sa variation, si elle est trop élevée, traduit des distorsions de l'impulsion qui complique la mesure.

Ainsi, il n'existe à ce jour aucun amplificateur de puissance conçu dans l'optique d'une utilisation avec la norme LAES. La conception et la mesure d'amplificateurs de puissance ultra large bande seront présentées dans le chapitre II.

3.4.4. Réduction de la consommation du système

L'utilisation de la norme LAES autorise donc une émission à un niveau de puissance plus important dans le cadre de situations d'urgence. Toutefois, il est nécessaire que les systèmes ULB puissent émettre durant un temps suffisamment long afin d'optimiser les chances de succès de l'opération de sauvetage.

Par définition, un signal ultra large bande impulsionnel n'émet que durant un temps très court, de l'ordre de quelques nanosecondes, avec une période de répétition plus importante.

Chapitre I

Ainsi, le système ultra large bande consomme la plupart du temps pour rien (Figure I. 21 (a)). Il apparaît alors qu'une gestion de modes au niveau du système ULB peut s'avérer judicieuse, afin d'activer ou non l'amplificateur de puissance uniquement en présence d'une impulsion (Figure I. 21 (b)). Ce type d'utilisation sera exposé plus en détail dans le chapitre III.

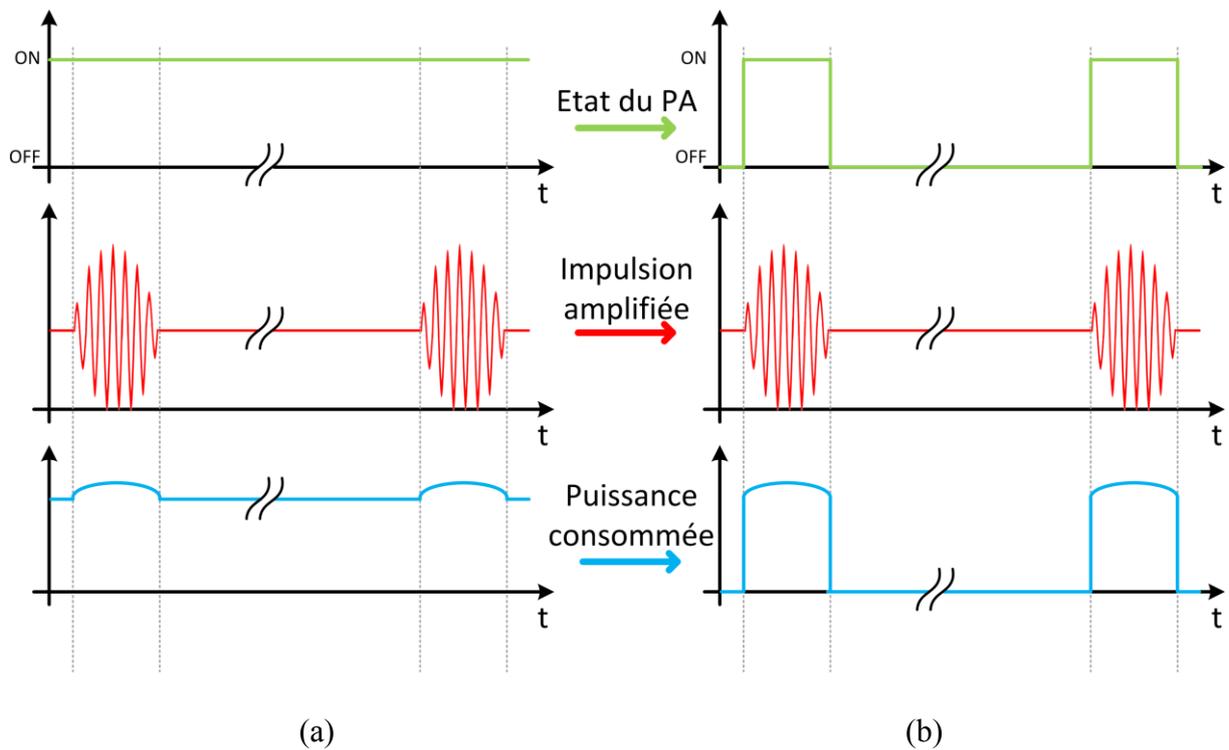


Figure I. 21 : Chronogrammes de la puissance consommée du PA (a) en mode continu et (b) en mode commuté

Chapitre I

4. Conclusion du chapitre

Ce premier chapitre expose les différentes techniques de localisation existantes, ainsi que les différents systèmes qui les utilisent. La localisation peut se faire en mesurant un angle d'arrivée, un temps de parcours ou bien l'intensité d'un signal reçu, afin de déterminer les coordonnées d'une cible en environnement intérieur. Cependant, les obstacles ainsi que les potentiels multi-trajets du signal peuvent altérer la mesure.

Ainsi, parmi les systèmes de localisation présentés dans ce chapitre, l'utilisation de signaux ultra large bande impulsionnels permet une mesure en intérieur plus précise car la durée très courte de l'impulsion, de l'ordre de quelques nanosecondes, permet de différencier les signaux directs des signaux issus de multi-trajets.

La technologie ultra large bande est par la suite décrite. Il existe plusieurs standards différents selon l'application visée, et les masques d'émission américains et européens sont présentés. Les différents blocs qui composent les systèmes ultra large bande sont ensuite exposés, et il apparaît que la fonction amplification de puissance n'est pas concrètement utilisée, de par les niveaux d'émission des signaux ULB impulsionnels qui doivent rester suffisamment bas pour ne pas perturber les autres services.

Une norme concernant des applications de localisation pour des situations d'urgence est décrite, et montre la possibilité d'utiliser un amplificateur de puissance ultra large bande. Ainsi, un cahier des charges est mis en place pour ce genre d'application afin de répondre à ce nouveau besoin. Les paramètres principaux de ce cahier des charges sont la puissance de sortie, la variation du temps de propagation de groupe et la platitude du gain. La conception et la mesure d'amplificateurs de puissance ultra large bande seront présentées dans le chapitre II.

Enfin, après un état de l'art des amplificateurs de puissance ultra large bande existants, la mise à profit de la nature impulsionnelle du signal ULB est décrite, afin de réduire la puissance consommée par le PA. L'activation de l'amplificateur de puissance uniquement lors de la présence d'une impulsion permet de réduire drastiquement l'impact du PA sur un système de localisation ultra large bande. Cette utilisation sera exposée plus en détail dans le chapitre III.

Chapitre I

Références

- [1] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, et P. Heide, « Wireless local positioning », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, n° 4, p. 77-86, déc. 2003.
- [2] R. A. Alawi, « RSSI based location estimation in wireless sensors networks », in *2011 17th IEEE International Conference on Networks*, 2011, p. 118-122.
- [3] C. J. Hegarty et E. Chatre, « Evolution of the Global Navigation Satellite System (GNSS) », *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, n° 12, p. 1902-1917, déc. 2008.
- [4] A. Ward, A. Jones, et A. Hopper, « A new location technique for the active office », *IEEE Personal Communications*, vol. 4, n° 5, p. 42-47, oct. 1997.
- [5] A. Harter et A. Hopper, « A distributed location system for the active office », *IEEE Network*, vol. 8, n° 1, p. 62-70, janv. 1994.
- [6] A. Ghiotto, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland, et S. Tedjini, « Miniaturized patch antenna for the Radio Frequency Identification of metallic objects », in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, p. 583-586.
- [7] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau, et A. P. Patil, « LANDMARC: indoor location sensing using active RFID », in *Proceedings of the First IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003)*, 2003, p. 407-415.
- [8] F. Subhan, H. Hasbullah, A. Rozyyev, et S. T. Bakhsh, « Indoor positioning in Bluetooth networks using fingerprinting and lateration approach », in *2011 International Conference on Information Science and Applications*, 2011, p. 1-9.
- [9] S. Aparicio, J. Perez, A. M. Bernardos, et J. R. Casar, « A fusion method based on bluetooth and WLAN technologies for indoor location », in *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems, 2008. MFI 2008*, 2008, p. 487-491.
- [10] S. Galler, J. Schroeder, G. Rahmatollahi, K. Kyamakya, et K. Jobmann, « Analysis and Practical Comparison of Wireless LAN and Ultra-Wideband Technologies for Advanced Localization », in *2006 IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium*, 2006, p. 198-203.
- [11] K. Siwiak et D. McKeown, « FCC First Report and Order », *Ultra-Wideband Radio Technology*, p. 203-224, 2004.
- [12] ECMA-368, « High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, 3rd Edition », déc-2008.

Chapitre I

- [13] « IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) », *IEEE Std 802.15.4a-2007 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006)*, p. 1-203, 2007.
- [14] « IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks », *IEEE Std 802.15.6-2012*, p. 1-271, févr. 2012.
- [15] S. Solda, M. Caruso, A. Bevilacqua, A. Gerosa, D. Vogrig, et A. Neviani, « A 5 Mb/s UWB-IR Transceiver Front-End for Wireless Sensor Networks in 0.13 CMOS », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, n° 7, p. 1636-1647, juill. 2011.
- [16] S. Geng, D. Liu, Y. Li, H. Zhuo, W. Rhee, et Z. Wang, « A 13.3 mW 500 Mb/s IR-UWB Transceiver With Link Margin Enhancement Technique for Meter-Range Communications », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n° 3, p. 669-678, mars 2015.
- [17] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka, et K. Sakamura, « A UWB-IR Transmitter With Digitally Controlled Pulse Generator », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, n° 6, p. 1300-1309, juin 2007.
- [18] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, et H. Barthelemy, « A 9-pJ/Pulse 1.42-Vpp OOK CMOS UWB Pulse Generator for the 3.1-10.6-GHz FCC Band », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 1, p. 65-73, janv. 2010.
- [19] R. Vauche, E. Muhr, N. Tall, A. Haloua, S. Bourdel, J. Gaubert, N. Dehaese, et H. Barthelemy, « Ultra-wideband voltage controlled oscillator with commutable phases for BPSK implementation », in *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2015 IEEE 13th International*, 2015, p. 1-4.
- [20] W. Sörgel et W. Wiesbeck, « Influence of the Antennas on the Ultra-Wideband Transmission », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2005, n° 3, p. 296-305, 2005.
- [21] Y. Duroc, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, et S. Tedjini, « UWB antennas: Systems with transfer function and impulse response », *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 55, n° 5, p. 1449-1451, 2007.
- [22] T. K. Roshna, U. Deepak, V. R. Sajitha, et P. Mohanan, « Coplanar stripline-fed compact UWB antenna », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 17, p. 1181-1182, août 2014.

Chapitre I

- [23] T.-P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, et S. Tedjini, « Design and characteristics of a small U-slotted planar antenna for IR-UWB », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, n° 7, p. 1727-1731, juill. 2007.
- [24] C.-H. Yang, K.-H. Chen, et T.-D. Chiueh, « A 1.2V 6.7mW impulse-radio UWB baseband transceiver », in *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, 2005, p. 442-608 Vol. 1.
- [25] L. Xia, K. Shao, H. Chen, Y. Huang, Z. Hong, et P. Y. Chiang, « 0.15-nJ/b 3-5-GHz IR-UWB System With Spectrum Tunable Transmitter and Merged-Correlator Noncoherent Receiver », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, n° 4, p. 1147-1156, avr. 2011.
- [26] J. Hu, Y. Zhu, S. Wang, et H. Wu, « A 0.17-nJ/pulse IR-UWB receiver based on distributed pulse correlator in 0.18 μ m digital CMOS », in *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009*, p. 543-546.
- [27] J. Y. Lee, H. K. Park, H. J. Chang, et T. Y. Yun, « Low-power UWB LNA with common-gate and current-reuse techniques », *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 6, n° 7, p. 793-799, mai 2012.
- [28] Y. Shim, C. W. Kim, J. Lee, et S. G. Lee, « Design of Full Band UWB Common-Gate LNA », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 10, p. 721-723, oct. 2007.
- [29] Y.-C. Chen, W.-K. Yeh, R.-L. Wang, et H.-D. Yen, « 2-10GHz UWB Low Noise Amplifier Using a Cascode Structure with Resistive Shunt Feedback », in *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific, 2007*, p. 1-3.
- [30] A. Bevilacqua et A. M. Niknejad, « An ultra-wideband CMOS LNA for 3.1 to 10.6 GHz wireless receivers », in *Solid-State Circuits Conference, 2004. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2004 IEEE International, 2004*, p. 382-533 Vol.1.
- [31] Electronics Communications Committee, « ECC Report 170 - SPECIFIC UWB APPLICATIONS IN THE BANDS 3.4 - 4.8 GHz AND 6 - 8.5 GHz LOCATION TRACKING APPLICATIONS FOR EMERGENCY SERVICES (LAES), LOCATION TRACKING APPLICATIONS TYPE 2 (LT2) AND LOCATION TRACKING AND SENSOR APPLICATIONS FOR AUTOMOTIVE AND TRANSPORTATION ENVIRONMENTS (LTA) ». oct-2011.
- [32] « BeSpoon : Precise Indoor Location - <http://bespoon.com/bespoon-products/> ». .
- [33] R. Sapawi, R. K. Pokharel, S. A. Z. Murad, A. Anand, N. Koirala, H. Kanaya, et K. Yoshida, « Low Group Delay 3.1-10.6 GHz CMOS Power Amplifier for UWB Applications », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, n° 1, p. 41-43, janv. 2012.

Chapitre I

- [34] H. Mosalam, A. Allam, H. Jia, A. Abdelrahman, T. Kaho, et R. K. Pokharel, « 5.0 to 10.6 GHz 0.18 μm CMOS power amplifier with excellent group delay for UWB applications », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [35] C. Lu, A.-V. Pham, et M. Shaw, « A CMOS power amplifier for full-band UWB transmitters », in *2006 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2006, p. 4 pp.-400.
- [36] S. A. Z. Murad, R. K. Pokharel, R. Sapawi, H. Kanaya, et K. Yoshida, « High efficiency, good linearity, and excellent phase linearity of 3.1-4.8 GHz CMOS UWB PA with a current-reused technique », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, n° 3, p. 1241 - 1246, août 2010.
- [37] O. Schmitz, S. K. Hampel, K. Mertens, M. Tiebout, et I. Rolfes, « Minimal area 65nm CMOS amplifier for Ultra-Wideband transmitter applications », in *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2010, vol. 1, p. 1-4.
- [38] R. Sapawi, R. K. Pokharel, D. A. A. Mat, H. Kanaya, et K. Yoshida, « A 3.1-6.0 GHz CMOS UWB power amplifier with good linearity and group delay variation », in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, 2011, p. 9-12.
- [39] S.-S. Myoung, Y.-H. Kim, et J.-G. Yook, « Impact of group delay in RF BPF on impulse radio systems », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, p. 4 pp.-.

Chapitre II

Conception d'un amplificateur de puissance en technologie silicium pour application ultra large bande

1.1.	Paramètres généraux.....	53
1.1.1.	Bilan de puissance et définition du gain.....	53
1.1.2.	Définition des rendements.....	54
1.1.3.	Linéarité.....	55
1.2.	Classes de fonctionnement.....	56
1.2.1.	Classes sinusoïdales.....	56
1.2.2.	Classes à haut rendement.....	60
2.	Méthodologie de conception d'amplificateurs ultra large bande.....	63
2.1.	Choix de la classe de fonctionnement et de la technologie.....	63
2.1.1.	Choix de la classe.....	63
2.1.2.	Technologie CMOS 65 nm.....	64
2.2.	Choix de la structure.....	65
2.2.1.	Amplificateur en mode commun.....	65
2.2.2.	Structure (pseudo-)différentielle.....	66
2.2.3.	Structure équilibrée.....	66
2.3.	Choix du composant de puissance.....	68
2.3.1.	Choix de la topologie.....	68
2.3.2.	Choix du transistor.....	70
2.4.	Dimensionnement du transistor.....	71

Chapitre II

2.5.	Impédance de charge optimale.....	72
2.5.1.	Méthode graphique	72
2.5.2.	Analyse Load-Pull	73
2.6.	Caractère large bande	74
2.6.1.	Adaptation en échelle	74
2.6.2.	Utilisation d'un transistor grille commune.....	75
2.6.3.	Mise en série d'étages décalés en fréquence.....	76
2.6.4.	Amplificateur distribué.....	77
2.6.5.	Contre-réaction.....	78
2.7.	Temps de propagation de groupe.....	79
2.7.1.	Définition et impact.....	79
2.7.2.	Cellules de nivellement passe-tout	79
2.7.3.	Circuits à temps de propagation de groupe négatif	80
2.8.	Stabilité du circuit	82
2.8.1.	Analyse petit signal.....	82
2.8.1.	Analyse non linéaire	83
3.	Conception d'amplificateurs ultra large bande en technologie CMOS 65 nm	83
3.1.	Cellule de puissance basée sur une topologie empilée	84
3.1.1.	Conception de la cellule de puissance	84
3.1.2.	Comparaison avec l'état de l'art.....	90
3.2.	Amplificateurs basés sur une topologie cascode	91
3.2.1.	Conception de la cellule de puissance.....	91
3.2.2.	Comparaison avec l'état de l'art.....	95
3.2.3.	Conception de la cellule pré-amplificatrice	97
4.	Conclusion du chapitre.....	102
	Références	103

Chapitre II

Ce deuxième chapitre aborde tout d'abord les paramètres relatifs aux amplificateurs de puissance.

Une seconde partie expose une méthodologie de conception pour des amplificateurs ultra large bande. Les choix en matière de structure et de topologie sont présentés, tandis qu'une liste des méthodes donnant un caractère large bande à un amplificateur est établie. La notion de temps de propagation de groupe est également abordée.

Enfin, les résultats de simulation et mesure de deux cellules de puissance et d'une cellule pré-amplificatrice sont présentés. Les circuits sont ensuite comparés à l'état de l'art des amplificateurs de puissance pour applications ultra large bande.

1. Généralités sur le fonctionnement d'un amplificateur de puissance

Avant d'aborder la phase de conception, il est nécessaire de passer en revue les paramètres caractéristiques d'un amplificateur de puissance. Ils permettront ainsi de comparer l'amplificateur conçu avec l'état de l'art.

1.1. Paramètres généraux

1.1.1. Bilan de puissance et définition du gain

Un amplificateur de puissance peut être caractérisé à partir des différents paramètres représentés Figure II. 1:

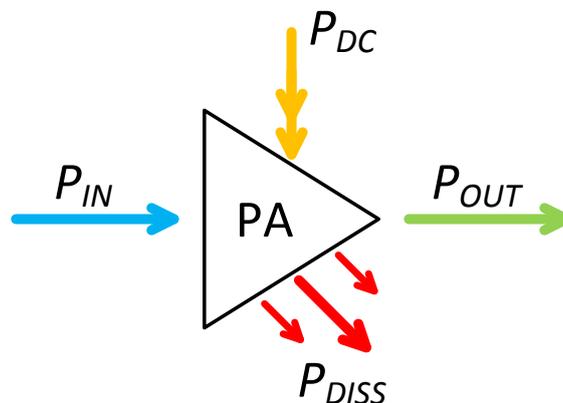


Figure II. 1 : Puissances liées à un PA

Chapitre II

Avec :

- P_{IN} et P_{OUT} , qui sont respectivement les puissances en entrée et en sortie de l'amplificateur. Elles sont liées par un gain en puissance G tel que :

$$G = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (\text{II.01})$$

- P_{DC} est la puissance consommée par l'amplificateur. Pour un PA conçu en technologie CMOS, en notant V_{GS0} et V_{DS0} les tensions de polarisation de grille et de drain, I_{GS0} et I_{DS0} les courants de polarisation de grille et de drain, on considère :

$$P_{DC} = V_{GS0} \times I_{GS0} + V_{DS0} \times I_{DS0} \approx V_{DS0} \times I_{DS0} \quad (\text{II.02})$$

- P_{DISS} est la puissance dissipée par l'amplificateur par effet Joule. En effectuant un bilan de puissance, on établit l'expression suivante :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_{IN} - P_{OUT} \quad (\text{II.03})$$

1.1.2. Définition des rendements

Définir un PA uniquement par son gain en puissance est limitant. En effet, avec de plus en plus de dispositifs et d'applications nomades, l'amplificateur de puissance se doit d'offrir le plus haut rendement possible, afin d'optimiser la durée d'utilisation en accord avec l'application visée. On appelle rendement, la quantité de puissance DC convertie en puissance RF. Deux rendements sont définis : le rendement de drain η_D (pour des transistors MOS) et le rendement en puissance ajoutée ou *PAE* (*Power Added Efficiency*) :

- le rendement de drain (η_D)

Il traduit directement la conversion de la puissance DC en puissance RF réalisée par l'amplificateur de puissance :

$$\eta_D = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} \quad (\text{II.04})$$

Chapitre II

Toutefois, lorsque la puissance d'entrée est à un niveau non négligeable par rapport à la puissance de sortie, cette définition du rendement devient insuffisante.

- le rendement en puissance ajoutée (PAE)

Afin de mieux traduire l'impact de la puissance d'entrée, la notion de puissance ajoutée P_{AJ} peut être définie telle que :

$$P_{AJ} = P_{OUT} - P_{IN} \quad (II.05)$$

Ainsi, avec (II.05), on définit un second rendement comme étant la conversion de la puissance DC en puissance RF, compte tenu de l'apport de la puissance d'entrée :

$$PAE = \frac{P_{AJ}}{P_{DC}} = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \quad (II.06)$$

1.1.3. Linéarité

A forte puissance, le comportement d'un PA ne peut plus être considéré comme linéaire. Ainsi, selon le domaine d'application de l'amplificateur de puissance, la linéarité apparaît comme un paramètre important.

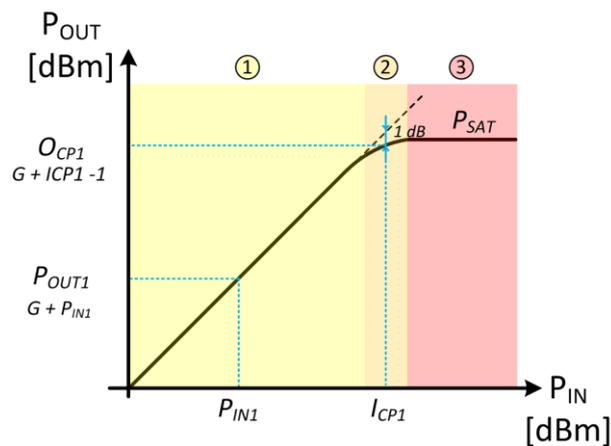


Figure II. 2 : Zones de fonctionnement d'un PA en fonction de la puissance d'entrée

Chapitre II

Sur la Figure II. 2, trois zones de fonctionnement peuvent être définies :

- Zone 1, ou zone linéaire.

La puissance de sortie évolue linéairement avec la puissance d'entrée. P_{OUT} est alors proportionnelle à P_{IN} d'un facteur égal au gain G défini plus tôt.

- Zone 2, ou zone de compression.

Les non-linéarités commencent à apparaître, et le gain décroît avec l'augmentation de P_{IN} . Le point où le gain est inférieur de 1 dB par rapport au gain de la zone linéaire est le point de compression à 1 dB, illustré sur la Figure II. 2 aux coordonnées $[I_{CPI} ; O_{CPI}]$.

- Zone 3, ou zone de saturation.

Dans cette zone, la puissance de sortie demeure constante quelle que soit la valeur de P_{IN} . Elle atteint une valeur maximale P_{SAT} .

Un compromis entre linéarité et efficacité commence alors à apparaître : le PA est plus linéaire pour une faible P_{IN} , mais en contrepartie le transfert de P_{DC} vers P_{RF} reste faible, ce qui conduit à une efficacité moindre.

1.2. Classes de fonctionnement

Plusieurs classes ont été définies afin de caractériser le fonctionnement d'un amplificateur de puissance. On peut les diviser en deux familles : les classes sinusoïdales (A, B, C et AB), et les classes commutées (D, E, F et J).

1.2.1. Classes sinusoïdales

Le principe de fonctionnement des amplificateurs à classe sinusoïdale est lié à la polarisation du transistor. En technologie CMOS, la tension de grille V_{GS} détermine le courant de repos I_{DS} (Figure II. 3).

Chapitre II

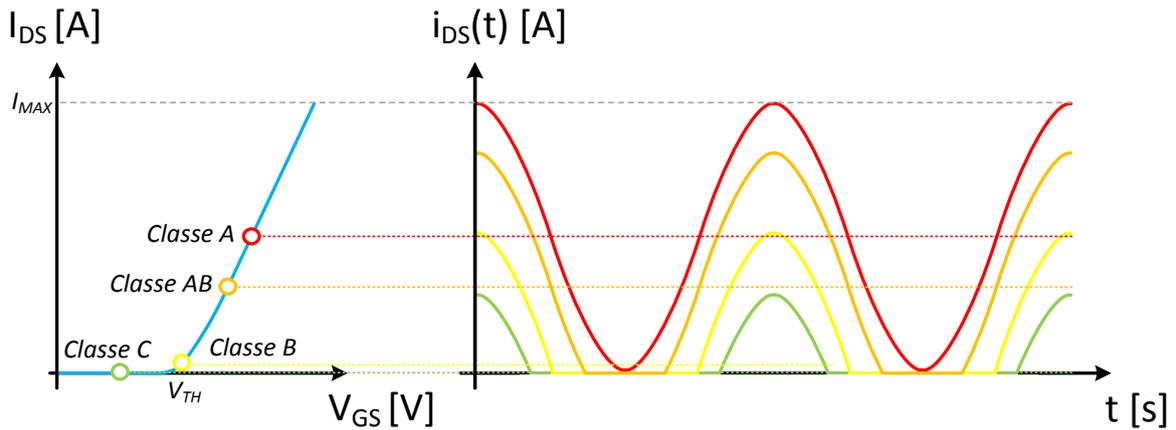


Figure II. 3 : Formes d'onde du courant de drain en fonction de la classe de fonctionnement

La valeur de ce courant va influencer sur le temps de conduction du transistor, comme expliqué dans [1], pp. 40-43. Illustré sur la Figure II. 4, ce temps de conduction τ peut également être interprété comme un angle de conduction θ suivant la relation (II.07) :

$$\theta = 2\pi \times \frac{\tau}{T} \quad (\text{II.07})$$

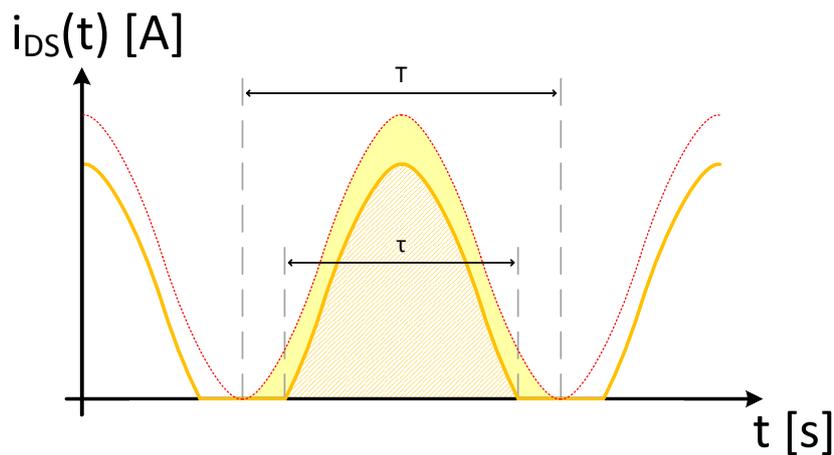


Figure II. 4 : Mise en évidence de l'angle de conduction

Chapitre II

○ Classe A

Le courant de polarisation d'un transistor en classe A est situé au milieu de la caractéristique $I_{DS} = f(V_{GS})$: son amplitude est maximale et son angle de conduction de 2π . Cette classe de fonctionnement jouit ainsi d'une excellente linéarité, mais son rendement théorique est de 50 %.

○ Classe B

En classe B, le point de repos est placé au niveau de la tension de seuil V_{TH} du transistor. Ainsi, l'angle de conduction est quasiment réduit de moitié. Cet abaissement du point de polarisation induit un rendement maximal théorique pour cette classe d'environ 78,5 %. Toutefois, ce fonctionnement entraîne l'apparition d'harmoniques, réduisant ainsi la linéarité.

○ Classe C

A partir de la classe C, l'angle de conduction est inférieur à π . Ce faisant, elle demeure la classe sinusoïdale la moins linéaire, avec une puissance de sortie plutôt faible, mais son rendement théorique est compris entre 78,5 % et 100 %. La classe C utilise ainsi le principe de fonctionnement d'une classe sinusoïdale, mais pour des rendements assez élevés.

○ Classe AB

Comme son nom l'indique, la classe AB est une classe intermédiaire. Son angle de conduction est compris entre π et 2π , ce qui implique des rendements entre 50 % et 78,5 %. Cette classe de fonctionnement traduit bien le compromis qui existe entre linéarité et efficacité.

La Figure II. 5 montre l'impact des harmoniques sur le courant I_{DS} selon l'angle de conduction utilisé :

- La classe A ne souffre effectivement d'aucune contribution harmonique. Cependant, la composante continue est maximale, traduisant une efficacité peu élevée.
- Pour la classe B, le niveau du fondamental est le même qu'en classe A, mais pour une contribution DC moindre. Les harmoniques paires sont toutefois non négligeables, ce qui a un impact direct sur la linéarité.
- La classe C quant à elle, fait tendre toutes les composantes du signal vers 0.

Chapitre II

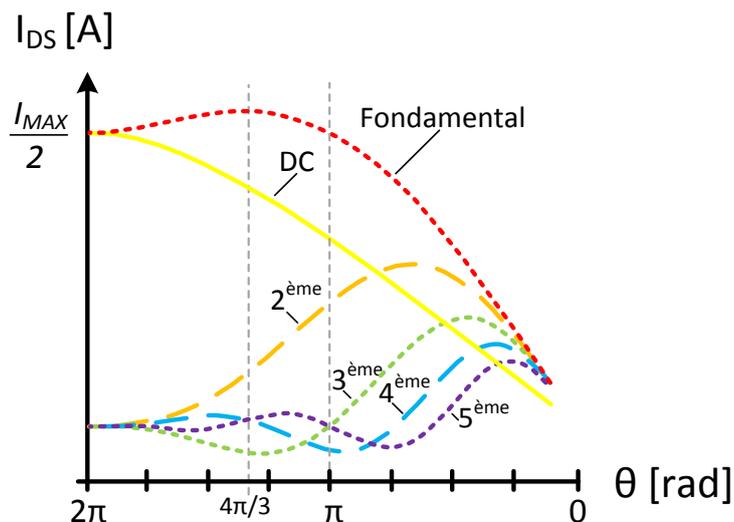


Figure II. 5 : Impact des composantes harmoniques en fonction de l'angle de conduction

On retrouve également la dualité de la classe AB sur cette figure. Un maximum de courant au fondamental est atteint pour un angle de conduction de $4\pi/3$.

Le Tableau II. 1 permet de récapituler les informations relatives aux classes de fonctionnement sinusoïdales, comme la linéarité, le rendement ou bien la puissance en sortie et fonction de la conduction du transistor.

Classe	Angle de conduction	Rendement	Linéarité	Puissance de sortie
A	2π	50 %	Excellente	Correcte
AB	$] 2\pi ; \pi [$	$] 78,5 \% ; 50 \% [$	Correcte	Elevée
B	π	78,5 %	Moyenne	Correcte
C	$[0 ; \pi [$	$] 100 \% ; 78,5 \% [$	Faible	Faible

Tableau II. 1 : Résumé des performances des classes sinusoïdales

Chapitre II

1.2.2. Classes à haut rendement

Le principe de fonctionnement des amplificateurs qui utilisent des classes à haut rendement est la diminution du temps de coexistence courant/tension. La méthode appliquée pour y parvenir est l'utilisation des fréquences harmoniques (Figure II. 6) afin de modeler les formes d'onde en courant ou en tension.

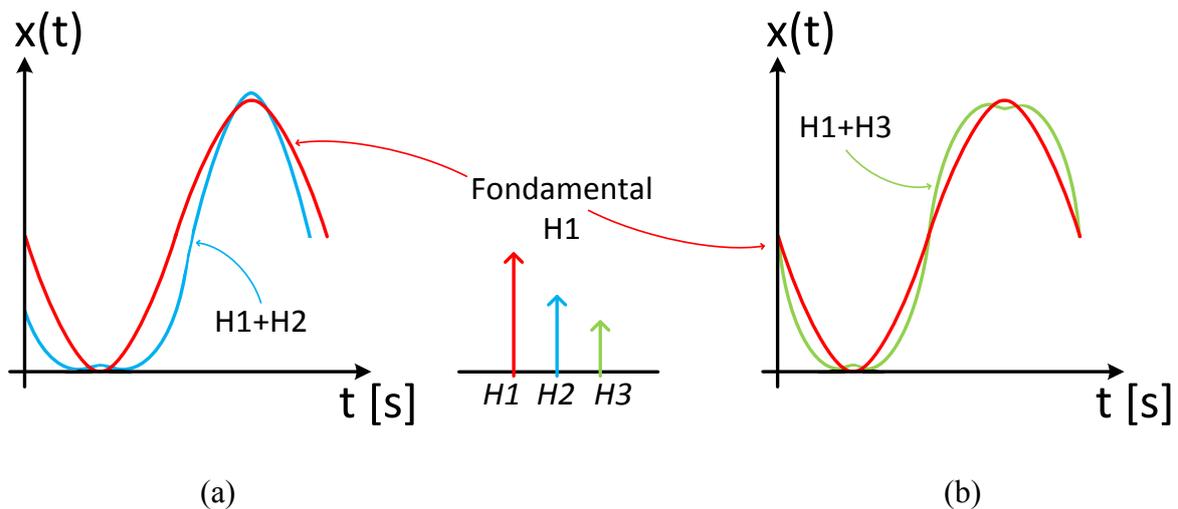


Figure II. 6 : Impact des harmoniques 2 (a) et 3 (b) sur les formes d'onde d'un signal $x(t)$

En effet, l'utilisation des composantes harmoniques façonne dans le domaine temporel les formes d'ondes, permettant ainsi de réduire ce temps de coexistence et donc d'optimiser le rendement. L'addition de l'harmonique 2, ou d'harmoniques paires de façon générale (Figure II. 6 (a)) donne au signal une forme de demi-sinus, tandis que l'addition de l'harmonique 3, ou bien les harmoniques impaires (Figure II. 6 (b)), donnent au signal une forme carrée.

○ Classe D

Un amplificateur en classe D est formé par deux transistors qui permettent une conduction alternée. Le signal d'entrée est carré, et un filtre LC accordé est utilisé pour laisser passer un courant dans la charge à la fréquence de travail. Comme la tension et le courant ne se chevauchent pas (Figure II. 7 (a)), il est possible d'atteindre un rendement théorique de 100 %. Toutefois, cette classe est limitée en fréquence, en raison de la capacité de drain parasite des transistors. Cette capacité affecte la forme d'onde de la tension qui, ainsi lissée, laisse apparaître un temps de coexistence non nul.

Chapitre II

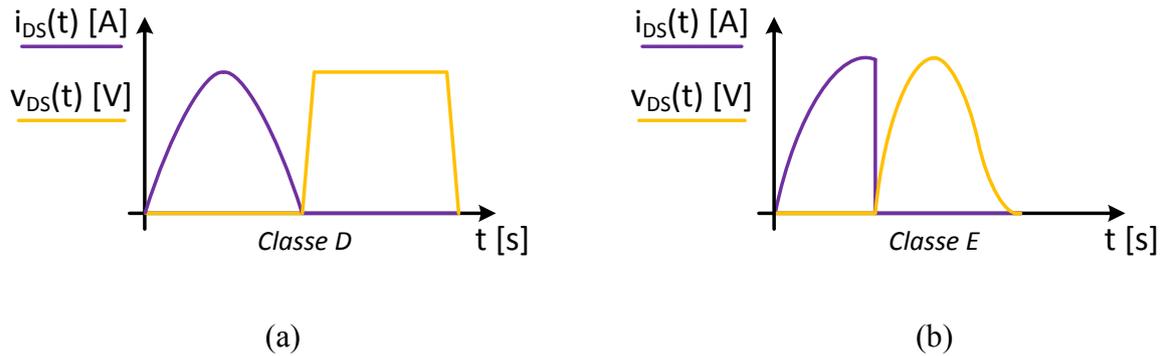


Figure II. 7 : Formes d'ondes en classe D (a) et en classe E (b)

- Classe E

En classe E (Figure II. 7 (b)), le transistor, également commandé avec un signal carré en entrée, est utilisé comme un interrupteur. Ainsi, le chevauchement des formes d'ondes entre la tension et le courant de drain est réduit au temps de commutation. Un réseau LC est utilisé afin de présenter l'impédance de charge à la fréquence fondamentale. Toutefois, sa capacité parasite est absorbée par le réseau d'adaptation en sortie, ce qui différencie son fonctionnement de celui de la classe D. La classe E permet, elle aussi, d'atteindre des rendements théoriques de 100 %.

- Classe F

Le principe de cette classe est de modéliser la tension de drain du transistor afin de la rendre carrée, et ainsi réduire le temps de coexistence (Figure II. 8). Cette modification est possible grâce au réseau d'adaptation en sortie, composé de circuits résonnants afin de récupérer les harmoniques impaires et générer une tension de sortie carrée. Le temps de coexistence diminue avec l'augmentation d'harmoniques filtrées, et le rendement augmente jusqu'à atteindre 100 % en théorie. Toutefois, les filtres nécessaires introduisent d'importantes pertes d'insertion, ce qui empêche en pratique d'atteindre un rendement parfait.

Chapitre II

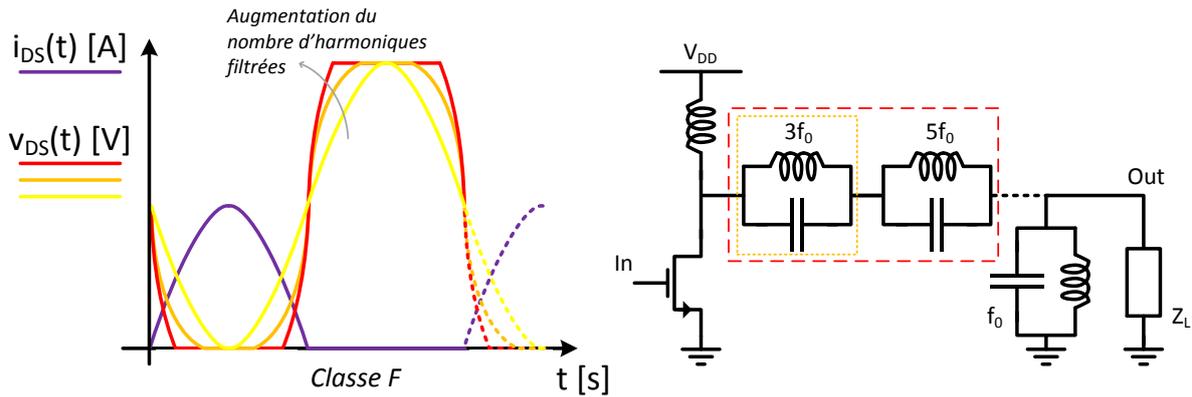


Figure II. 8 : Formes d'ondes d'un amplificateur en classe F

○ Classe J

La classe J (Figure II. 9), abordée en 2006 par Steeve C. Cripps [1] pp. 68-77, est une classe permettant d'atteindre des rendements du même ordre que la classe B.

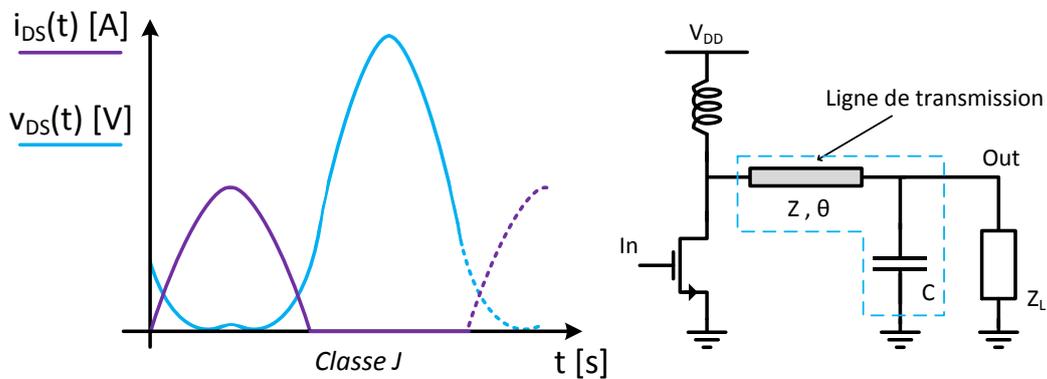


Figure II. 9 : Formes d'ondes pour un amplificateur en classe J

Cependant, contrairement à la classe F, elle n'utilise pas de circuits d'adaptation résonants qui sont par définition sélectifs. Ainsi, cette classe de fonctionnement permet une adaptation plus large bande. L'adaptation est assurée par une ligne de transmission suivie par une charge capacitive. A noter que l'on tient compte également de la capacité parasite drain-source du transistor. La ligne de transmission et les capacités agissent comme un filtre passe-bas.

Chapitre II

De ce fait, la forme d'onde résultante de la tension de drain est composée du fondamental et de la composante harmonique d'ordre 2. Ainsi, le temps de coexistence est réduit, et un nombre limité de passifs est utilisé pour améliorer le rendement.

2. Méthodologie de conception d'amplificateurs ultra large bande

2.1. Choix de la classe de fonctionnement et de la technologie

2.1.1. Choix de la classe

Le signal ultra large bande impulsionnel peut se décomposer en deux parties (Figure II. 10) :

- La fréquence porteuse, qui permet d'émettre le signal à la fréquence du canal choisi
- La modulation, qui façonne la porteuse afin de la transformer en impulsion et lui conférer une caractéristique large bande.

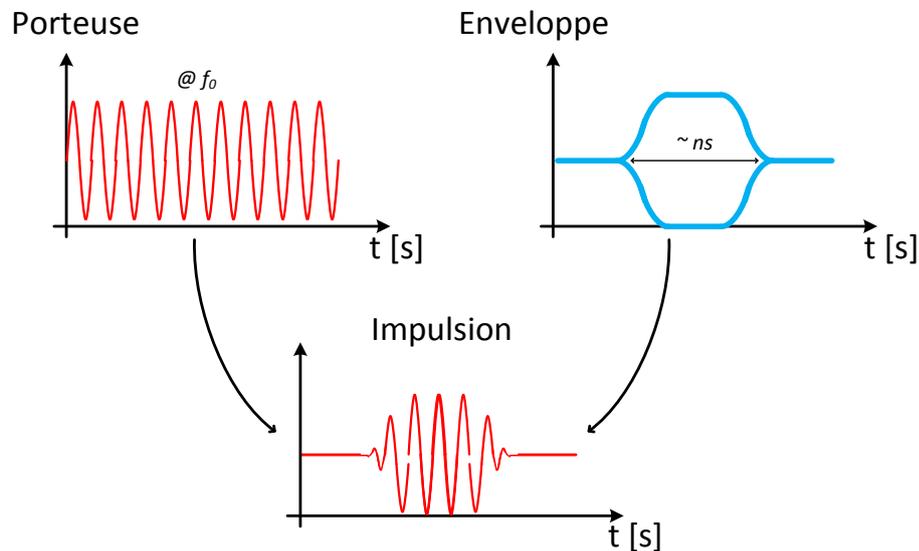


Figure II. 10 : Illustration des composantes d'une impulsion ultra large bande

Chapitre II

Les signaux radio-impulsionnels ULB sont émis sur une bande de fréquence s'étendant de 3,1 GHz à 10,6 GHz. La génération d'harmoniques pour les premiers canaux situés à 3,5 GHz, 4 GHz et 4,5 GHz peut donc poser problème et polluer les canaux en bande haute. Ainsi, une classe avec une bonne linéarité est nécessaire, afin de retranscrire le signal le plus fidèlement possible sans l'altérer. Enfin, l'application visée étant le standard LAES spécifique aux situations d'urgence, la puissance de sortie doit être maximisée. De ce fait, le choix de la classe de fonctionnement se portera préférentiellement sur un PA en classe A, ou bien en classe AB légère.

2.1.2. Technologie CMOS 65 nm

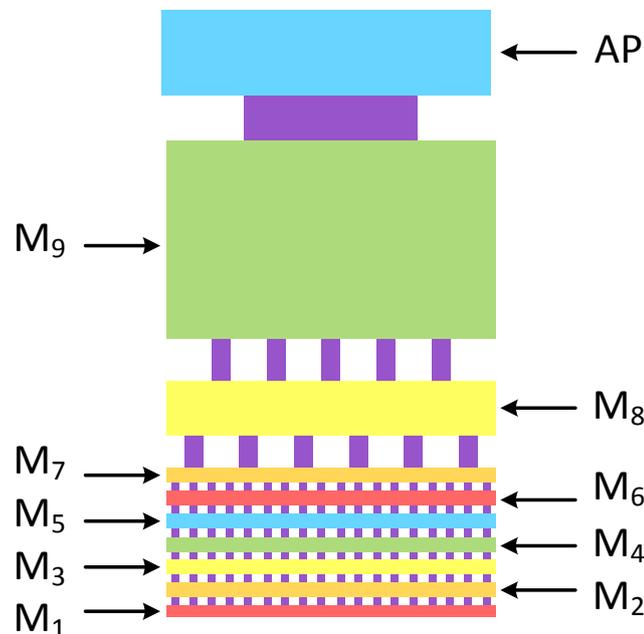


Figure II. 11 : Back-End of Line de la technologie CMOS 65 nm 1P9M de TSMC

L'amplificateur de puissance est conçu avec une technologie silicium 65 nm du fondeur TSMC. En effet, les nœuds technologiques plus anciens présentent une fréquence de transition f_T aux alentours de 100 GHz, comme le 130 nm par exemple, ce qui s'avère trop faible pour les canaux en bordure haute de la bande ULB. De plus, les nœuds suivants restent assez onéreux, ce qui est un paramètre limitant. Ainsi, le compromis choisi avec le partenaire industriel entre performances et coût de fabrication est d'adopter la technologie 65 nm pour le

Chapitre II

design de l'amplificateur de puissance. Le *Back-End Of line* (BOEL), qui est la structure des niveaux de métallisation, est également un paramètre important (Figure II. 11). Ce BEOL est l'un des plus complets chez TSMC à ce nœud technologique, avec neuf niveaux de métallisation en cuivre (M_1 à M_9) et un niveau en aluminium (AP).

Le niveau M_9 est épais ($> 3 \mu\text{m}$), limitant sensiblement les pertes faibles dans les interconnexions. Les transistors utilisent les niveaux de métallisation les plus bas, les condensateurs les niveaux intermédiaires, tandis que les inductances se situent sur le niveau M_9 , afin de bénéficier d'un meilleur coefficient de qualité.

2.2. Choix de la structure

2.2.1. Amplificateur en mode commun

La structure en mode commun est la plus rapide pour la conception d'un amplificateur, de par sa simplicité. Un exemple est donné dans [2] en technologie bipolaire, ou bien dans [3] en technologie CMOS, avec 3 étages d'amplification utilisant une topologie source commune (Figure II. 12).

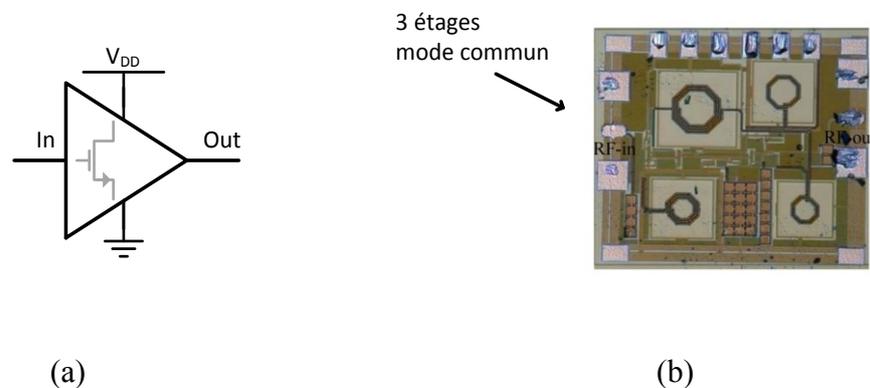


Figure II. 12 : Schéma (a) et exemple (b) d'un amplificateur en mode commun [3]

Il faut toutefois noter que la stabilité de cette structure est dépendante des éléments parasites du retour de masse, qui, par conséquent, doit faire l'objet d'une étude minutieuse et être parfaitement maîtrisés.

Chapitre II

2.2.2. Structure (pseudo-)différentielle

La Figure II. 13 présente un amplificateur de puissance avec une structure (pseudo-)différentielle [4]. Cette structure est composée de deux voies RF, déphasées de 180° l'une de l'autre. Les retours de masses sont moins influents que sur une structure simple, grâce à une masse dynamique présente au plus proche des circuits.

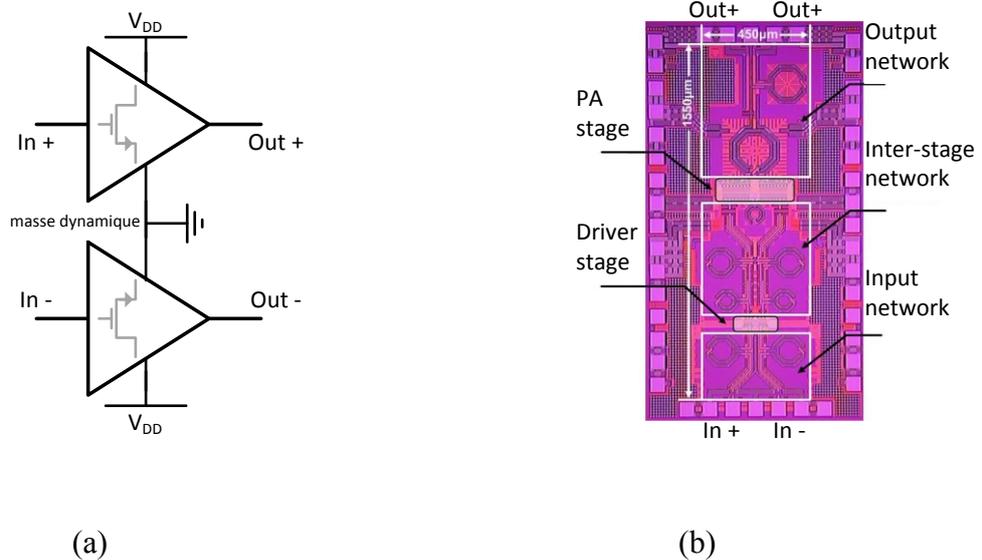


Figure II. 13 : Structure pseudo-différentielle (a) et exemple de circuit (b) [4]

Selon l'architecture dans laquelle est placé l'amplificateur, des baluns (*BALanced to UNbalanced*) peuvent être utilisés. Ils servent au changement de mode entre commun et différentiel, et peuvent être intégrés aux réseaux d'adaptation [5].

2.2.3. Structure équilibrée

Un circuit ayant une structure équilibrée [6] se compose également de deux voies RF, mais avec un déphasage de 90° entre les voies (Figure II. 14). Ce déphasage est réalisé par des coupleurs (coupleurs hybrides ou coupleur de Lange), ce qui requiert une surface importante.

Chapitre II

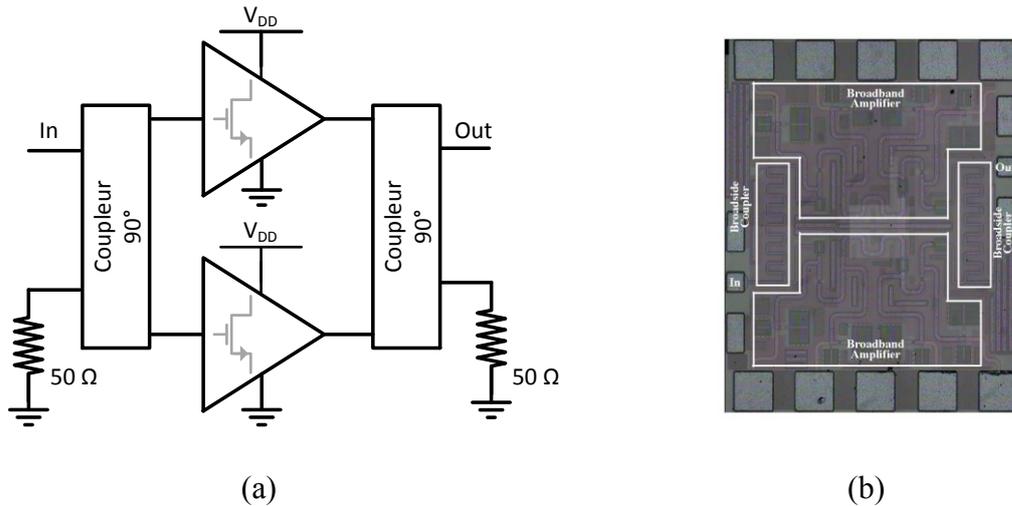


Figure II. 14 : Structure équilibrée (a) et exemple de circuit (b) [6]

Les avantages et les inconvénients de ces trois structures pour la conception d'amplificateurs sont résumés dans le Tableau II. 2:

	Avantage	Inconvénients
Mode commun	<ul style="list-style-type: none"> • Conception rapide • Faible surface 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible au retour de masse • Problème de stabilité
(Pseudo-) Différentielle	<ul style="list-style-type: none"> • Peu sensible au retour de masse 	<ul style="list-style-type: none"> • Surface occupée moyenne • Balun souvent nécessaires
Équilibrée	<ul style="list-style-type: none"> • Peu sensible aux désadaptations • Stabilité 	<ul style="list-style-type: none"> • Surface occupée importante • Sensible au retour de masse • Puissance dissipée dans les résistances 50 Ω

Tableau II. 2 : Principaux avantages et inconvénients entre les structures mode commun, (pseudo-)différentielle et équilibrée

Les structures mode commun et pseudo-différentielle seront utilisées pour la conception de l'amplificateur de puissance.

Chapitre II

2.3. Choix du composant de puissance

2.3.1. Choix de la topologie

Après avoir statué sur la technologie et la structure qui seront utilisées, il faut maintenant choisir la topologie à adopter, entre source commune, cascode et empilée, pour concevoir un amplificateur de puissance ultra large bande.

- Source Commune

Dans cette topologie d'amplificateur (Figure II. 15 (a)), la source du transistor est connectée à la masse. Elle joue le rôle de référence pour la grille et le drain. Cette topologie, assez simple, ne comporte qu'un seul transistor. Cependant, l'effet Miller, causé par la capacité C_{GD} qui agit comme une boucle de retour, a un impact conséquent sur la bande passante de l'amplificateur. Toutefois, il est possible d'atteindre une excursion en tension d'environ $2.V_{DD}$, permettant une bonne linéarité ainsi qu'une forte puissance en sortie.

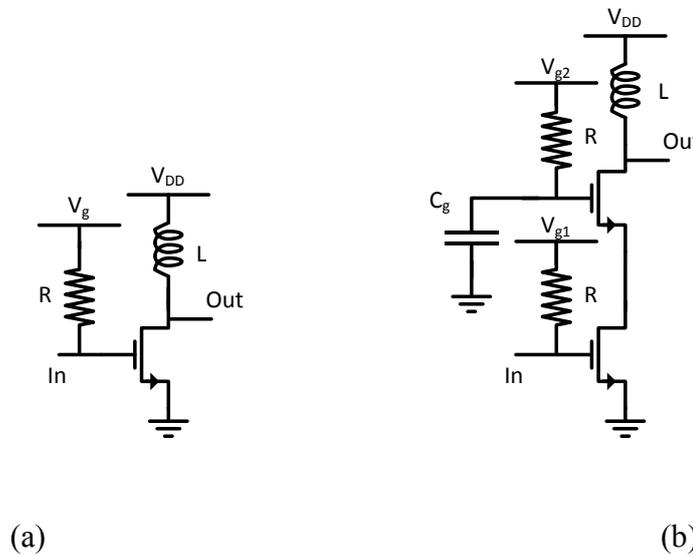


Figure II. 15 : Topologies source commune (a) et cascode (b)

- Cascode

La topologie cascode (Figure II. 15 (b)) est constituée d'un premier transistor monté en source commune, et d'un autre transistor monté en configuration grille commune. Son gain et

Chapitre II

sa stabilité sont supérieurs à ceux de la topologie précédente. Mais le principal intérêt de cette topologie, par rapport à la topologie source commune, est de présenter une impédance de sortie plus grande et de réduire l'effet Miller du transistor source commune, augmentant ainsi la bande passante. La capacité C_g , permet de fixer le potentiel de grille. Les différentes performances de ces deux structures sont présentées dans le Tableau II. 3.

	Gain	Bande passante	Linéarité	Rendement	Stabilité	V _{DD}
Source Commune	😊	😊	😊	😊	😞	😊
Cascode	😊	😊	😐	😞	😊	😊

Tableau II. 3 : Comparaison des performances entre une structure d'amplificateur source commune et cascode

Une topologie cascode apparaît comme la plus pertinente pour la conception d'amplificateurs ultra large bande.

- Empilée

Il est également possible que l'amplificateur de puissance à concevoir fonctionne sous une tension d'alimentation beaucoup plus élevée que la tension maximale admissible pour un transistor. Cela peut provenir directement des spécifications système, pour avoir une tension V_{DD} spécifique par exemple. Ainsi, il est parfois impossible d'utiliser les transistors simplement montés en source commune, ou parfois même avec une topologie cascode. Afin de pallier ce problème, l'utilisation d'une topologie empilée pour l'amplificateur est envisageable.

Cette topologie, présentée Figure II. 16, permet une répartition de la polarisation pour que chaque transistor voit une portion de V_{DD} , grâce à un choix judicieux des tensions d'alimentation des différentes grilles.

Chapitre II

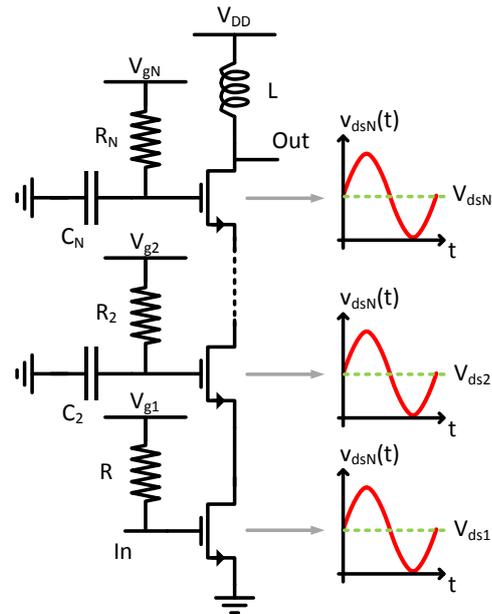


Figure II. 16 : Topologie empilée d'un amplificateur de puissance

La tension d'alimentation de l'amplificateur peut être augmentée. Les capacités sur les transistors montés en grille commune permettent d'avoir une excursion RF sur les grilles [7], contrairement à une topologie cascode qui présente une masse RF sur la grille de son transistor supérieur de par la grande valeur de C_g . Ainsi, l'excursion RF du signal amplifié se fait de façon plus homogène. Cette topologie permet d'adresser la tension d'alimentation du cahier des charges.

2.3.2. Choix du transistor

Plusieurs transistors sont disponibles pour la conception de circuits RF en technologie 65 nm, avec quelques différences : des transistors *Low-Power* (ou LP) et des transistors *General-Purpose* (ou GP) [8]. Comme illustré Figure II. 17, bien que les transistors GP possèdent une fréquence de transition f_T plus élevée, leur tension drain-source maximale admissible de 1 V est inférieure à celle des transistors LP (1,2 V).

Chapitre II

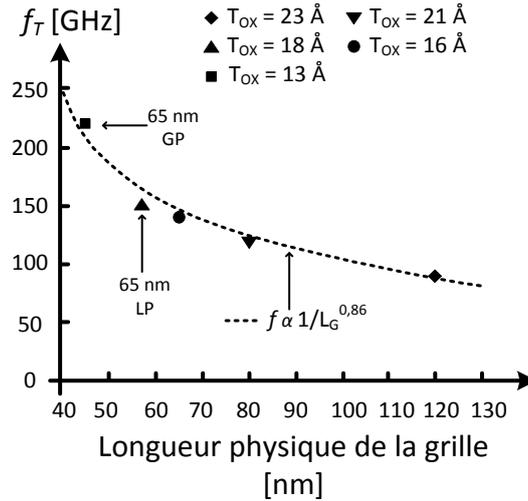


Figure II. 17 : Fréquence de transition f_T en fonction de la longueur de grille L_G [8]

Ceci est dû à leur épaisseur de grille, qui est plus fine. Le choix se portera donc sur des transistors LP qui permettent de tenir une tension d'alimentation plus conséquente.

2.4. Dimensionnement du transistor

La première étape consiste à dimensionner le transistor de la cellule amplificatrice. Le PA étant polarisé en classe A, I_{MAX} peut être approximé à I_{DC} , et la puissance de sortie peut s'écrire :

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} \times V_{MAX} \times I_{MAX} = \frac{1}{2} \times (V_{DD} - V_{COUDE}) \times I_{DC} \quad (\text{II.08})$$

La tension d'alimentation et la puissance de sortie étant en général définies dans le cahier des charges, il est possible de déterminer le courant de polarisation. Ce courant, selon sa valeur, va permettre de façonner le transistor. En effet, il faut paramétrer la répartition du courant dans le transistor. Pour une largeur de grille W donnée, on pose :

$$W = W_f \times N_f \times N_c \quad (\text{II.09})$$

Avec W_f la largeur d'un doigt, N_f le nombre de doigts par cellule et N_c le nombre de cellules en parallèle. Les paramètres N_f et N_c constituent le facteur de forme du transistor.

Chapitre II

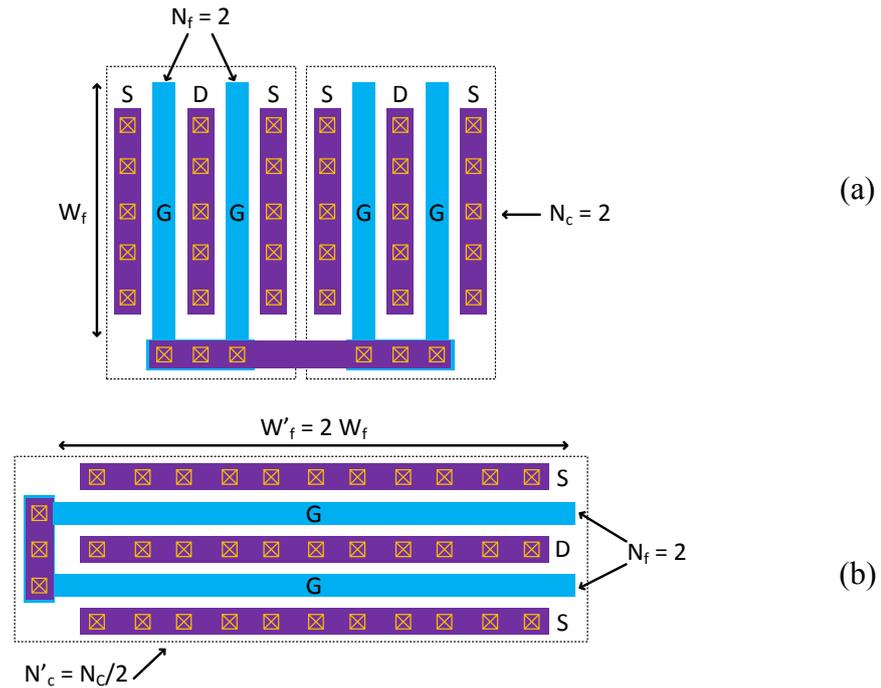


Figure II. 18 : Illustration du facteur de forme sur deux transistors de même taille

Deux transistors sont montrés Figure II. 18. Ils possèdent un facteur de forme différent, mais sont pourtant de la même taille. Ainsi, un transistor petit sera préférentiellement routé en favorisant un nombre de cellules faible, tandis qu'un transistor de taille plus importante sera plutôt divisé, afin d'éviter de potentiels effets non quasi-statiques.

2.5. Impédance de charge optimale

La puissance délivrée en sortie d'un PA dépend de l'impédance qui lui est présentée. Si on pense en premier lieu à adapter au conjugué de l'impédance de sortie pour maximiser le gain, une autre impédance $Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$ peut s'avérer plus pertinente afin de permettre au PA de fournir le maximum de puissance à la charge.

2.5.1. Méthode graphique

La Figure II. 19 représente la droite de charge de l'amplificateur de puissance selon si cette charge est purement résistive (a), ou bien si elle est à la fois résistive et inductive (b).

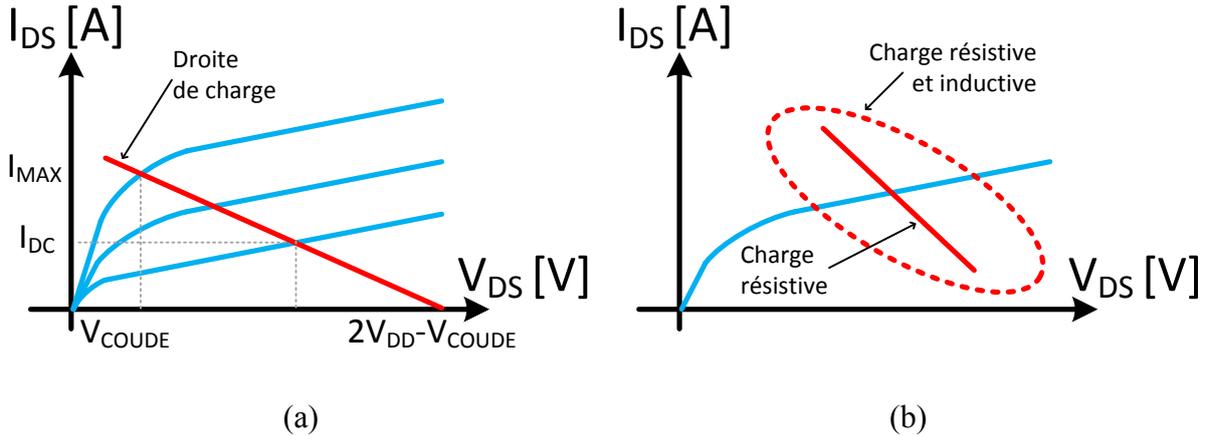


Figure II. 19 : Droite de charge résistive (a) et à la fois résistive et inductive (b)

Dans le cas purement résistif, la droite est réellement une « droite », tandis que pour le second cas, elle épouse une forme elliptique due au déphasage entre le courant de drain et la tension drain-source. Cette forme a pour effet d'augmenter les excursions en tension et en courant. Avec l'équation (II.8) et la courbe de la Figure II. 19 (a), on définit R_{opt} :

$$R_{opt} = \frac{(2 \times V_{DD} - V_{COUDE}) - V_{COUDE}}{I_{MAX}} = \frac{V_{DD} - V_{COUDE}}{I_{DC}} = \frac{(V_{DD} - V_{COUDE})^2}{2 \times P_{out}} \quad (II.10)$$

Pependant, déterminer la partie inductive X_{opt} de l'impédance optimale Z_{opt} , nécessite une analyse *Load-Pull*.

2.5.2. Analyse Load-Pull

La détermination de l'impédance complexe optimale de charge Z_{opt} est déterminée par une analyse *Load-Pull*, en simulation ou de façon expérimentale [9]. Cette analyse n'est pas exclusive à l'optimisation de la puissance de sortie, mais peut également être employée pour optimiser le rendement d'un amplificateur, ou bien son bruit.

L'impédance optimale, ainsi que des contours à P_{out} constante, sont habituellement tracés sur un abaque de Smith (Figure II. 20). A noter qu'il est possible sur le même principe, d'optimiser des impédances à différentes harmoniques si l'on souhaite concevoir un amplificateur non linéaire, mettant en œuvre les classes exposées dans le paragraphe 1.2.2.

Chapitre II

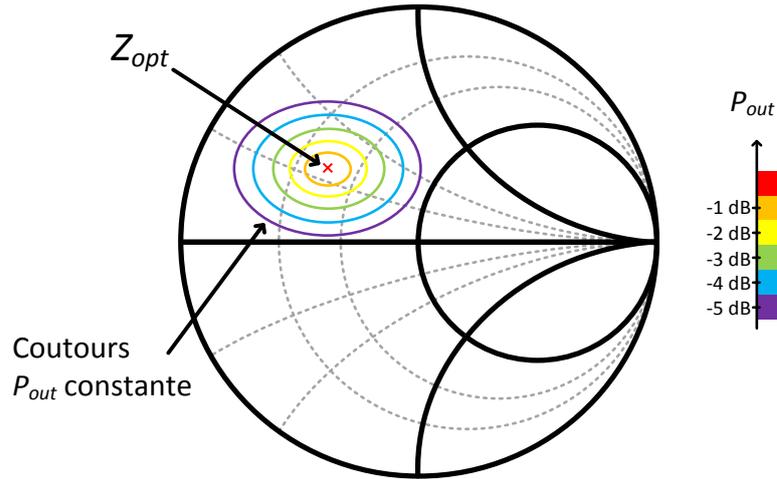


Figure II. 20 : Impédance optimale Z_{opt} et contours iso-puissance d'une analyse Load-Pull

2.6. Caractère large bande

Un autre point essentiel lors de la conception d'un amplificateur ULB est, par définition, son caractère large bande. Plusieurs techniques pour atteindre des adaptations large bande seront présentées ici.

2.6.1. Adaptation en échelle

Une première méthode pour obtenir une bande passante conséquente pour un amplificateur consiste en une adaptation dite « en échelle » (ou *LC-ladder* en anglais). Il s'agit d'utiliser différentes cellules LC en cascade, afin de synthétiser l'impédance voulue. Sur l'abaque de Smith, chaque point d'impédance complexe peut s'exprimer par son facteur de qualité Q . Pour X la réactance et R la résistance, ce facteur peut être défini selon l'équation (II.11) :

$$Q = \left| \frac{X}{R} \right| \quad (\text{II.11})$$

Pour une valeur donnée, des contours à Q constant (ou iso- Q) peuvent être tracés (Figure II. 21). Le coefficient de qualité étant inversement proportionnel à la bande passante, opter pour un contour à faible Q permet de réaliser une adaptation sur une bande plus importante [10].

Chapitre II

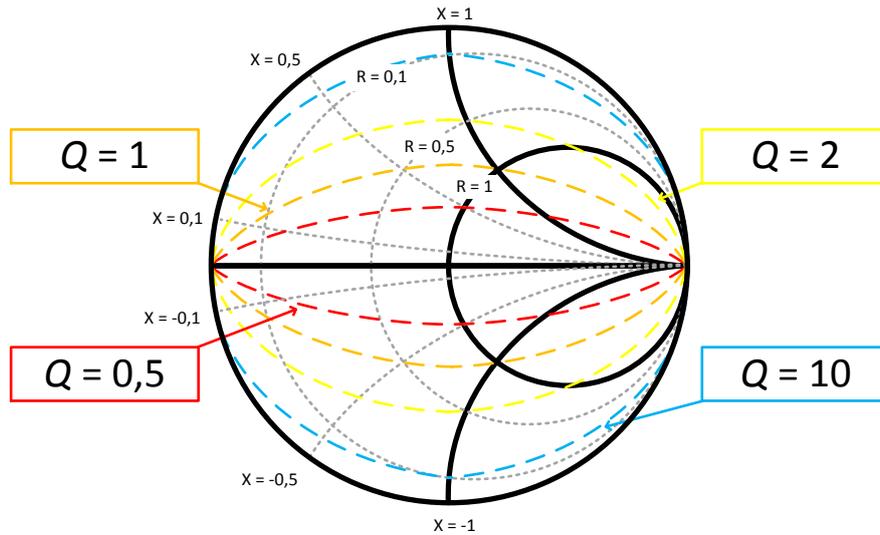


Figure II. 21 : Contours iso- Q d'un abaque de Smith

Pour une bande à -3 dB comprise entre f_H et f_B , respectivement les fréquences haute et basse, Q est lié à la bande passante suivant (II.12).

$$Q = \frac{\sqrt{f_H \times f_B}}{f_H + f_B} \quad (\text{II.12})$$

Toutefois, ce genre de réseau d'adaptation peut s'avérer très couteux en raison de la surface occupée. Il peut également souffrir de pertes d'insertion trop importantes dues aux passifs, bien qu'elles puissent favoriser le caractère large bande de cette solution.

2.6.2. Utilisation d'un transistor grille commune

Une seconde option pour atteindre une adaptation large bande est d'utiliser un transistor en grille commune, ou bien en base commune pour une technologie bipolaire, afin d'atteindre une adaptation large bande (Figure II. 22).

Chapitre II

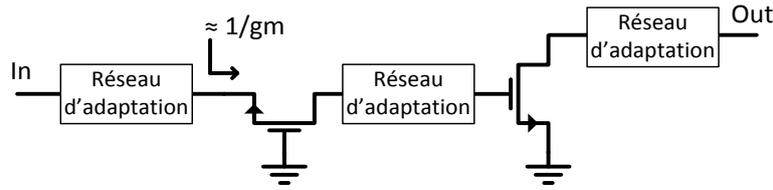


Figure II. 22 : Structure d'adaptation utilisant un transistor grille commune

En effet, d'après [11], pp. 253-255, on peut considérer que l'impédance d'entrée d'un amplificateur qui adopte une topologie grille commune en technologie CMOS est :

$$Z_{IN,CG} = \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{C_{GS}} \quad (\text{II.13})$$

Si l'on travaille avec des fréquences bien en deçà de la fréquence de transition, l'impédance d'entrée peut être considérée comme étant principalement résistive et peut être donc placée, par exemple, à 50 Ω en prenant une transconductance g_m de 20 mS. A noter qu'un réseau d'adaptation supplémentaire en entrée peut être utilisé, composé d'une inductance pour pallier la partie imaginaire de $Z_{IN,CG}$ et une capacité de liaison. Cette solution est souvent utilisée pour des amplificateurs faible bruit, tels que [12], [13] ou bien [14].

2.6.3. Mise en série d'étages décalés en fréquence

Il est également possible d'associer plusieurs circuits qui possèdent des bandes passantes plus faibles, mais décalées en fréquence. Cette association permet de former un bloc global comprenant une bande passante plus importante (Figure II. 23). Trois étages sont utilisés dans [3] et deux étages pour [15].

Ce faisant, il est possible d'atteindre des valeurs de bande conséquentes. Toutefois, la multiplication des étages entraîne une augmentation de la consommation et donc une efficacité moindre de la topologie.

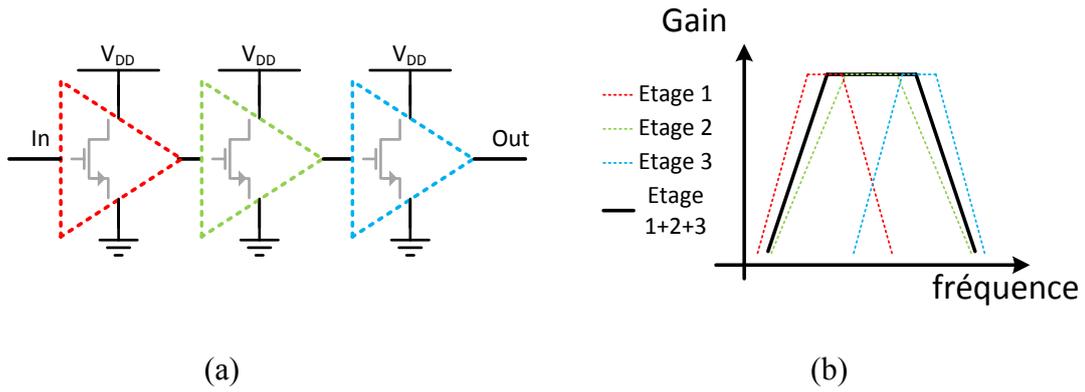


Figure II. 23 : Illustration de l'utilisation d'étages d'amplificateurs en cascade

2.6.4. Amplificateur distribué

L'utilisation d'un amplificateur distribué permet une adaptation large bande. Une représentation de cette topologie est donnée sur la Figure II. 24. Plusieurs exemples existent dans la littérature, notamment [16] ou bien [17].

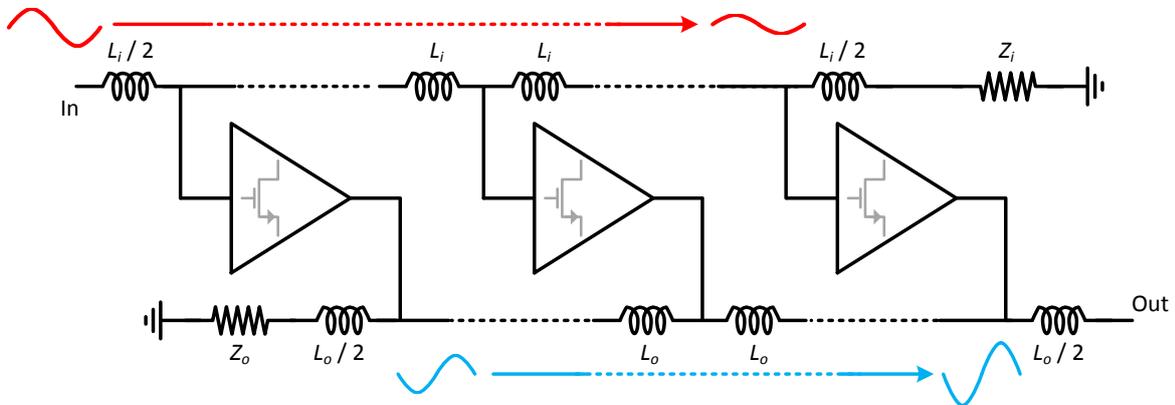


Figure II. 24 : Amplificateur distribué pour une adaptation large bande

Les capacités parasites en entrée et en sortie des transistors sont absorbées par les deux lignes de transmission, ce qui élargit la bande passante de l'amplificateur en distribuant les différentes résonances.

Chapitre II

Les impédances caractéristiques des deux lignes sont :

$$Z_{i,o} = \sqrt{\frac{L_{i,o}}{C_{i,o}}} \quad (\text{II.14})$$

Avec C_i , et L_i , les capacités et inductances d'entrée et C_o et L_o les capacités et inductances de sortie. Toutefois, de par sa structure intrinsèque, cette solution nécessite une surface importante. De plus, elle souffre d'un manque d'efficacité à cause de la dissipation de puissance dans Z_i et Z_o . Elle permet toutefois d'atteindre des adaptations très large bande [18].

2.6.5. Contre-réaction

Un dernier moyen d'obtenir une adaptation large bande est d'utiliser une contre-réaction, qui va permettre de rendre plus résistives les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur (Figure II. 25 (b)).

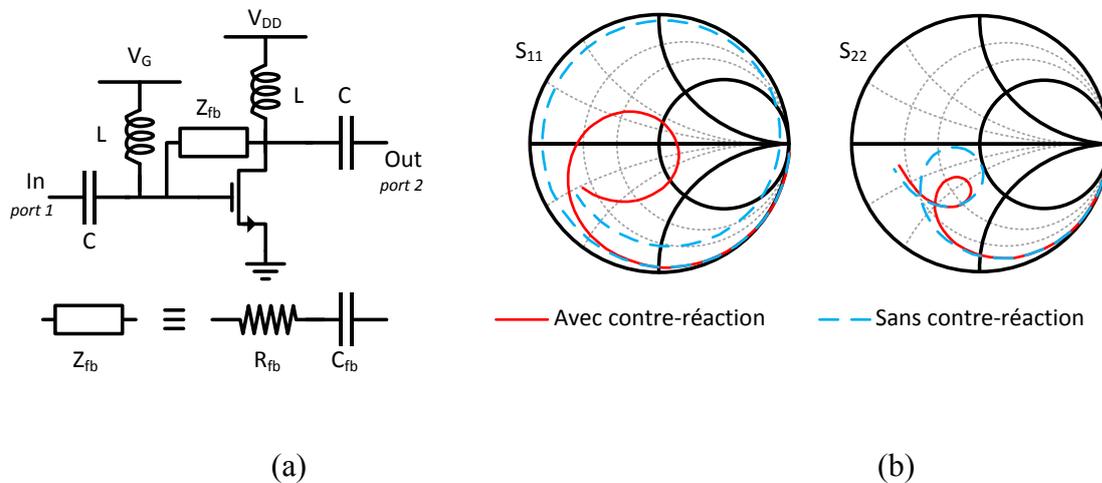


Figure II. 25 : Utilisation d'une contre-réaction

Sur la Figure II. 25 (a), on reconnaît le réseau de contre-réaction, composé de R_{fb} et C_{fb} . La capacité C_{fb} permet de polariser de façon indépendante l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Grâce à R_{fb} qui apporte le caractère résistif de la contre-réaction, une adaptation large bande peut être ainsi réalisée [19], [20].

Chapitre II

2.7. Temps de propagation de groupe

2.7.1. Définition et impact

Au cours d'une transmission RF, l'intégrité du signal peut être altérée à plusieurs niveaux. Une baisse en amplitude peut traduire des pertes, que ce soit au niveau du circuit, de l'antenne, ou bien du trajet entre l'émission et la réception. Il est également important, selon les signaux utilisés, de ne pas négliger ce qu'il se passe au niveau de la phase du signal. Le temps de propagation de groupe (TPG, ou *group delay* en anglais) est défini comme étant la variation de la phase φ par rapport à la pulsation ω :

$$TPG = -\frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{1}{2\pi} \times \frac{d\varphi}{df} \quad (\text{II.15})$$

Dans un système avec une phase linéaire, le TPG est plat, la phase ne souffrant d'aucune variation : les composantes fréquentielles sont retardées de la même façon. Cependant, si la valeur du TPG en elle-même peut ne pas être critique (car elle correspond à un retard), sa variation en fonction de la fréquence peut s'avérer plus handicapante. Cette variation signifie la présence de points d'inflexion sur la phase. Ce paramètre traduit les distorsions présentes dans la phase d'un signal, qui dégradent la qualité de la transmission RF lorsqu'elles sont trop importantes et étalant les impulsions dans le cas de communications ULB impulsionnelles.

2.7.2. Cellules de nivellement passe-tout

Une première méthode pour niveler le temps de propagation de groupe le long d'une bande de fréquences consiste en l'emploi d'un réseau passe-tout (ou APN pour *All-Pass Network*). Ce type de circuit permet de générer un temps de propagation de groupe qui possède une caractéristique convexe, palliant ainsi celle, par exemple, d'un filtre passe-bande (ou bien d'un PA) qui est concave (Figure II. 26).

Chapitre II

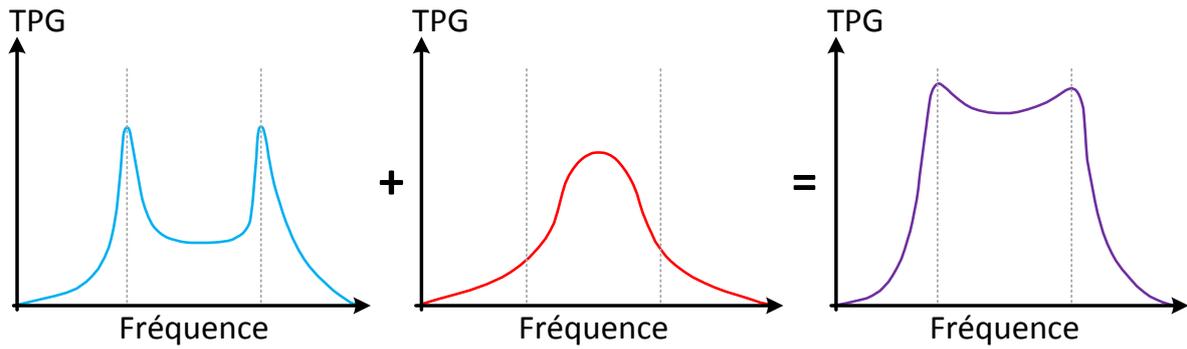


Figure II. 26 : Nivellement du temps de propagation de groupe avec un réseau passe-tout

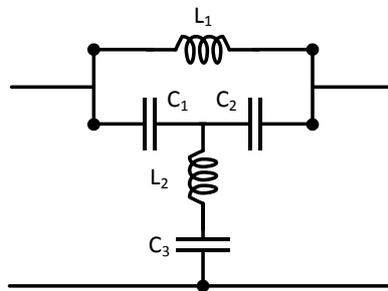


Figure II. 27 : Section d'un réseau passe-tout

Il est possible de synthétiser de tels circuits avec des éléments discrets ([21], pp.33-35), ou bien de façon distribuée par une ligne de transmission couplée ([21], pp.36-38). Dans le premier cas, c'est le facteur de qualité Q des composants qui va agir à la fois sur l'atténuation apportée par le circuit et sur la convexité de la caractéristique du temps de propagation de groupe. En ce qui concerne la ligne de transmission, c'est le facteur de couplage k qui joue ce rôle. Un exemple d'amplificateur utilisant cette des éléments localisés est donné dans [22].

2.7.3. Circuits à temps de propagation de groupe négatif

Une seconde méthode pour lisser le temps de propagation de groupe consiste à compenser les trop fortes variations du TPG en bordure de bande, sans pour autant générer trop d'impact ailleurs.

Chapitre II

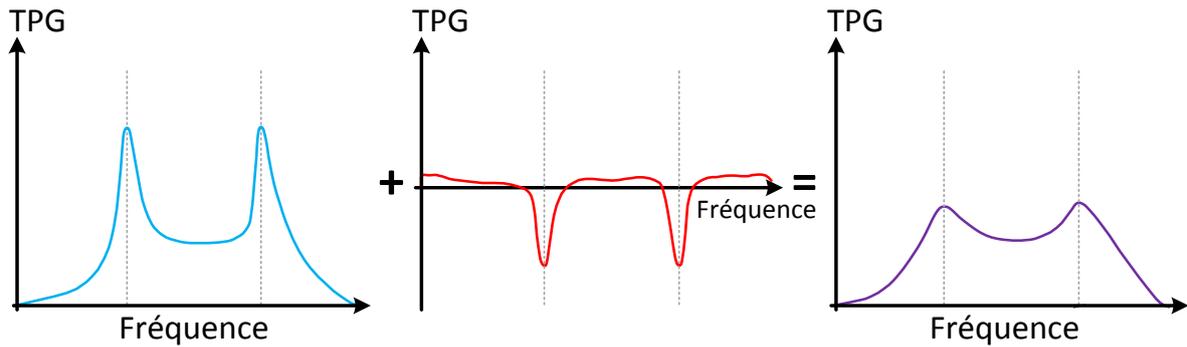


Figure II. 28 : Lissage du TPG avec des cellules à TPG négatif

L'utilisation de circuits à temps de propagation de groupe négatif (*Negative Group Delay* ou NGD) permet de localement aplatir le TPG (Figure II. 28). L'avantage de cette méthode réside dans l'impact limité sur le temps de propagation de groupe en dehors de la bande de nivellement. Il existe plusieurs cellules à TPG négatif (Figure II. 29). Un exemple d'utilisation pour un amplificateur est donné dans [23].

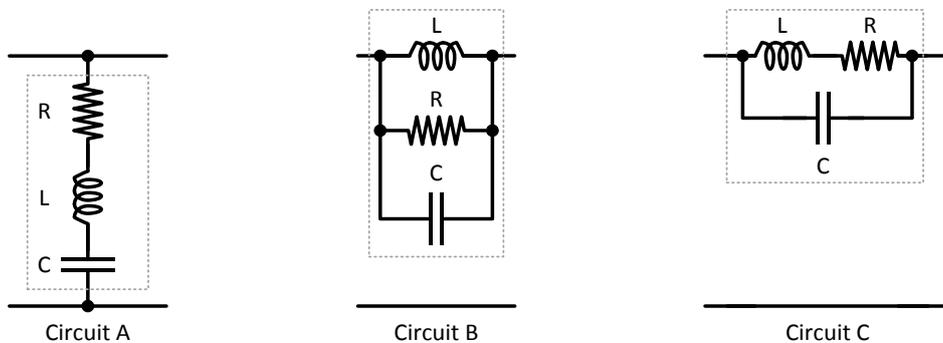


Figure II. 29 : Cellules à temps de propagation de groupe négatif

Plusieurs façons de niveler le temps de propagation de groupe ont été présentées. Cependant, bien que la valeur du TPG soit importante, c'est surtout sa variation qui va avoir un impact sur l'intégrité du signal transmis. Ainsi, il est préférable de limiter les variations plutôt que d'essayer de réellement niveler le TPG, au détriment d'une utilisation excessive de composants passifs, ou bien d'une déformation du gain qui, elle aussi, peut impacter l'intégrité du signal transmis.

Chapitre II

Les circuits seront donc conçus afin de minimiser les variations de TPG, plutôt que d'utiliser les méthodes palliatives décrites ci-dessus.

2.8. Stabilité du circuit

Lors de la conception d'un circuit, l'analyse de sa stabilité va permettre de prévenir d'éventuelles oscillations. Dans le pire des cas, celles-ci peuvent mener au dysfonctionnement ou à la destruction du circuit. Dans un premier temps, l'étude se fait en petit signal, grâce aux paramètres S dont sont extraits différents facteurs. Il est possible ensuite de réaliser une analyse temporelle à fort signal, qui consiste à injecter des impulsions de fortes amplitudes dans certains nœuds du circuit pour vérifier s'il ne part pas en oscillation.

2.8.1. Analyse petit signal

Comme expliqué ci-dessus, les paramètres S vont permettre de savoir si le circuit est stable ou non. Le facteur le plus utilisé est le facteur de Rollet K [24] donné dans l'équation (II.16).

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{12} \times S_{21}|} \quad (\text{II.16})$$

Cette équation est bien composée des paramètres S d'un quadripôle. La grandeur Δ représente le déterminant de la matrice [S] et est donné par (II.17)

$$\Delta = S_{11} \times S_{22} - S_{12} \times S_{21} \quad (\text{II.17})$$

Le Tableau II. 4 donne les différents états de la stabilité selon les valeurs de K et Δ .

K = 1	K = ± 1		Instable
K > 1	K > 1	Δ < 1	Inconditionnellement stable
		Δ > 1	Conditionnellement stable
	K < -1		Instable
K < 1			Conditionnement stable

Tableau II. 4 : Conditions de stabilité liées au facteur K et à Δ

Chapitre II

Il existe également d'autres facteurs qui permettent de statuer sur la stabilité d'un circuit. Par exemple, les paramètres de Edwards-Sinsky μ et μ' [25], donnés dans (II.18) et (II.19), effectuent une mesure géométrique entre le centre de l'abaque de Smith et le point le plus proche situé sur le cercle de stabilité. Si cette distance est supérieure à 1, alors la stabilité est inconditionnelle.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta \times S_{11}^*| + |S_{12} \times S_{21}|} \quad (\text{II.18})$$

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta \times S_{22}^*| + |S_{12} \times S_{21}|} \quad (\text{II.19})$$

2.8.1. Analyse non linéaire

Le second volet de l'étude de stabilité met en œuvre une étude temporelle. Une impulsion est injectée dans différents nœuds du circuit. Si ce dernier est stable, cette perturbation sera amortie.

3. Conception d'amplificateurs ultra large bande en technologie CMOS 65 nm

Après avoir passé en revue les différents points inhérents à la conception d'un circuit amplificateur pour application ultra large bande, la réalisation d'amplificateurs va être présentée dans cette partie. Comme exposés dans le chapitre I, trois critères principaux sont à prendre en compte :

- une puissance de sortie supérieure à 19,5 dBm,
- une variation de TPG de 10 ps/GHz,
- une platitude du gain de 1 dB/GHz

La conception de l'amplificateur ne se limitera pas uniquement sur les fréquences utiles pour la norme LAES. L'ensemble de la bande ULB sera adressée, afin de prévenir de potentielles évolutions de la norme, ou bien d'éventuelles applications futures ULB qui nécessiteraient un amplificateur de puissance.

Chapitre II

L'amplificateur de puissance sera composé des blocs suivants :

- une cellule de puissance

Cet étage sera adapté en puissance afin de pouvoir en fournir le maximum à la charge, tout en assurant une platitude de gain raisonnable et une faible variation du temps de propagation de groupe.

- une cellule pré-amplificatrice

Le rôle principal de cette cellule sera d'apporter un gain supplémentaire à la cellule de puissance, afin que le circuit global puisse fonctionner avec des impulsions de plus faible amplitude.

La partie qui va suivre est organisée de la façon suivante :

- la conception d'une cellule de puissance mode commun avec une topologie empilée sera présentée dans un premier temps. Cette cellule de puissance a été fabriquée et mesurée,
- les résultats de simulation et de mesure, à la fois d'une cellule de puissance et d'une cellule pré-amplificatrice pseudo-différentielles basées sur une topologie cascode seront exposés par la suite.

3.1. Cellule de puissance basée sur une topologie empilée

3.1.1. Conception de la cellule de puissance

La cellule de puissance est fabriquée dans la technologie CMOS 65 nm LP 1P9M de TSMC. Le circuit envoyé en fabrication est un amplificateur à un étage mode commun. A noter que l'amplificateur doit, à terme, être conçu en pseudo-différentiel. Ainsi, la contrainte en puissance de sortie dans cette partie est alors ramenée de 19,5 dBm à 16,5 dBm.

La cellule se compose d'un transistor source commune et d'un empilement de 3 transistors grille commune (Figure II. 30).

Chapitre II

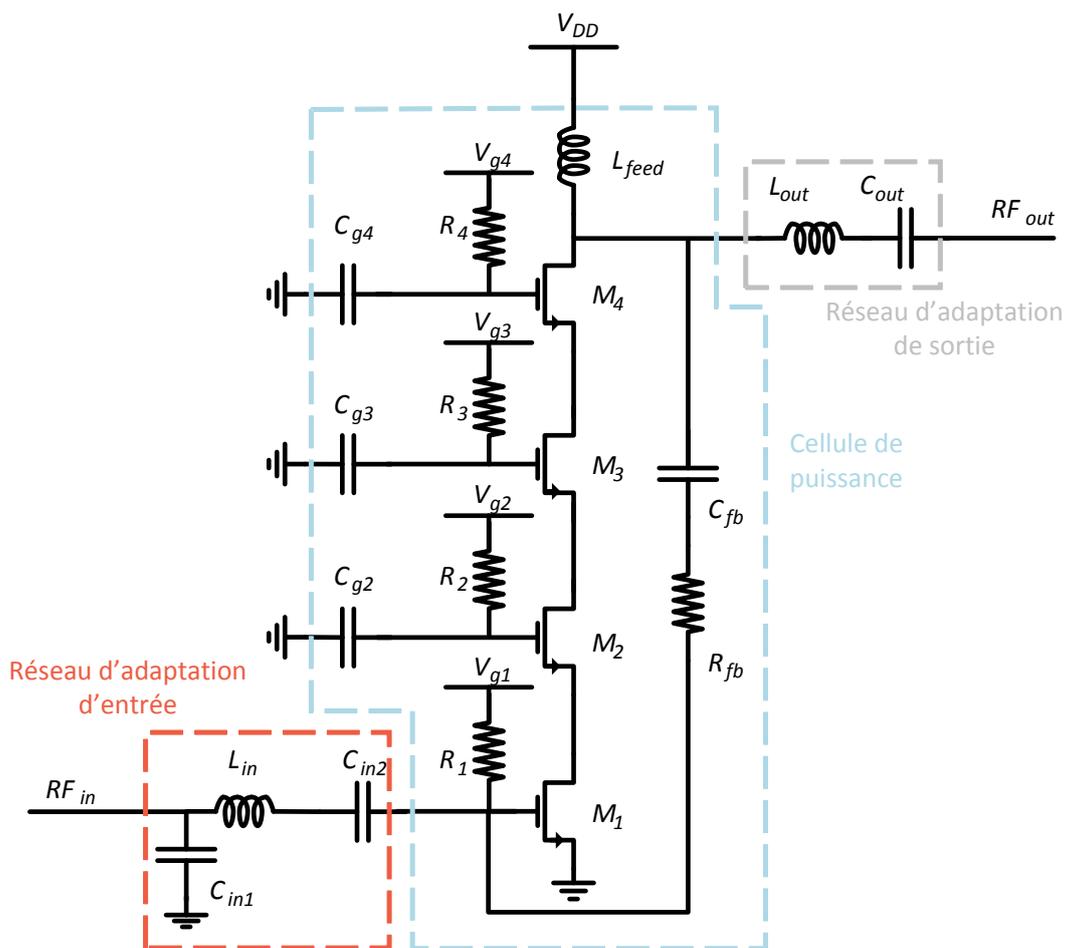


Figure II. 30 : Schéma électrique de la cellule de puissance

Les capacités C_{g2} , C_{g3} et C_{g4} sont présentes afin d'avoir une excursion RF possible sur les grilles, permettant ainsi une distribution plus homogène des excursions en tension entre chaque jonction drain-source des transistors grille commune. Enfin, une contre-réaction RC, formée de R_{fb} et C_{fb} est présente afin d'obtenir une meilleure platitude de gain tout en augmentant la stabilité du circuit. Une photographie de la cellule de puissance est présentée Figure II. 31.

La topologie empilée a été choisie afin de pouvoir supporter et répartir la tension d'alimentation V_{DD} de 4 V de façon homogène entre tous les transistors. Les transistors montés en grille commune sont fabriqués via un procédé triple-puits, isolant chaque bulk par rapport au substrat et ainsi permettre l'empilement (Figure II. 32). Par souci de clarté, les accès aux différents puits ne sont pas représentés sur les schémas électriques.

Chapitre II

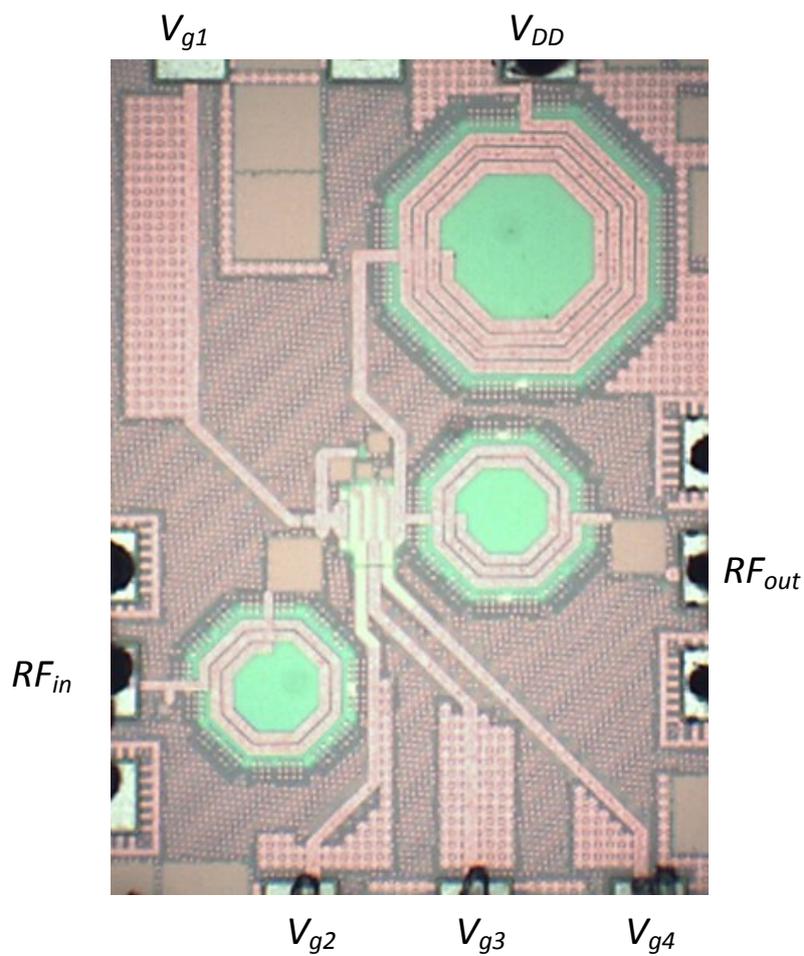


Figure II. 31 : Photographie de la cellule de puissance

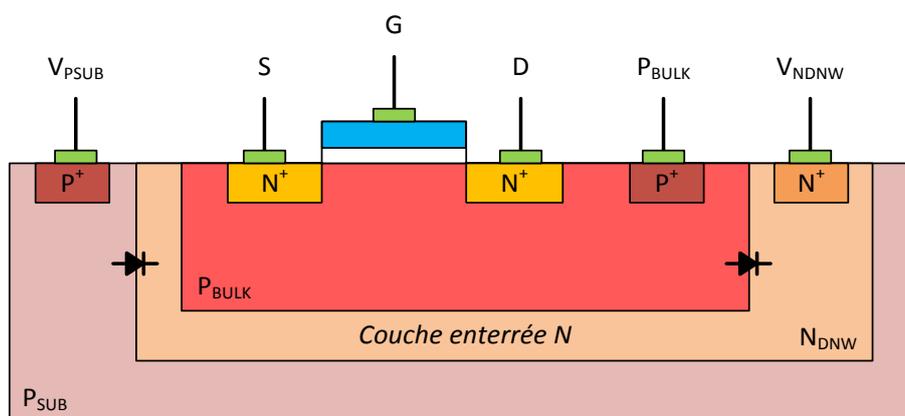


Figure II. 32 : Illustration du procédé triple-puits

Chapitre II

Le transistor source commune est composé de 4 cellules de 24 doigts de largeur $3,75 \mu\text{m}$, pour une taille totale de $360 \mu\text{m}$. Les trois transistors grille commune sont également divisés en 4 cellules, mais avec 32 doigts de $4,22 \mu\text{m}$, pour environ $135 \mu\text{m}$ au total. Les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie sont conçus respectivement pour maximiser le gain en petit signal et obtenir un maximum de puissance sur la charge, tout en ayant une variation de temps de propagation de groupe faible.

Le transistor en source commune est polarisé à $V_{GI} = 0,725 \text{ V}$ pour un courant $I_D = 57 \text{ mA}$. Ces polarisations sont amenées via des résistances de 100Ω . Ces résistances permettent à la fois de faciliter l'adaptation en entrée, tout en assurant un accès à la grille avec une résistance de valeur modérée, dans l'optique d'une commutation des tensions de polarisation, qui sera expliquée dans le Chapitre III. Enfin, ce circuit a fait l'objet d'une publication [26], où de plus amples informations sur la méthodologie de conception peuvent être trouvées.

○ Résultats de mesure : petit signal

Des mesures sous pointes de la cellule amplificatrice ont été menées sous 50Ω . La consommation DC est d'environ 57 mA pour 4 V . Les paramètres S simulés et mesurés sont exposés Figure II. 33, et le facteur de stabilité de Rollet K et le déterminant Δ sont représentés sur la Figure II. 34.

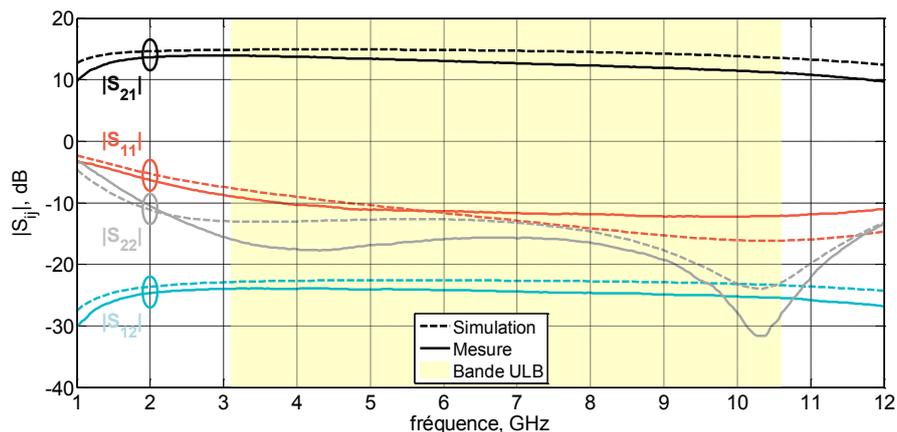


Figure II. 33 : Comparaison entre les paramètres S simulés et mesurés

Chapitre II

Un maximum de 13,9 dB à 3,1 GHz est atteint pour le paramètre S_{21} . La platitude du gain est de $12,5 \pm 1,4$ dB, soit environ 0,37 dB/GHz entre 3,1 GHz et 10,6 GHz. de gain. Le coefficient de réflexion en sortie est inférieur à -15,6 dB et celui d'entrée inférieur à -8,9 dB.

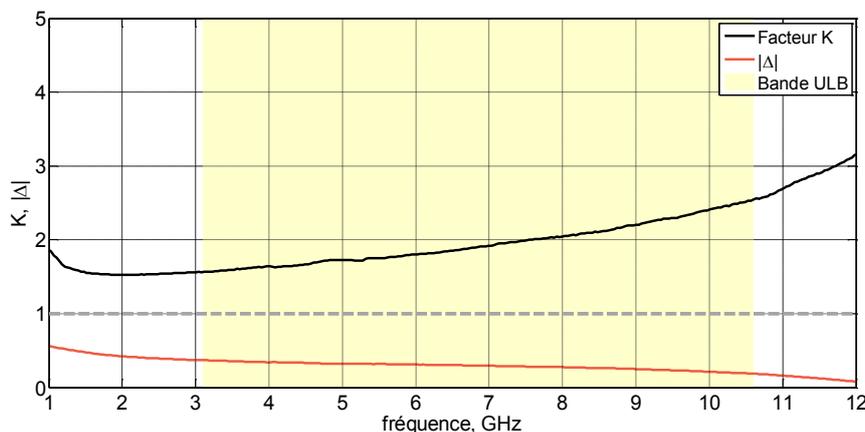


Figure II. 34 : Facteur K et $|\Delta|$ mesurés

Le facteur K et le déterminant Δ , obtenus à partir des paramètres S , sont respectivement supérieur et inférieur à 1.

La variation du temps de propagation de groupe est exposée Figure II. 35. La courbe est obtenue après mesure de la phase et application de l'équation (II.20) entre deux points de mesure de la phase φ :

$$TPG = -\frac{1}{2\pi} \times \frac{\Delta\varphi}{\Delta f} \quad (\text{II.20})$$

La mesure apparaît bruitée, car le paramètre d'ouverture de l'appareil de mesure (ou *aperture* en anglais) est resté réglé sur une valeur faible. Ce paramètre correspond à l'écart entre deux points de mesures utilisés pour calculer le TPG. Une ouverture trop faible donne une mesure précise, mais la rend très sensible au bruit de mesure, et inversement.

Chapitre II

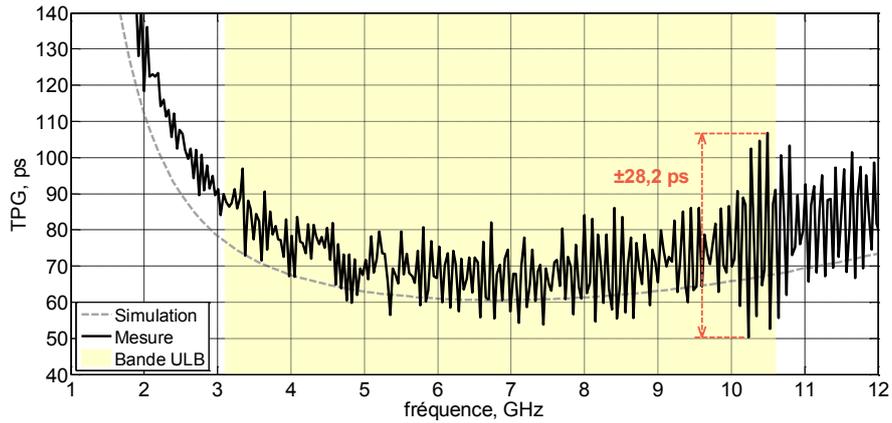


Figure II. 35 : Comparaison entre les TPG obtenus par simulation et mesure

La valeur du TPG est ici de $\pm 28,2$ ps autour de 78,5 ps sur la bande ULB. Il résulte un bon accord entre les mesures et la simulation.

○ Résultats de mesure : grand signal

Le circuit a également été caractérisé en puissance (Figure II. 36). Des mesures sous pointes de la cellule amplificatrice entre 3 GHz et 10 GHz ont été réalisées sous 50 Ω . La puissance de sortie à 1 dB de compression P_{1dB} évolue de 18,1 dBm à 13,9 dBm de 3 GHz à 10 GHz. Entre 3 GHz et 5 GHz, bande de fréquence relative à la norme LAES, P_{1dB} est de 17,42 dBm $\pm 0,68$ dB. Enfin, la PAE maximale est de 20,15 $\pm 7,55$ %.

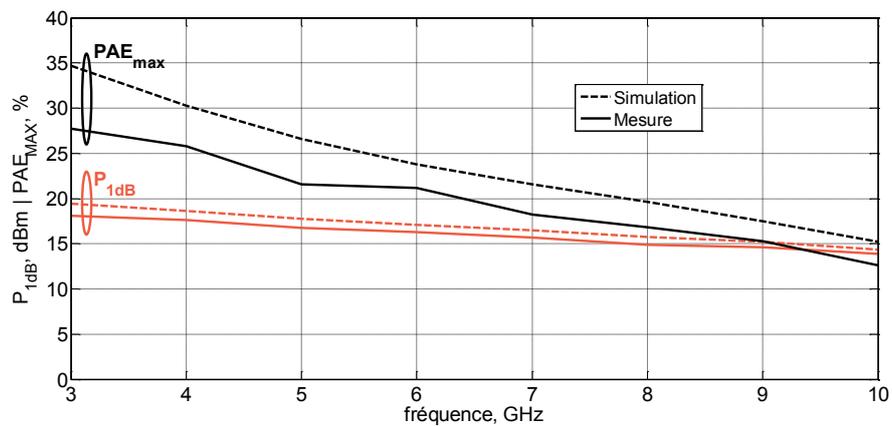


Figure II. 36 : Comparaison entre simulation et mesure de P_{1dB} et PAE_{max}

Chapitre II

3.1.2. Comparaison avec l'état de l'art

	[3]	[15]	[17]	[27]	[28]	[29]	Cellule 1
Technologie (nm)	180	180	180	180	65	180	65
Fréquence (GHz)	3,1-10,6	5-10,6	3,1-10,6	3,1-4,8	0,2-10,2	3,1-6	3,1-10,6
Gain (dB)	11,48 ±0,6	14 ±1	10,46 ±0,8	10,3 ±0,8	8,7 ±1,5	10 ±1	12,5 ±1,4
S ₁₁ (dB)	< -10	< -5,5	< -10	< -5	< -10	< -6	< -8,9
S ₂₂ (dB)	< -14	< -7	< -10	< -8	< -10	< -7	< -15,6
TPG (ps)	± 85,8	± 40	± 150	± 135	NA	± 195,5	± 28,2
P _{1dB} (dBm)	5*	2*	7,5 ±1,9 dB	7,5 ±1,5 dB	4,75 ±0,85 dB	5,8 ⁺	16 ±2,1 dB
PAE _{max} (%)	NA	10*	NA	45 ±3	56 ±8	NA	20,15 ±7,55

* : 6 GHz ; ⁺ : 5 GHz

Tableau II. 5 : Comparaison de la cellule 1 avec l'état de l'art des amplificateurs ULB

Le Tableau II. 5 compare les résultats mesurés avec des amplificateurs de puissances en technologies CMOS. Ce circuit sera nommé cellule 1. Sur la bande de fréquence ULB, la platitude du gain est correcte, tandis que la variation de TPG du circuit présenté est la plus faible. La P_{1dB} est également la plus élevée. Le Tableau II. 6 résume les performances du circuit, en regard avec le cahier des charges pour la norme LAES.

Paramètres	Valeurs	Mesure
Platitude du gain	< 1 dB/GHz	< 0,37 dB/GHz
Temps de propagation de groupe	< 10 ps/GHz	< 18,5 ps/GHz
Puissance de sortie	16,5 dBm	17,42 dBm ±0,68 dB

Tableau II. 6 : Rappel du cahier des charge pour la norme LAES (cellule 1)

Chapitre II

Les paramètres de platitude de gain et de puissance de sortie respectent bien le cahier des charges. Toutefois, la variation de TPG apparaît trop importante suite à la mesure bruitée. Elle varie au maximum de 18,5 ps/GHz.

3.2. Amplificateurs basés sur une topologie cascode

La partie précédente expose la conception et la mesure d'une cellule de puissance conçue en mode commun avec une topologie empilée. Ce choix de topologie vient principalement du fait que la tension d'alimentation est élevée, et cette topologie permet une répartition homogène de la tension. Toutefois, dans une optique de gestion de la polarisation qui sera présentée dans le chapitre III, utiliser trop de transistor peut mener à un contrôle trop complexe. De plus, la topologie reste sensible à un bon équilibrage des excursions RF par le biais des capacités de grille. Ainsi, le choix s'est porté sur une topologie cascode pour les prochains circuits. Pour pallier la tension d'alimentation importante, le transistor monté en grille commune possède un oxyde de grille plus épais, et peut supporter une tension de 3,3 V. Enfin, une structure pseudo-différentielle est également adoptée pour atteindre la puissance nécessaire à la norme LAES.

3.2.1. Conception de la cellule de puissance

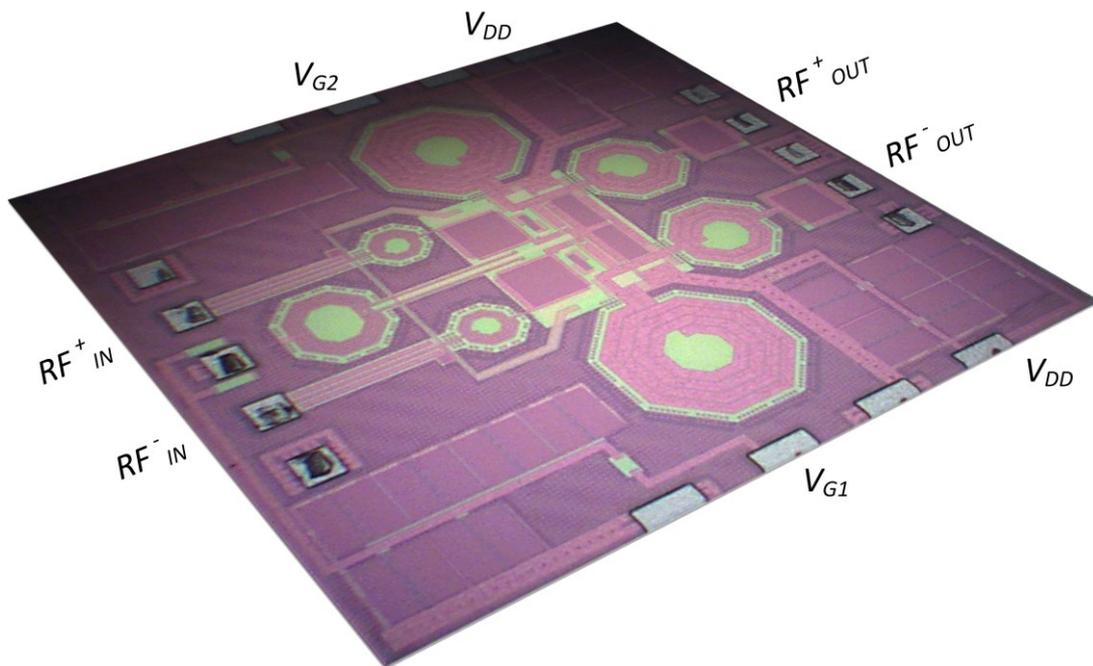


Figure II. 37 : Vue layout de la cellule de puissance pseudo-différentielle

Chapitre II

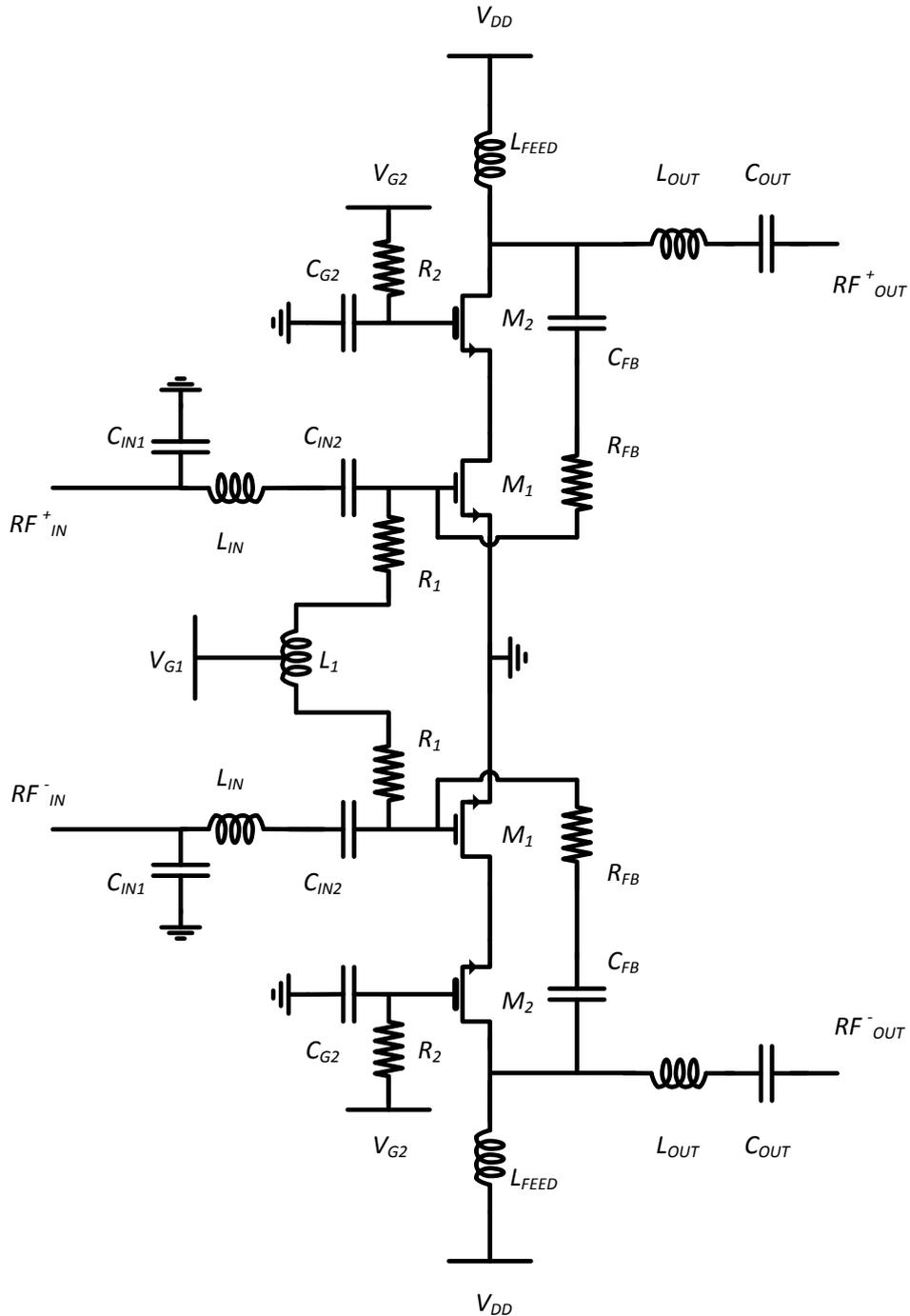


Figure II. 38 : Schéma électrique de la cellule de puissance pseudo-différentielle

Cette cellule de puissance est également fabriquée dans la technologie CMOS 65 nm LP 1P9M de TSMC. Une vue layout est présentée Figure II. 37. Elle adopte une structure pseudo-différentielle et une topologie cascode (Figure II. 38).

Chapitre II

Une contre réaction, composée de R_{FB} et C_{FB} est de nouveau employée afin d'obtenir le caractère large bande de l'amplificateur. La tension V_{GI} est amenée par l'inductance L_I puis répartie entre les deux côtés de la cellule de puissance. Le transistor grille commune est fabriqué via un procédé triple-puits, comme ceux du premier circuit. Les résistances R_I et R_2 ont une valeur de 100Ω .

Les transistors M_I sont polarisés en classe A à $V_{GI} = 0,8$ V. Ils sont composés de 4 cellules de 32 doigts de $2,5 \mu\text{m}$ de largeur. En ce qui concerne les transistors M2, ils sont également composés de 4 cellules de 32 doigts, mais de largeur $5 \mu\text{m}$.

○ Résultats de mesure : petit signal

La mesure a été effectuée sous pointes sous 100Ω avec un PNA-X N5242A. Les paramètres S rétro-simulés et mesurés sont représentés sur la Figure II. 39 :

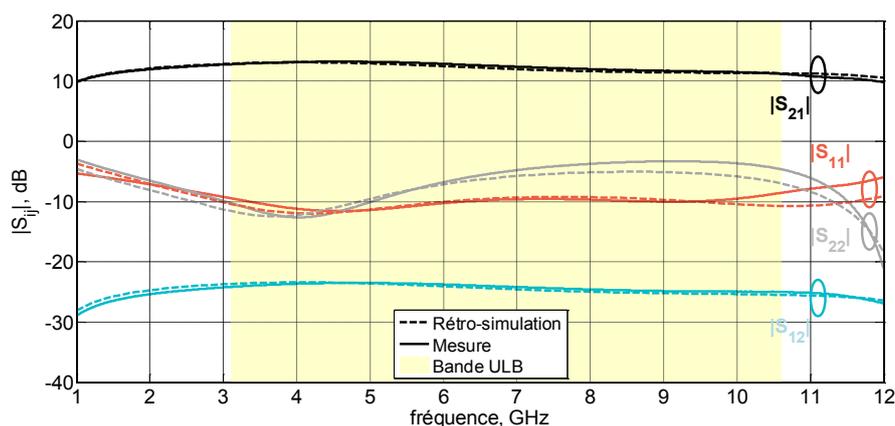


Figure II. 39 : Paramètres S rétro-simulés et mesurés de la cellule de puissance pseudo-différentielle

Un gain maximal de $13,2$ dB à $4,6$ GHz est atteint pour le paramètre S_{21} . La platitude sur l'ensemble de la bande ULB est de $12,2 \pm 1$ dB, et la variation maximale est d'environ $0,33$ dB/GHz entre $4,6$ GHz et $10,6$ GHz. Le coefficient de réflexion d'entrée est inférieur à $-8,6$ dB et celui de sortie inférieur à $-3,3$ dB. Un bon accord entre rétro-simulation et mesure est observé, les variations les plus significatives apparaissent en fin de bande.

Le facteur K et le déterminant Δ , déterminés à partir des paramètres S, sont respectivement supérieur et inférieur à 1.

Chapitre II

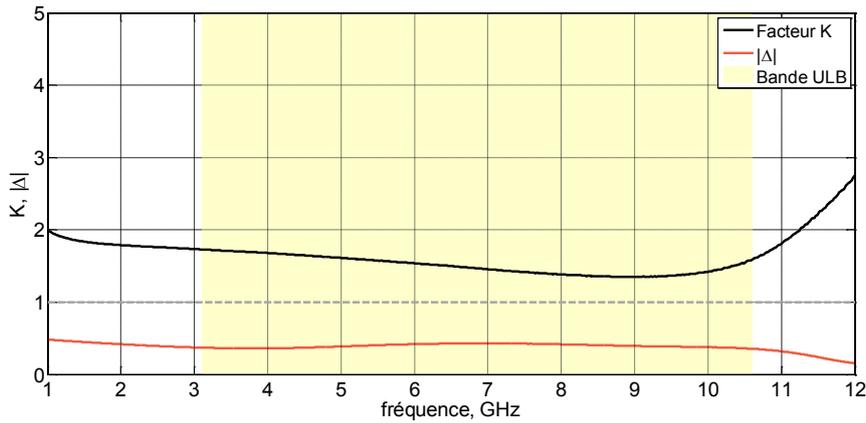


Figure II. 40 : Facteur K et $|\Delta|$ mesurés de la cellule de puissance pseudo-différentielle

La mesure du temps de propagation de groupe est présentée Figure II. 41, où résultats de mesure et rétro-simulation sont comparés.

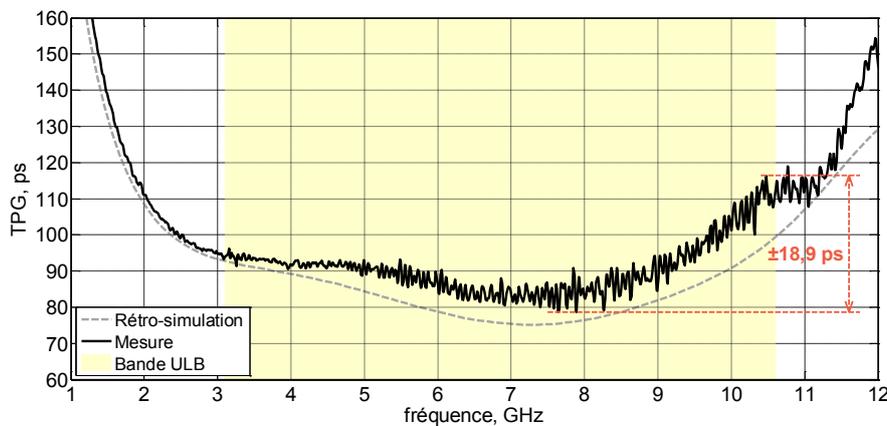


Figure II. 41 : Comparaison entre les TPG obtenus par rétro-simulation et mesure de la cellule de puissance pseudo-différentielle

Le TPG apparaît moins bruité comparativement à la mesure de la première puce, car le paramètre d'ouverture de l'appareil de mesure a été fixé à une valeur de 11, afin d'atteindre un compromis entre une mesure précise et propre. Sur l'ensemble des fréquences ULB, la valeur du temps de propagation de groupe est de $97,6 \pm 18,9$ ps. La variation maximale observée est de 22,3 ps/GHz en fin de bande. Pour les fréquences relatives à la norme LAES,

Chapitre II

la variation maximale est d'environ 7,5 ps au total. Un bon accord entre les mesures et la rétro-simulation est également observé ici.

○ Résultats de mesure : grand signal

Le circuit a également été caractérisé en puissance avec le PNA-X, sous pointes, entre 3 GHz et 10 GHz, sur charge 100 Ω .

La puissance de sortie P_{1dB} est de 21 dBm \pm 1,8 dB. Pour les fréquences comprises entre 3 GHz et 5 GHz, elle est de 22,35 dBm \pm 0,45 dB. La PAE a également été déterminée suite aux mesures, elle est de 22,25 \pm 7,25 %. Il y a une bonne concordance entre les rétro-simulation et la mesure.

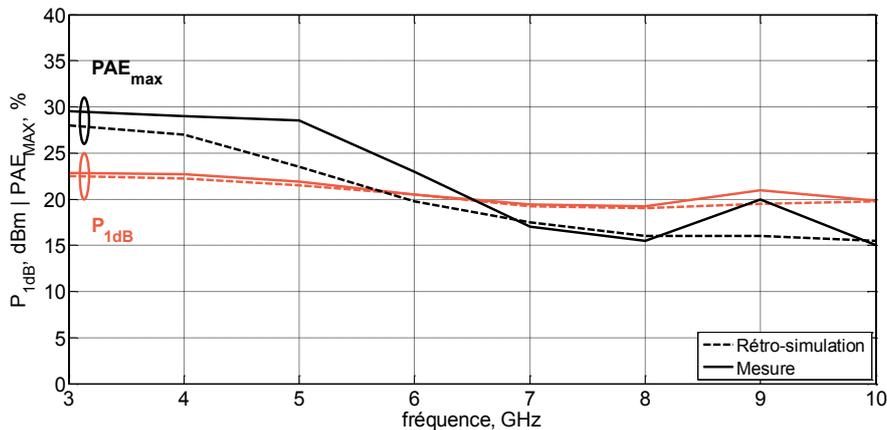


Figure II. 42 : Comparaison entre rétro-simulation et mesure de P_{1dB} et PAE_{max} de la cellule de puissance pseudo-différentielle

3.2.2. Comparaison avec l'état de l'art

Le Tableau II. 7 compare les résultats mesurés de la cellule de puissance pseudo-différentielle avec la cellule 1 et des amplificateurs de puissances ULB.

La puissance de sortie à 1 dB de compression a augmenté, d'une part avec l'utilisation d'une structure pseudo-différentielle, d'autre part grâce à une adaptation en sortie plus pertinente, qui privilégie l'optimisation de la puissance de sortie. La platitude du gain a été réduite, tout comme la variation du temps de propagation de groupe sur l'ensemble des fréquences ULB.

Chapitre II

	[3]	[15]	[17]	[27]	[28]	[29]	Cellule 1	Cellule pseudo-différentielle
Technologie (nm)	180	180	180	180	65	180	65	65
Fréquence (GHz)	3,1-10,6	5-10,6	3,1-10,6	3,1-4,8	0,2-10,2	3,1-6	3,1-10,6	3,1-10,6
Gain (dB)	11,48 ±0,6	14 ±1	10,46 ±0,8	10,3 ±0,8	8,7 ±1,5	10 ±1	12,5 ±1,4	12,2 ±1
S ₁₁ (dB)	< -10	< -5,5	< -10	< -5	< -10	< -6	< -8,9	< -8,6
S ₂₂ (dB)	< -14	< -7	< -10	< -8	< -10	< -7	< -15,6	< -3,3
TPG (ps)	± 85,8	± 40	± 150	± 135	NA	± 195,5	± 28,2	± 18,9
P _{1dB} (dBm)	5*	2*	7,5 ±1,9 dB	7,5 ±1,5 dB	4,75 ±0,85 dB	5,8 ⁺	16 ±2,1 dB	21 ±1,8 dB
PAE _{max} (%)	NA	10*	NA	45 ±3	56 ±8	NA	20,15 ±7,55	22,25 ±7,25

* : 6 GHz ; ⁺ : 5 GHz

Tableau II. 7 : Comparaison de la cellule de puissance 2 avec l'état de l'art des amplificateurs ultra large bande

Un récapitulatif les performances du circuit en regard avec les demandes principales du cahier des charges est donné dans le Tableau II. 8 :

Paramètres	Valeurs	Mesure
Platitudo du gain	< 1 dB/GHz	< 0,33 dB/GHz
Temps de propagation de groupe	< 10 ps/GHz	< 3,75 ps/GHz
Puissance de sortie	19,5 dBm	22,35 dBm ±0,45 dB

Tableau II. 8 : Rappel du cahier des charges pour la norme LAES (cellule 2)

La puissance de sortie est bien supérieure à la contrainte du cahier des charges, étant d'au minimum de 21,9 dBm à 5 GHz. La variation du TPG est toujours cette fois-ci inférieure à 10 ps entre 3 GHz et 5 GHz. Enfin la platitudo du gain reste quasiment inchangée entre la cellule 1 et la cellule 2. Les paramètres respectent bien le cahier des charges.

Chapitre II

3.2.3. Conception de la cellule pré-amplificatrice

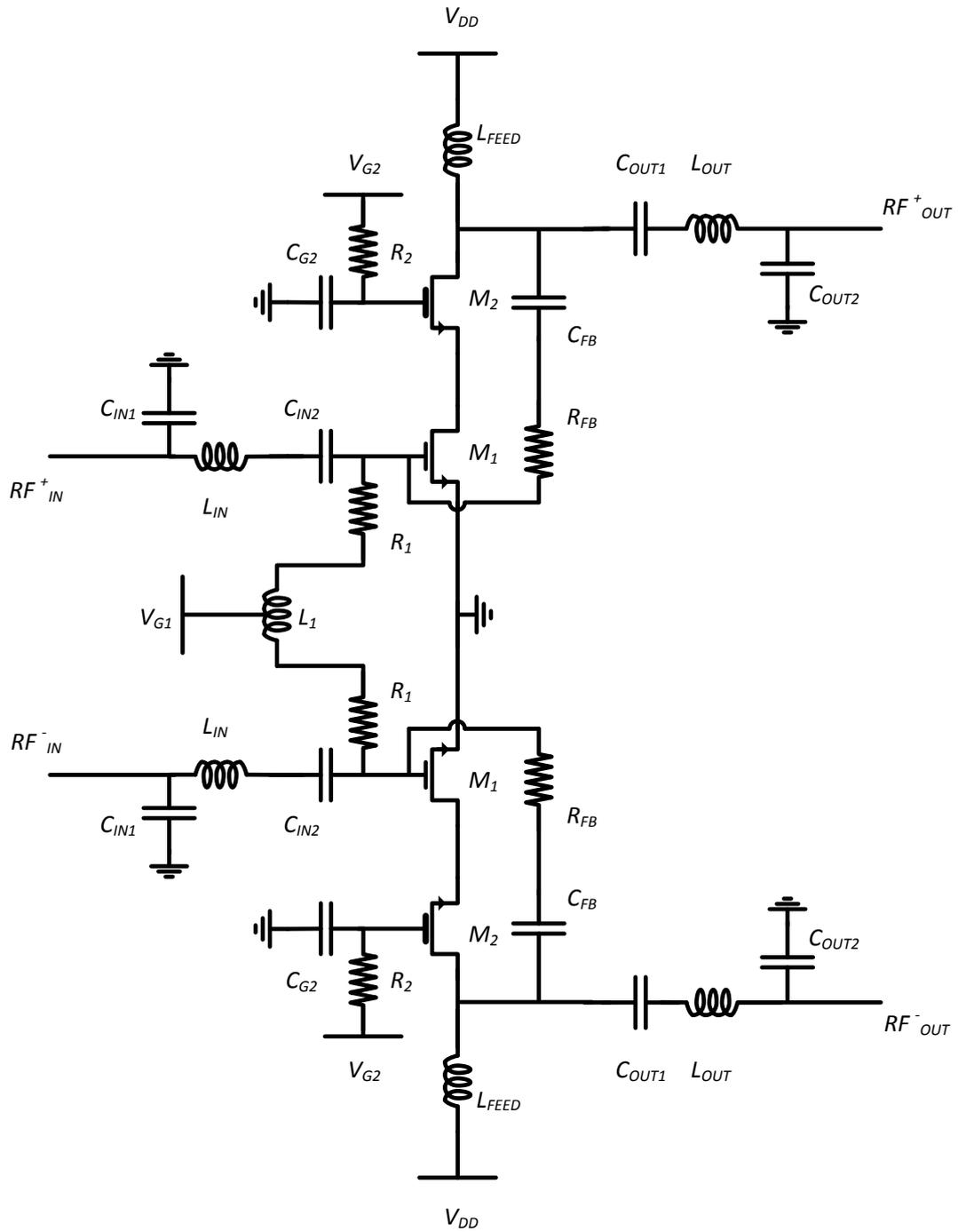


Figure II. 43 : Schéma électrique de la cellule pré-amplificatrice

Chapitre II

La cellule pré-amplificatrice est également fabriquée dans la technologie CMOS 65 nm LP 1P9M de TSMC. Elle adopte tout comme la cellule de puissance une structure pseudo-différentielle et une topologie cascode (Figure II. 43).

Associée à la cellule de puissance, son rôle est de fournir un apport de gain afin que les deux cellules cascadées puissent utiliser des impulsions d'amplitudes plus faibles à l'entrée. De plus, elle doit également fournir une puissance minimale tout en restant linéaire. Enfin, elle doit elle aussi respecter une platitude de gain correcte et une faible variation du temps de propagation de groupe.

Les transistors M_1 sont polarisés en classe A à $V_{G1} = 0,7$ V. Ils sont composés de 4 cellules de 32 doigts de $1,25$ μm de largeur. En ce qui concerne les transistors M_2 , ils sont également composés de 4 cellules de 32 doigts, de largeur $2,5$ μm . Une vue layout est exposée Figure II. 44.

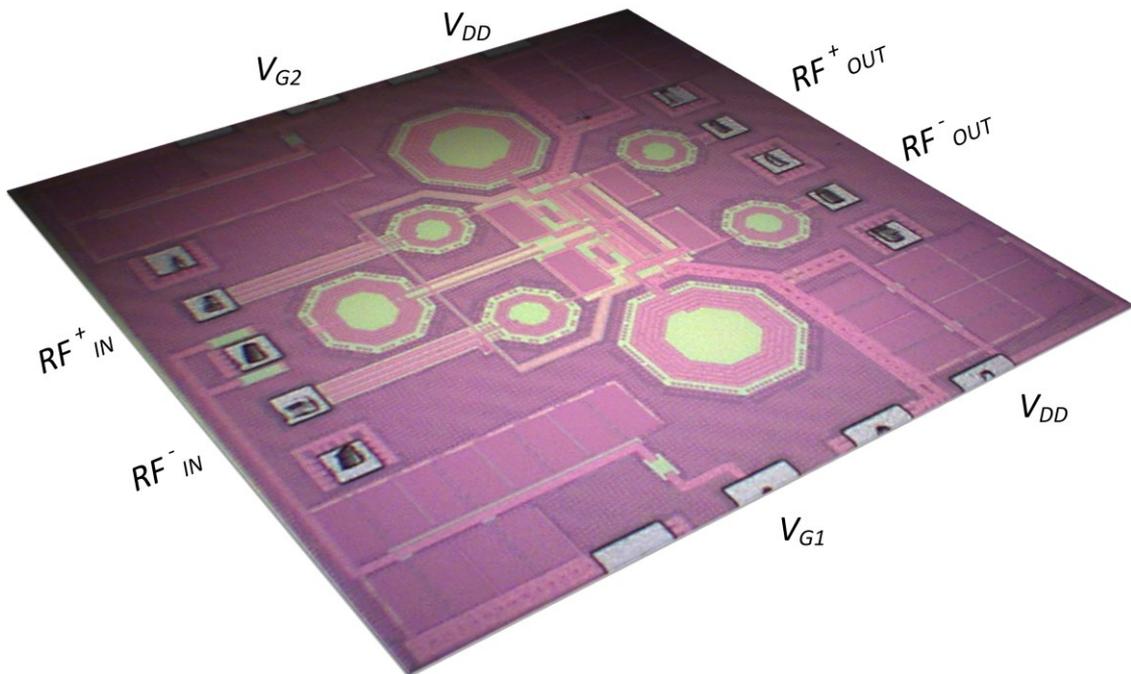


Figure II. 44 : Vue layout de la cellule pré-amplificatrice

Chapitre II

○ Résultats de mesure : petit signal

De même que pour la cellule précédente, la mesure a été effectuée sous pointes, sous 100Ω , avec le PNA-X. Les paramètres S rétro-simulés et mesurés sont représentés sur la Figure II. 45 :

Le gain a un maximum de 9,45 dB à 8,1 GHz. La platitude sur l'ensemble de la bande ULB est de $8,5 \pm 0,95$ dB. Cependant, il possède une variation maximale d'environ 1,54 dB entre 9,6 GHz et 10,6 GHz. Les coefficients de réflexion en entrée et en sortie sont inférieurs à -10 dB jusqu'à environ 10 GHz ; ils demeurent respectivement inférieurs -7,9 dB et -8,4 dB. Un bon accord entre rétro-simulation et mesure est observé.

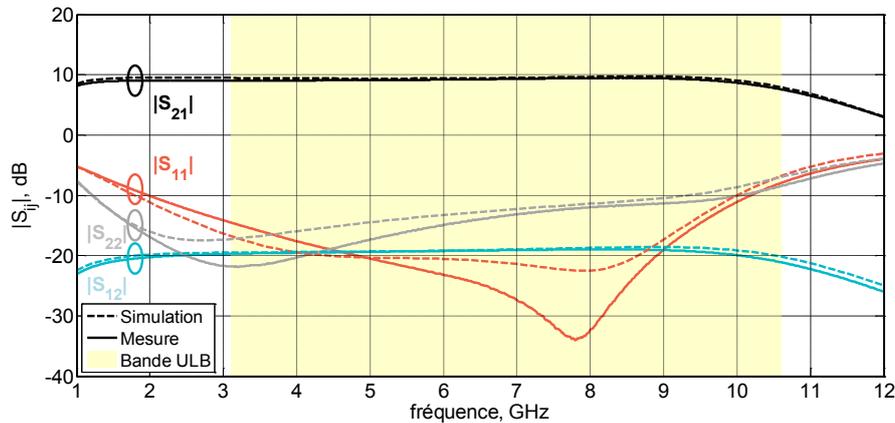


Figure II. 45 : Paramètres S rétro-simulés et mesurés de la cellule pré-amplificatrice

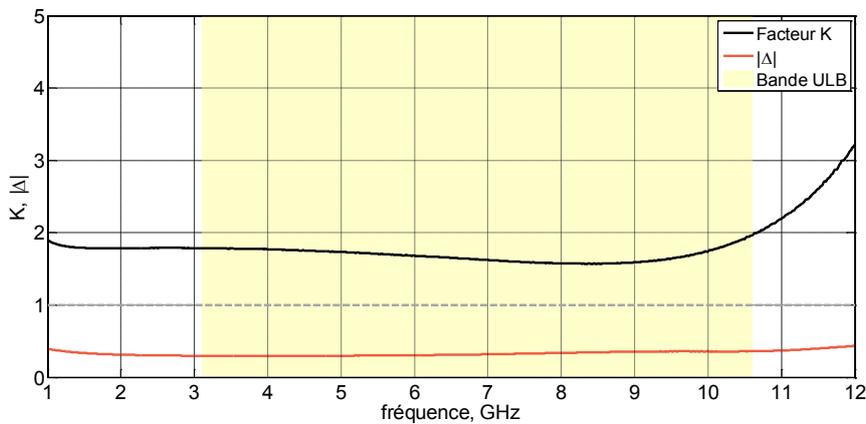


Figure II. 46 : Facteur K et $|\Delta|$ mesurés de la cellule pré-amplificatrice

Chapitre II

Le facteur K et le déterminant Δ , déterminés à partir des paramètres S et représentés Figure II. 46, sont respectivement supérieurs et inférieurs à 1.

La mesure du temps de propagation de groupe est présentée Figure II. 47, où résultats de mesure et rétro-simulation sont comparés. Là aussi un bon accord entre rétro-simulation et mesure est observé.

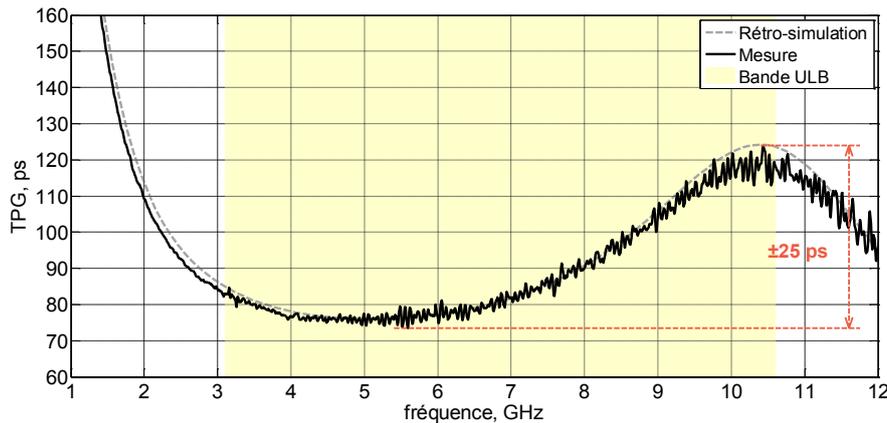


Figure II. 47 : Comparaison entre les TPG obtenus par rétro-simulation et mesure de la cellule pré-amplificatrice

La valeur du temps de propagation de groupe est de $98,5 \pm 25$ ps. La variation maximale observée est de 20 ps/GHz, toujours en fin de bande. Pour les fréquences relatives à la norme LAES, la variation maximale est de 10,5 ps au total.

○ Résultats de mesure : grand signal

Le circuit a également été caractérisé en puissance avec le PNA-X, sous pointes, entre 3 GHz et 10 GHz, sur charge 100Ω . Les mesures se trouvent Figure II. 48.

La puissance de sortie à 1 dB de compression est de $13,2 \text{ dBm} \pm 2,2 \text{ dB}$. Pour la PAE_{max} , elle est de $11,15 \pm 4,15 \%$. Une bonne concordance est visible entre les rétro-simulations et les mesures.

Chapitre II

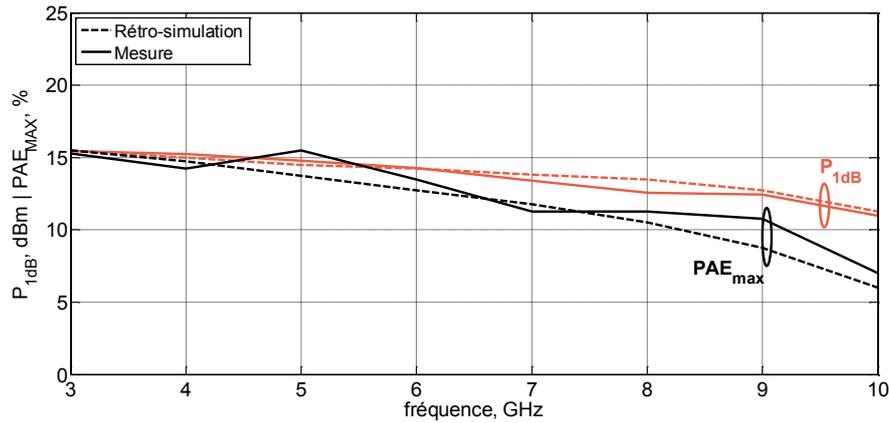


Figure II. 48 : Comparaison entre rétro-simulation et mesure de P_{1dB} et PAE_{max} de la cellule pré-amplificatrice

La cellule pré-amplificatrice joue alors bien son rôle : fournir un surplus de gain à la cellule de puissance, en gardant un gain assez plat et un TPG avec de faibles variations.

Le Tableau II. 9 compare les résultats mesurés de la cellule pré-amplificatrice avec la cellule de puissance pseudo-différentielle et des amplificateurs de puissances ULB.

	[3]	[15]	[17]	[27]	[28]	[29]	Cellule pseudo-différentielle	Cellule pré-amplificatrice
Technologie (nm)	180	180	180	180	65	180	65	65
Fréquence (GHz)	3,1-10,6	5-10,6	3,1-10,6	3,1-4,8	0,2-10,2	3,1-6	3,1-10,6	3,1-10,6
Gain (dB)	11,48 ±0,6	14 ±1	10,46 ±0,8	10,3 ±0,8	8,7 ±1,5	10 ±1	12,2 ±1	8,5 ±0,95
S_{11} (dB)	< -10	< -5,5	< -10	< -5	< -10	< -6	< -8,6	< -7,9
S_{22} (dB)	< -14	< -7	< -10	< -8	< -10	< -7	< -3,3	< -8,4
TPG (ps)	± 85,8	± 40	± 150	± 135	NA	± 195,5	± 18,9	± 25
P_{1dB} (dBm)	5*	2*	7,5 ±1,9 dB	7,5 ±1,5 dB	4,75 ±0,85 dB	5,8 ⁺	21 ±1,8 dB	13,2 ±2,2 dB
PAE_{max} (%)	NA	10*	NA	45 ±3	56 ±8	NA	22,25 ±7,25	11,15 ±4,15

* : 6 GHz ; ⁺ : 5 GHz

Tableau II. 9 : Comparaison de la cellule pré-amplificatrice avec l'état de l'art des amplificateurs ultra large bande

Chapitre II

Bien que ce circuit n'ait pas été conçu dans la même optique que la cellule de puissance, ses performances restent acceptables en regard avec l'état de l'art des amplificateurs de puissance ULB.

Sa PAE_{max} , comme celle de la cellule de puissance précédente, est inférieure à certains travaux présentés dans les différents tableaux de comparaison. Cependant, le chapitre III montrera comment il est possible de limiter l'impact de ce paramètre sur un système ultra large bande.

4. Conclusion du chapitre

Ce deuxième chapitre a décrit la conception d'un amplificateur de puissance en technologie silicium pour application ultra large bande, et plus particulièrement pour répondre à la norme LAES en applications aux situations d'urgence.

Après un passage en revue des paramètres généraux inhérents à un amplificateur de puissance, une méthodologie de conception d'un PA ultra large bande a été proposée. L'accent a été mis sur le caractère large bande que l'amplificateur doit revêtir, ainsi que sur la variation du temps de propagation de groupe, dont l'impact est non négligeable sur l'intégrité d'une transmission utilisant un signal ULB impulsionnel.

La conception et la réalisation d'une cellule de puissance adoptant une structure mode commun et une topologie empilée à quatre transistors ont été présentées. Les mesures ont démontré que l'utilisation d'une contre-réaction pour atteindre une bande de fréquence large est pertinente. Les résultats de mesures sont en bon accord avec la simulation.

Enfin, la conception et la réalisation d'une cellule de puissance et d'une cellule pré-amplificatrice, basées sur une topologie cascode et une structure pseudo-différentielle ont été exposées. Chaque branche d'une cellule est désormais composée de deux transistors, ce qui permettra un contrôle de la polarisation du transistor plus aisé. Ce contrôle sera exposé dans le chapitre suivant. Ces circuits utilisent également une contre-réaction. La concordance entre les résultats de rétro-simulation et les mesures effectuées est satisfaisante, à la fois pour la cellule de puissance et pour la cellule de pré-amplification.

Chapitre II

Références

- [1] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, 2. ed. Boston, Mass.: Artech House, 2006.
- [2] J. Prades, A. Ghiotto, T. Taris, N. Regimbal, J. M. Pham, V. Dupuy, et E. Kerherve, « A Microwave Switchable Low Noise Power Amplifier for an Active Backscatter Tag », *Wiley, Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, n° 5, p. 1251-1255, mai 2014.
- [3] R. Sapawi, R. K. Pokharel, S. A. Z. Murad, A. Anand, N. Koirala, H. Kanaya, et K. Yoshida, « Low Group Delay 3.1-10.6 GHz CMOS Power Amplifier for UWB Applications », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, n° 1, p. 41-43, janv. 2012.
- [4] H. Wang, C. Sideris, et A. Hajimiri, « A CMOS Broadband Power Amplifier With a Transformer-Based High-Order Output Matching Network », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, n° 12, p. 2709-2722, déc. 2010.
- [5] E. Kerherve, N. Demirel, A. Ghiotto, A. Larie, N. Deltimple, J. M. Pham, Y. Mancuso, et P. Garrec, « A Broadband 4.5-15.5-GHz SiGe Power Amplifier With 25.5-dBm Peak Saturated Output Power and 28.7% Maximum PAE », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 5, p. 1621-1632, mai 2015.
- [6] J. H. Tsai, Y. L. Lee, T. W. Huang, C. M. Yu, et J. G. J. Chern, « A 90-nm CMOS Broadband and Miniature Q-band Balanced Medium Power Amplifier », in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, p. 1129-1132.
- [7] S. Pornpromlikit, J. Jeong, C. D. Presti, A. Scuderi, et P. M. Asbeck, « A Watt-Level Stacked-FET Linear Power Amplifier in Silicon-on-Insulator CMOS », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 1, p. 57-64, janv. 2010.
- [8] P. Chevalier, D. Gloria, P. Scheer, S. Pruvost, F. Gianesello, F. Pourchon, P. Garcia, J. c Vildeuil, A. Chantre, C. Garnier, O. Noblanc, S. P. Voinigescu, T. O. Dickson, E. Laskin, S. T. Nicolson, T. Chalvatzis, et K. h k Yau, « Advanced SiGe BiCMOS and CMOS platforms for Optical and Millimeter-Wave Integrated Circuits », in *2006 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, 2006, p. 12-15.
- [9] A. Curutchet, A. Ghiotto, M. Potéreau, M. De Matos, S. Fregonese, E. Kerhervé, et T. Zimmer, « On the development of a novel high VSWR programmable impedance tuner », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, n° 4-5, p. 723-730, juin 2016.
- [10] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, et U. L. Rohde, *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [11] F. Ellinger, *Radio frequency integrated circuits and technologies*, 2. ed. Berlin: Springer, 2008.

Chapitre II

- [12] S. A. Z. Murad, M. M. Shahimim, R. K. Pokharel, H. Kanaya, et K. Yoshida, « A 6-10.6 GHz CMOS PA with common-gate as an input stage for UWB transmitters », in *TENCON 2011 - 2011 IEEE Region 10 Conference*, 2011, p. 607-610.
- [13] Y. Shim, C. W. Kim, J. Lee, et S. G. Lee, « Design of Full Band UWB Common-Gate LNA », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 10, p. 721-723, oct. 2007.
- [14] J. Y. Lee, H. K. Park, H. J. Chang, et T. Y. Yun, « Low-power UWB LNA with common-gate and current-reuse techniques », *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 6, n° 7, p. 793-799, mai 2012.
- [15] H. Mosalam, A. Allam, H. Jia, A. Abdelrahman, T. Kaho, et R. K. Pokharel, « 5.0 to 10.6 GHz 0.18 μm CMOS power amplifier with excellent group delay for UWB applications », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [16] M. Campovecchio, B. L. Bras, M. Lajugie, et J. Obregon, « Optimum design of distributed power-FET amplifiers. Application to a 2-18 GHz MMIC module exhibiting improved power performances », in *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1994. Digest of Papers., IEEE 1994*, 1994, p. 125-128.
- [17] C. Lu, A.-V. Pham, et M. Shaw, « A CMOS power amplifier for full-band UWB transmitters », in *2006 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2006, p. 4 pp.-400.
- [18] M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, et S. Bourdel, « A 52 GHz, 8.5 dB Traveling Wave Amplifier in 0.13 μm standard CMOS process », in *2007 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2007, p. 391-394.
- [19] S. Jose, H.-J. Lee, D. Ha, et S. S. Choi, « A low-power CMOS power amplifier for ultra wideband (UWB) applications », in *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2005, p. 5111-5114 Vol. 5.
- [20] S. A. Z. Murad, R. K. Pokharel, A. I. A. Galal, R. Sapawi, H. Kanaya, et K. Yoshida, « An Excellent Gain Flatness 3.0-7.0 GHz CMOS PA for UWB Applications », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, n° 9, p. 510-512, sept. 2010.
- [21] Y. Su, « Group delay variations in microwave filters and equalization methodologies », Master's Thesis, Microwave and High Speed Electronics Research Center Ericsson Research, ERICSSON AB, Sweden, 2012.
- [22] K. Murase, R. Ishikawa, et K. Honjo, « Group delay equalised monolithic microwave integrated circuit amplifier for ultra-wideband based on right/left-handed transmission line design approach », *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 3, n° 6, p. 967-973, sept. 2009.
- [23] K.-P. Ahn, R. Ishikawa, et K. Honjo, « Group Delay Equalized UWB InGaP/GaAs HBT MMIC Amplifier Using Negative Group Delay Circuits », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 9, p. 2139-2147, sept. 2009.

Chapitre II

- [24] J. Rollett, « Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports », *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 9, n° 1, p. 29-32, mars 1962.
- [25] M. L. Edwards et J. H. Sinsky, « A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, n° 12, p. 2303-2311, déc. 1992.
- [26] D. Polge, A. Ghiotto, E. Kerherve, et P. Fabre, « 3.4 to 4.8 GHz 65 nm CMOS Power Amplifier for Ultra Wideband Location Tracking Application in Emergency and Disaster Situations », in *European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), 2016*.
- [27] S. A. Z. Murad, R. K. Pokharel, R. Sapawi, H. Kanaya, et K. Yoshida, « High efficiency, good linearity, and excellent phase linearity of 3.1-4.8 GHz CMOS UWB PA with a current-reused technique », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, n° 3, p. 1241-1246, août 2010.
- [28] O. Schmitz, S. K. Hampel, K. Mertens, M. Tiebout, et I. Rolfes, « Minimal area 65nm CMOS amplifier for Ultra-Wideband transmitter applications », in *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2010, vol. 1, p. 1-4.
- [29] R. Sapawi, R. K. Pokharel, D. A. A. Mat, H. Kanaya, et K. Yoshida, « A 3.1-6.0 GHz CMOS UWB power amplifier with good linearity and group delay variation », in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, 2011, p. 9-12.

Chapitre III

Étude d'un système d'amplification de puissance à polarisation contrôlée

1. Présentation du système	109
2. Amplificateur de puissance à deux modes de gain.....	112
2.1. Interrupteurs RF	112
2.1.1. Principe d'utilisation et cellule élémentaire.....	112
2.1.2. Mesure d'une cellule élémentaire	114
2.2. Résultats en simulation des deux modes de gain	117
2.2.1. Résultats de simulation : petit signal.....	117
2.2.2. Résultats de simulation : grand signal.....	119
3. Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée.....	121
3.1. Principe de fonctionnement	121
3.2. Structure générale	122
3.2.1. Création des polarisations	123
3.2.2. Aiguillage des polarisations	125
3.2.3. Création des signaux de commande	126
3.3. Résultats de simulation à 4 GHz pour les deux modes de gain	128
4. Activation de l'amplificateur de puissance uniquement en cas d'urgence.....	132
4.1. Simulations petit signal	133
4.1.1. Mode ON, gain FAIBLE.....	134
4.1.2. Mode ON, gain FORT	135
4.1.3. Mode OFF	136

Chapitre III

4.2. Simulation grand signal	137
5. Conclusion du chapitre.....	138
Références	139

Chapitre III

Ce dernier chapitre présente un système d'amplification plus complet, intégrant les circuits présentés dans le chapitre précédent. En premier lieu, les deux dernières cellules sont associées et forment un PA à deux valeurs de gain, grâce à l'activation de la cellule pré-amplificatrice.

Par la suite, sont exposés les circuits permettant le contrôle des polarisations du PA qui lui permettent de fonctionner dans deux modes différents : un premier mode à consommation minimale, puis un mode d'amplification en présence d'une impulsion.

Enfin, un dernier aspect de ce système est proposé, pour lequel toute la structure décrite en amont est elle-même court-circuitée pour assurer le mode ULB standard (non LAES). Ceci permet une implémentation dans le système de BeSpoon, avec un impact faible lorsque le PA est désactivé.

1. Présentation du système

Le système, présenté Figure III. 1, s'appuie sur la cellule de puissance et la cellule pré-amplificatrice pseudo-différentielles présentées dans le chapitre précédent, qui forment l'amplificateur de puissance :

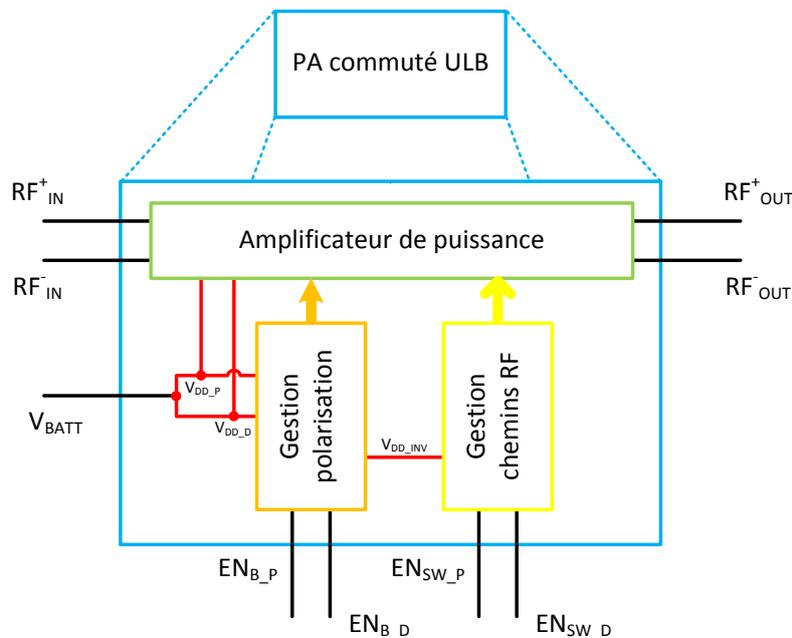


Figure III. 1 : Schéma bloc du système d'amplification de puissance à polarisation contrôlée

Chapitre III

- Tout d'abord, deux gains différents sont disponibles (gain FORT et gain FAIBLE), grâce à l'allumage ou l'extinction de la cellule pré-amplificatrice. L'utilisation d'interrupteurs permet un aiguillage du chemin RF selon le gain désiré (Figure III. 2).

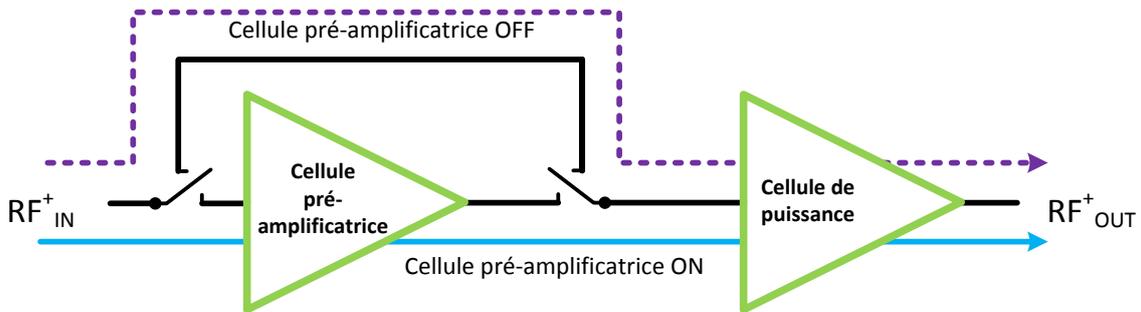


Figure III. 2 : Cellule de puissance associée à la cellule pré-amplificatrice commutée

- Puis, afin de profiter de la nature impulsionnelle du signal, l'amplificateur de puissance est activé uniquement si nécessaire, à savoir quand il y a une impulsion à amplifier (mode TRAVAIL). Par défaut, il reste inactif, avec une consommation minimale (mode ATTENTE). Dans le cas d'une durée d'impulsion de l'ordre de quelques nanosecondes, un contrôle rapide de la polarisation des grilles du PA doit être assuré (Figure III. 3).

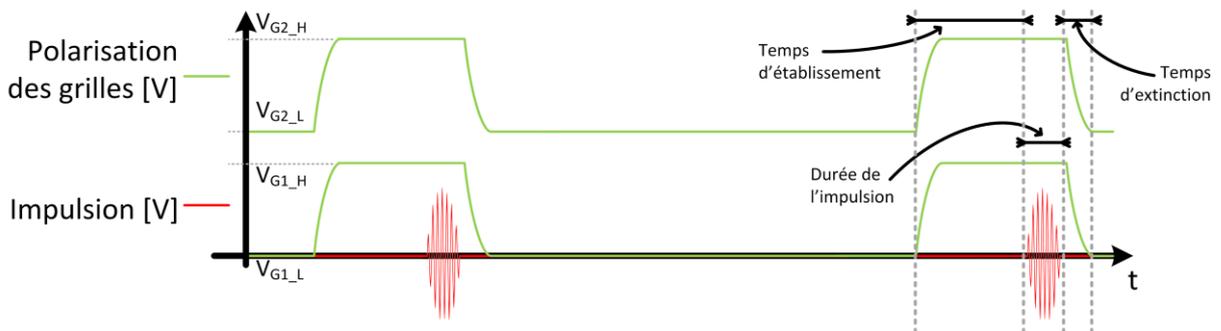


Figure III. 3 : Chronogrammes des tensions de polarisation selon la présence d'une impulsion

Chapitre III

- Deux derniers modes de fonctionnement sont disponibles et dépendent de la situation à laquelle fait face l'utilisateur. Si il s'agit d'une situation d'urgence, le système est allumé (mode ON), sinon, il est éteint (mode OFF). Lorsque le système est éteint, le chemin RF est aiguillé vers le court-circuit global. Le système ULB peut ainsi fonctionner en faisant abstraction du PA, le signal RF transitant par le court-circuit général.

Une vision simple des différents modes possibles est donnée Figure III. 4.

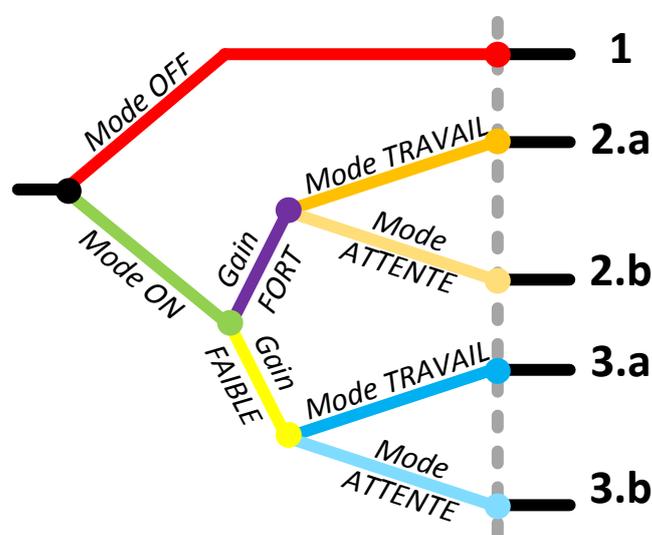


Figure III. 4 : Illustration des différents états du système

La configuration du système est ainsi définie selon 3 options de paramétrages :

- l'option **1** : le système d'amplification est « inexistant ». Le signal RF passe par le court-circuit général, en réception ou en émission.
- l'option **2** : le système d'amplification est allumé. Le gain est réglé sur FORT et le PA est activé au gré des impulsions à amplifier (mode TRAVAIL **2.a** ou ATTENTE **2.b**),
- l'option **3** : le système d'amplification est allumé, mais le gain de l'amplificateur de puissance est réglé sur FAIBLE. Le PA est là aussi activé s'il y a des impulsions à amplifier (mode TRAVAIL **3.a** ou ATTENTE **3.b**),

Chapitre III

Dans la suite de ce chapitre, seront présentés les modes de gain FORT et FAIBLE, puis le contrôle des tensions de polarisation, suivi de la mise en place du court-circuit général.

2. Amplificateur de puissance à deux modes de gain

Comme il est indiqué en amont dans ce chapitre, le système d'amplification ultra large bande proposé permet d'obtenir deux valeurs de gain. Les cellules de puissance et de pré-amplification, dont les mesures sont présentées à la fin du chapitre II, sont utilisées afin d'obtenir ces deux valeurs. Les deux modes de gain seront abordés après la présentation des interrupteurs RF qui assurent le court-circuit de la cellule pré-amplificatrice.

2.1. Interrupteurs RF

2.1.1. Principe d'utilisation et cellule élémentaire

Dans les émetteurs-récepteurs radiofréquences, l'utilisation d'interrupteurs est courante et permet d'adapter l'aiguillage du signal RF selon l'utilisation souhaitée. Habituellement, il permet de guider le signal d'émission sortant du PA vers l'antenne, ou bien de guider le signal de réception entrant sur l'antenne vers un amplificateur à faible bruit. Il existe des exemples d'interrupteurs pour une application ULB [1].

La structure élémentaire, représentée Figure III. 5, est un interrupteur de type SPDT, à une entrée et deux sorties (de l'anglais SPDT, *Single-Pole, Double-Throw*). Elle sera utilisée à deux reprises, en entrée et en sortie, pour court-circuiter le pré-amplificateur. Deux signaux de contrôle V_{CTRL} et $\overline{V_{CTRL}}$ vont définir le choix du chemin emprunté par le signal ULB.

Les transistors connectés à la masse (entourés en pointillés) améliorent l'isolation entre les chemins RF 1 et 2. Les grilles et les bulks sont rendus flottants grâce à une résistance R de grande valeur, ici 12 k Ω . Ceci a pour effet respectivement de diminuer les pertes de l'interrupteur et d'accroître sa tenue en puissance [2]. Enfin, Les transistors utilisés sont des transistors triple-puits [3]. Le puit N doit être polarisé, d'où la présence d'un plot V_{DD_DNW} . La tension est paramétrée à 4 V, afin d'avoir la même alimentation entre les différents circuits. De façon analogue aux bulks, ce puits est lui aussi rendu flottant grâce à une résistance R , non représentée par souci de lisibilité de la figure.

Chapitre III

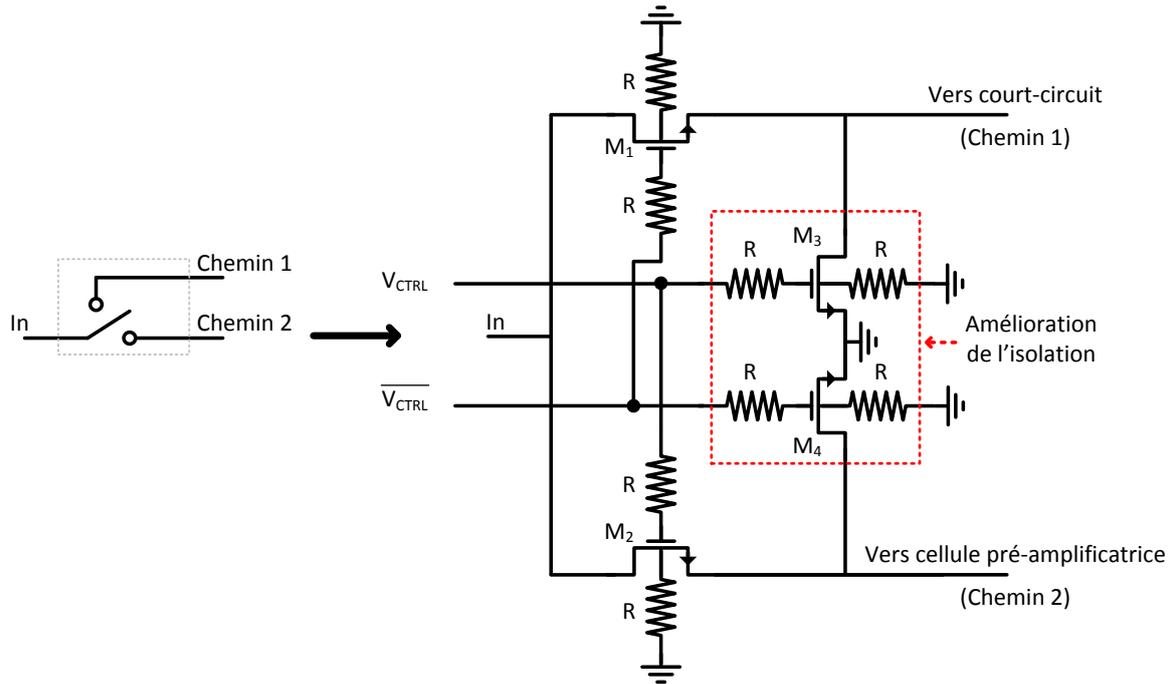


Figure III. 5 : Interrupteur SPDT : cellule élémentaire (a) et implémentation (b)

La Figure III. 6 présente les deux aiguillages différents : passage par le court-circuit (a) et passage par la cellule pré-amplificatrice (b). Une inductance est ajoutée sur le chemin RF pour compenser les capacités ramenées par les transistors M_3 et M_4 , lorsque ceux-ci sont dans leur état bloqué.

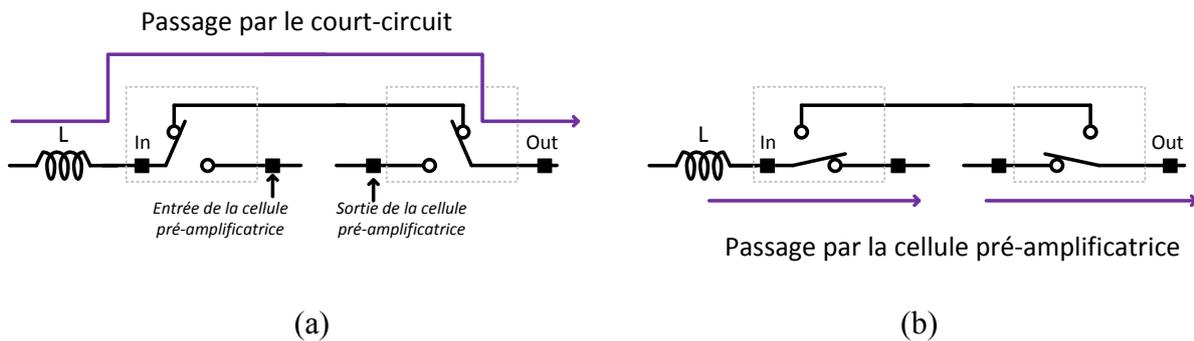


Figure III. 6 : Illustration des chemins dans les deux modes de fonctionnement

Chapitre III

2.1.2. Mesure d'une cellule élémentaire

Une cellule élémentaire d'interrupteur a été fabriquée en technologie 65 nm de TSMC et mesurée au laboratoire. Une photographie du circuit est visible Figure III. 7. Trois lignes 50 Ω ont été utilisées pour atteindre la cellule élémentaire, de taille modeste comparée à l'ensemble des plots nécessaires pour la mesure.

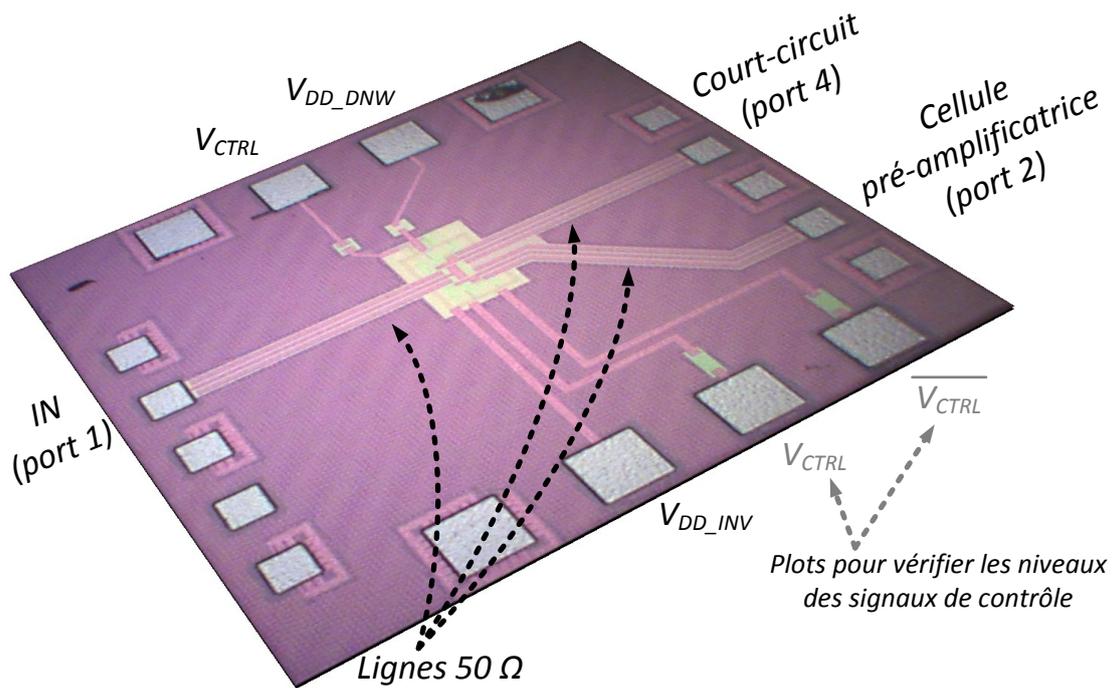


Figure III. 7 : Photographie d'une cellule élémentaire d'interrupteur RF

Deux plots, en gris sur la figure, ont été posés afin de pouvoir attester de la bonne valeur des tensions de contrôle au cours des mesures. V_{CTRL} et $\overline{V_{CTRL}}$ sont générés via EN_{SW_P} par le bloc *Gestion chemins RF* composé d'inverseurs, afin de générer le signal et son complément (Figure III. 8). Par la suite, l'entrée (IN), la sortie vers la cellule pré-amplificatrice (chemin 2) et la sortie vers le court-circuit (chemin 1) seront représentées par les numéros 1, 2 et 4.

Chapitre III

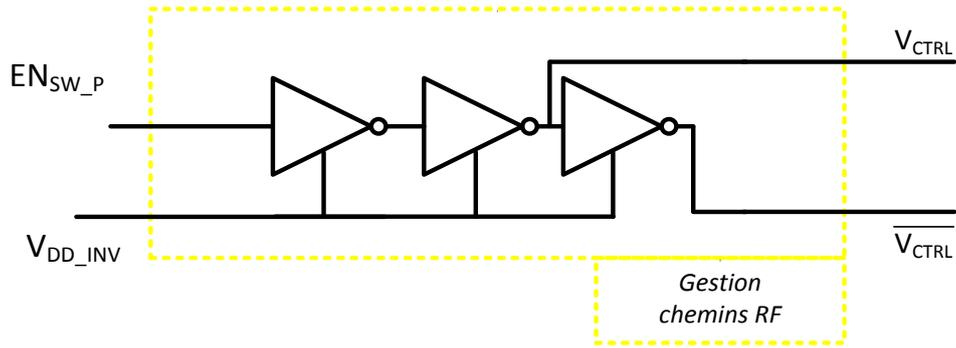


Figure III. 8 : Génération des signaux de contrôle avec des inverseurs CMOS

○ Chemin 1 :

Le chemin 1 correspond au court-circuit. Les mesures petit signal sont présentées Figure III. 9, réalisées via une mesure 4-ports avec le PNA-X, chaque port chargé à 50Ω .

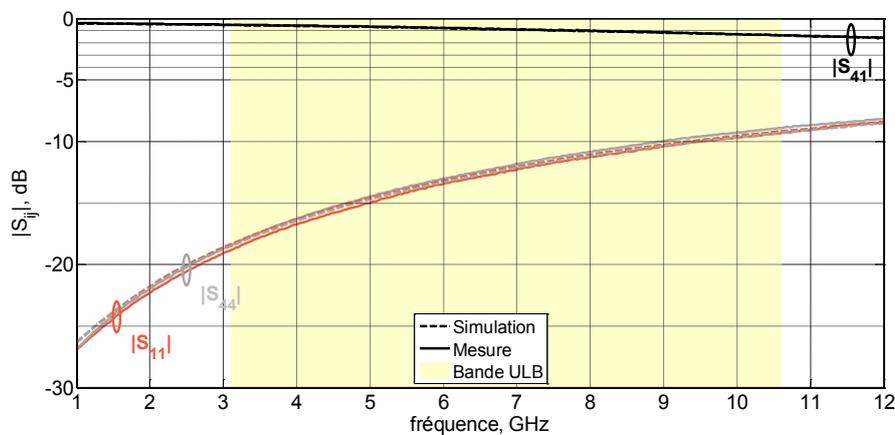


Figure III. 9 : Paramètres S pour le chemin 1 (court-circuit)

Les pertes dans la bande de fréquence ULB sont de $0,13 \text{ dB/GHz}$, avec une perte de $0,5 \text{ dB}$ à $3,1 \text{ GHz}$. Le temps de propagation de groupe est assez plat, ne variant que de $\pm 1,6 \text{ ps}$ entre $3,1$ et $10,6 \text{ GHz}$ (Figure III. 10 (a)). Un bon accord est observé entre simulation et mesures.

Chapitre III

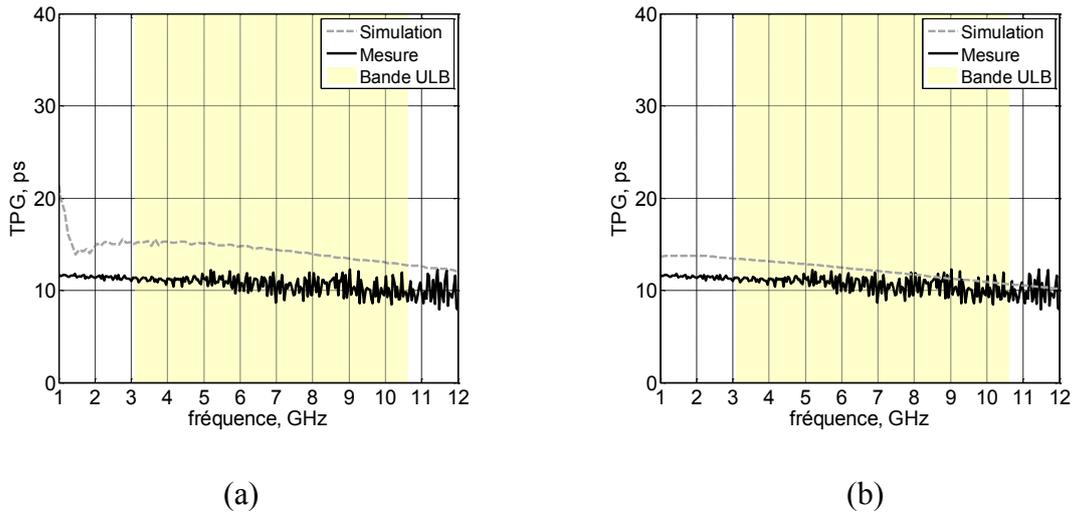


Figure III. 10 : TPG pour les chemins (a) court-circuit et (b) cellule pré-amplificatrice

○ Chemin 2 :

Le second chemin correspond au passage par la cellule pré-amplificatrice. Les mesures petit signal sont présentées Figure III. 11, menées dans les mêmes conditions que les précédentes.

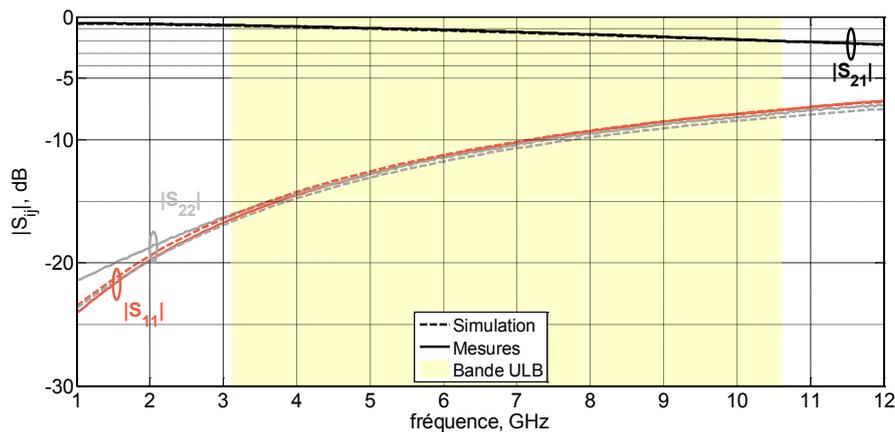


Figure III. 11 : Paramètres S pour le chemin 2 (cellule pré-amplificatrice)

Les pertes dans la bande ULB sont de 0,19 dB/GHz, avec une perte de 0,67 dB en début de bande. Elles sont plus importantes, car c'est le chemin utilisant le court-circuit, à moindre

Chapitre III

gain, qui a été privilégié. Quant au temps de propagation de groupe, il est plat également, affichant une variation similaire à celle observée entre 3,1 et 10,6 GHz (Figure III. 10 (b)). Un très bon accord est constaté entre simulation et mesures.

La cellule élémentaire d'interrupteur assure donc bien son rôle d'aiguillage du signal RF entre les deux chemins. Elle va être maintenant associée à la cellule de pré-amplification, et les deux entités seront cascadées avec la cellule de puissance afin de former l'amplificateur de puissance.

2.2. Résultats en simulation des deux modes de gain

Les performances des interrupteurs RF présentées, une simulation reprenant les éléments visibles sur la Figure III. 2 peut être effectuée. Une inductance a été ajoutée en série à l'entrée du circuit pour compenser les capacités ramenées par les transistors améliorant l'isolation, comme mentionné à la fin de la partie 2.1.1.

2.2.1. Résultats de simulation : petit signal

La Figure III. 12 présente les résultats de simulation du PA en mode gain FAIBLE.

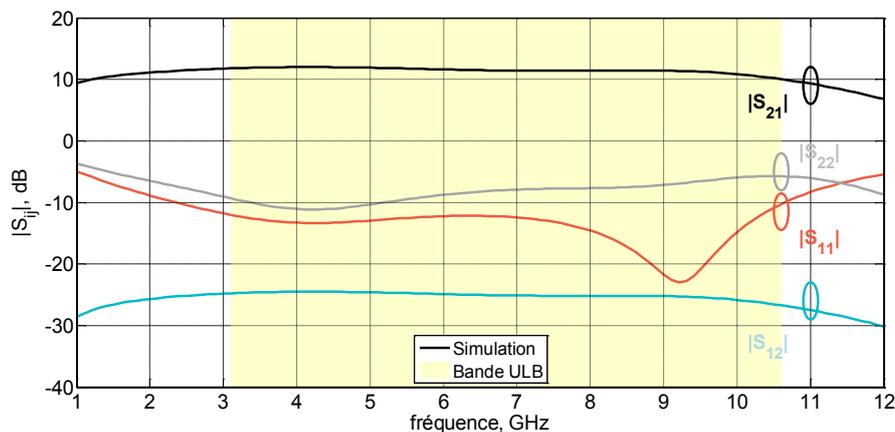


Figure III. 12 : Paramètres S simulés de l'amplificateur de puissance, mode gain FAIBLE

Le gain est de 11 ± 1 dB, avec une valeur maximale à 4 GHz. La perte de gain n'excède pas 0,15 dB/GHz, entre 4 GHz et 10,6 GHz. L'adaptation de sortie est voisine de celle de la cellule de puissance pseudo-différentielle présentée dans le chapitre II. Enfin, l'adaptation

Chapitre III

d'entrée a été améliorée, principalement grâce à l'ajout de l'inductance en entrée. Le temps de propagation de groupe correspondant à cette configuration est représenté Figure III. 13.

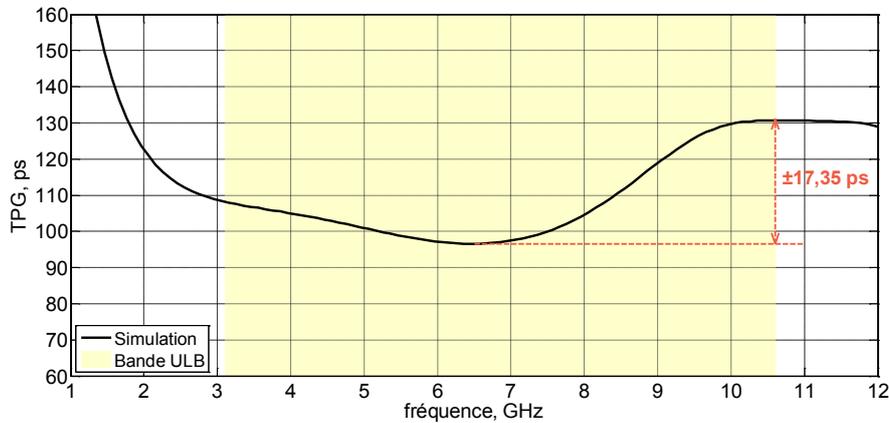


Figure III. 13 : Simulation du TPG de l'amplificateur de puissance, mode gain FAIBLE

La valeur du TPG est de $113,85 \pm 17,35$ ps. Une variation maximale pour une bande de 1 GHz est mesurée à 16 ps, entre 8 GHz et 9 GHz. Pour les fréquences relatives à la norme LAES, entre 3 GHz et 5 GHz, la variation est d'environ 3,9 ps/GHz. La Figure III. 14 présente les résultats en mode gain FORT.

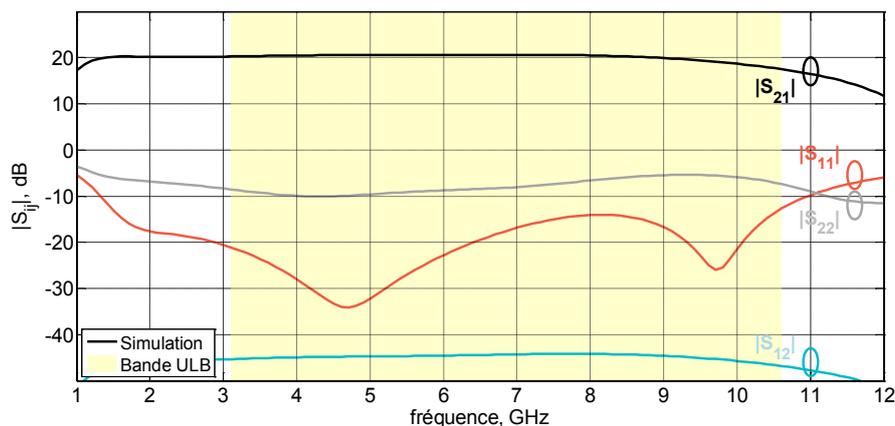


Figure III. 14 : Paramètres S simulés de l'amplificateur de puissance, mode gain FORT

Chapitre III

La platitude du gain est de $19 \pm 1,5$ dB, et son maximum de 20,5 dB à 5 GHz. La variation de $\pm 1,5$ dB provient principalement de la fin de la bande, car entre 3,1 GHz et 9 GHz, elle est de $\pm 0,2$ dB. L'apport de gain apporté par la cellule pré-amplificatrice est bien visible. Le TPG de l'amplificateur de puissance en mode gain FORT est exposé Figure III. 15.

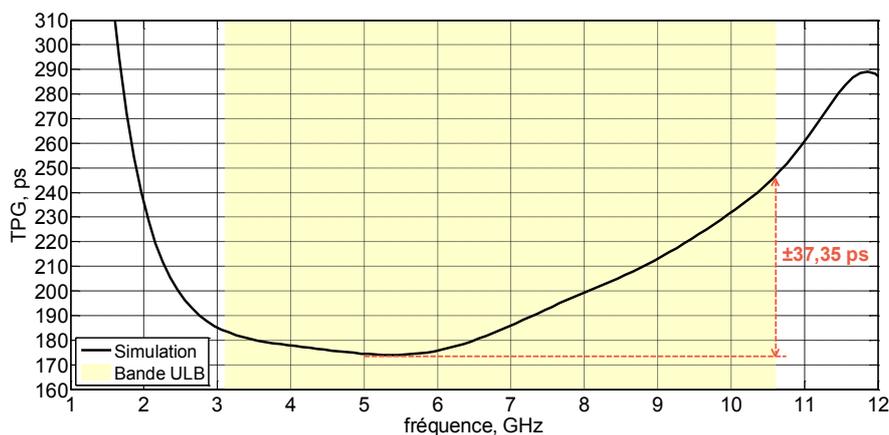


Figure III. 15 : Simulation du TPG de l'amplificateur de puissance, mode gain FORT

Le temps de propagation de groupe est de $211,25 \pm 37,35$ ps. Cette valeur est cohérente, étant de l'ordre de grandeur de la somme des différents TPG de chaque bloc. La variation maximale est ainsi toujours située en fin de bande, entre 7,6 GHz et 10,6 GHz, et est de $\pm 17,9$ ps/GHz. Dans la bande 3-5 GHz, la variation est de 5 ps/GHz.

2.2.2. Résultats de simulation : grand signal

Les simulations en puissance du PA en mode gain FAIBLE et en mode gain FORT sont présentées Figure III. 16. Les puissances de sortie pour une compression de 1 dB entre les modes gain FAIBLE et gain FORT sont voisines jusqu'à 8 GHz puis diffèrent légèrement au-delà. Elles sont de $20,9$ dBm $\pm 1,7$ dB et de $20,15$ dBm $\pm 2,15$ dB. La PAE_{max} diminue après l'augmentation du gain, ce qui est normal, car la consommation augmente alors que la puissance de sortie reste la même. Elle varie entre $20,8 \pm 7,3$ % (gain FAIBLE) et $16,85 \pm 6,35$ % (gain FORT). En ce qui concerne les fréquences utilisées pour la norme LAES, la P_{1dB} est de $22,2$ dBm $\pm 0,4$ dB et de $21,9$ dBm $\pm 0,4$ dB, respectivement pour les modes gain FAIBLE et gain FORT. De la même façon, la PAE_{max} est respectivement de $26,3 \pm 1,8$ % et $22 \pm 1,2$ %.

Chapitre III

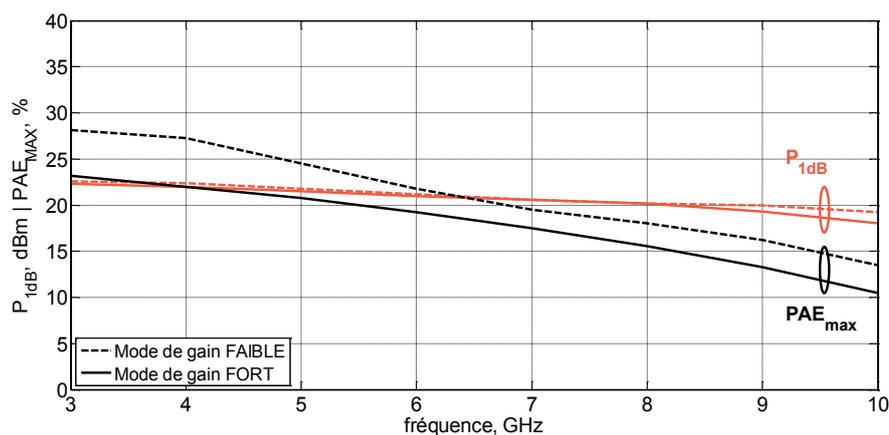


Figure III. 16 : P_{1dB} et PAE_{max} de l'amplificateur de puissance pour les deux modes de gain

Le Tableau III. 1 récapitule les différentes performances entre le mode gain FAIBLE et le mode gain FORT pour la bande ULB. Le Tableau III. 2 récapitule quant à lui les informations entre 3 GHz et 5 GHz pour les applications LAES.

	Gain (dB)	TPG (ps)	P_{1dB} (dBm)	PAE_{max} (%)
Mode FAIBLE gain	11 ± 1	$113,85 \pm 17,35$	$20,9 \pm 1,7$ dB	$20,8 \pm 7,3$
Mode FORT gain	$19 \pm 1,5$	$211,25 \pm 37,35$	$20,15 \pm 2,15$ dB	$16,85 \pm 6,35$

Tableau III. 1 : Synthèse des performances dans les deux modes de gain, bande ULB

	Gain (dB)	TPG (ps)	P_{1dB} (dBm)	PAE_{max} (%)
Mode FAIBLE gain	$11,89 \pm 0,11$	$104,5 \pm 3,9$	$22,2 \pm 0,4$ dB	$26,3 \pm 1,8$
Mode FORT gain	$20,37 \pm 0,13$	179 ± 5	$21,9 \pm 0,4$ dB	$22 \pm 1,2$

Tableau III. 2 : Synthèse des performances dans les deux modes de gain, bande LAES

Chapitre III

Les simulations valident les deux modes de gain de l'amplificateur de puissance grâce à l'utilisation d'interrupteurs RF. La possibilité de contrôler les polarisations de grille, afin de décider de l'utilisation ou non de l'amplificateur de puissance, sera discutée en partie 3.

3. Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée

L'influence du bloc d'amplification de puissance dans les systèmes RF actuels est prépondérante. En effet, il a non seulement un impact en termes de linéarité, mais également au niveau de l'efficacité. De nombreux travaux de recherche ont pour objet l'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance, et plusieurs techniques d'amélioration existent.

Parmi celles basées sur un contrôle de la polarisation, la technique de suivi d'enveloppe (*envelope tracking* ou ET) est l'une des plus connues. Son principe consiste en l'ajustement dynamique de la tension d'alimentation d'un amplificateur de puissance selon l'intensité du signal à amplifier. De façon similaire, de récents travaux ont montré la pertinence de contrôler la tension de grille, dans le cadre d'une modulation complexe [4], ou avec des signaux impulsionnels pour des applications radar [5].

Les signaux utilisés dans le cadre de cette thèse sont des signaux ultra large bande impulsionnels, avec des durées d'impulsion de l'ordre de quelques nanosecondes, ce qui complique la mise en place d'un suivi de l'enveloppe. La solution proposée dans ces travaux de thèse est une polarisation de grille basée sur un signal de commande provenant du système ULB existant. Le PA est ainsi soit totalement allumé (mode TRAVAIL), soit en attente d'une impulsion (mode ATTENTE), avec une consommation minimale.

3.1. Principe de fonctionnement

Comme illustré Figure III. 17, cette commande est actionnée quelques nanosecondes avant l'impulsion, afin de laisser le courant s'établir dans l'amplificateur. Ce signal est fourni par le système ULB existant. Ce principe va être appliqué à la cellule de puissance pseudo-différentielle et à la cellule pré-amplificatrice du chapitre II.

Toutefois, bien que le contrôle de la tension de grille du transistor source commune suffise à établir un courant de polarisation, il est aussi nécessaire de contrôler la tension de grille du second transistor. Ce double contrôle permet de s'assurer que les tensions drain-source de chaque transistor n'excèdent pas leur valeur nominale.

Chapitre III

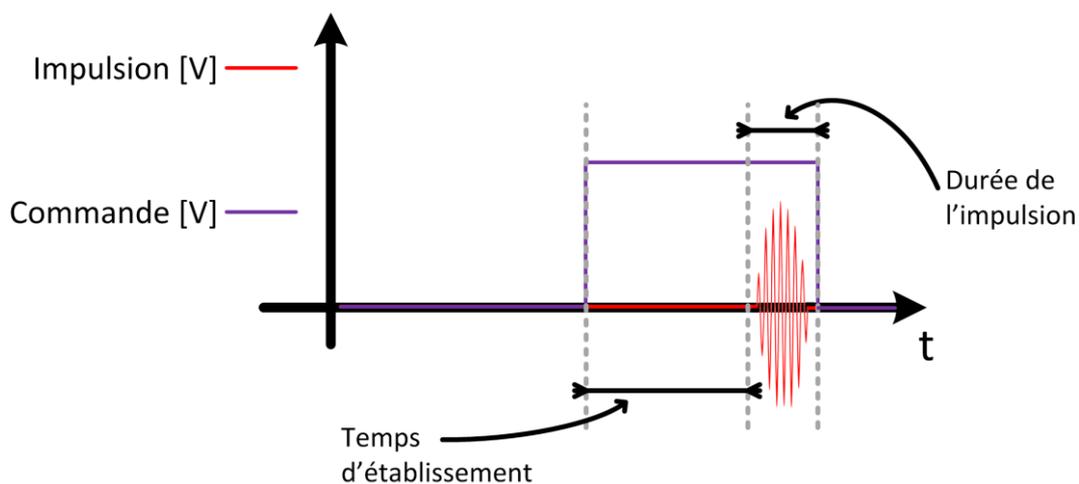


Figure III. 17 : Représentation de l'impulsion et du signal de commande

3.2. Structure générale

La structure générale est présentée Figure III. 18. Ce circuit correspond au bloc *Gestion polarisation* de la Figure III. 1, et une photographie du layout est proposée Figure III. 19.

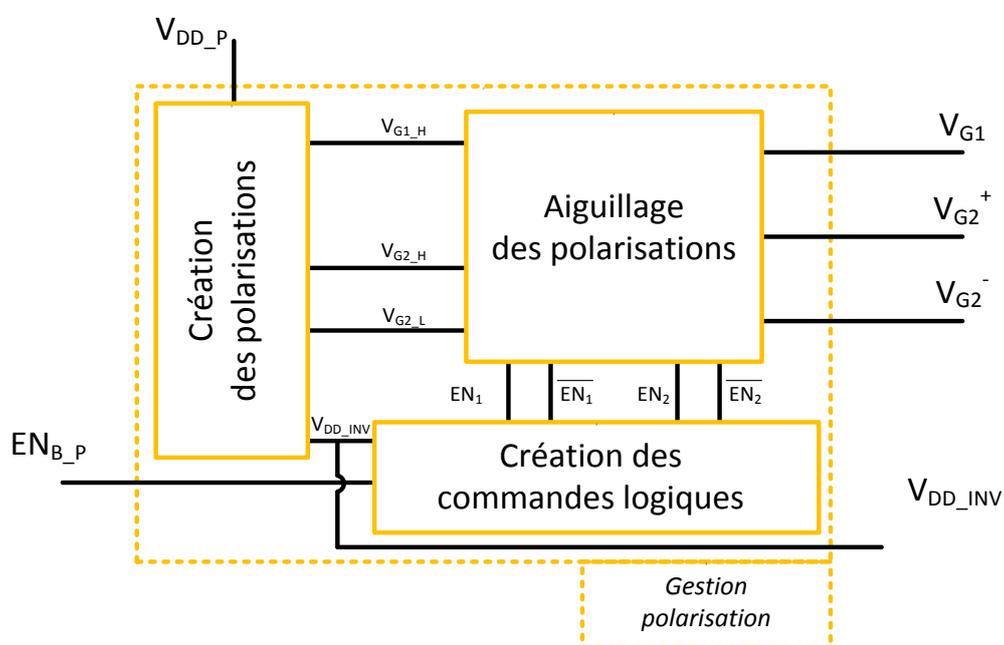


Figure III. 18 : Structure générale du bloc de gestion de la polarisation

Chapitre III

Sur la Figure III. 19, les différentes entrées et sorties du circuit sont représentées. Les autres plots (grisés) servent uniquement à vérifier les valeurs des polarisations créées.

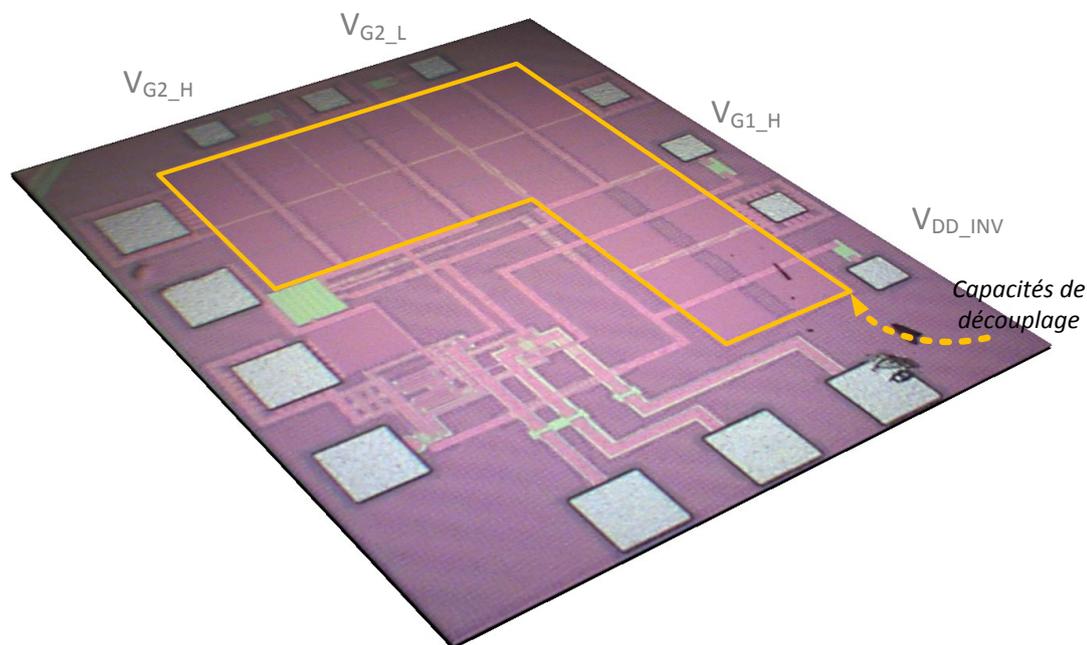


Figure III. 19 : Photographie de l'interrupteur RF

3.2.1. Création des polarisations

Un pont de résistances est conçu afin de créer les différents niveaux de polarisation nécessaires. Dans le mode ATTENTE, il sera le seul élément à consommer, il est donc conçu pour avoir une consommation d'environ 1 mA, afin qu'elle soit négligeable par rapport à la consommation de l'amplificateur de puissance. Un zoom et un schéma du circuit sont représentés sur la Figure III. 20. Afin de pallier d'éventuels problèmes de fabrication au niveau des résistances, le pont est constitué d'une matrice de résistances de même valeur. Chaque résistance fait 50 Ω .

Les niveaux à générer sont V_{G1_H} , V_{DD_INV} , V_{G2_L} et V_{G2_H} , de valeurs respectives 0,9 V, 1,3 V, 1,8 V et 3,2 V.

Chapitre III

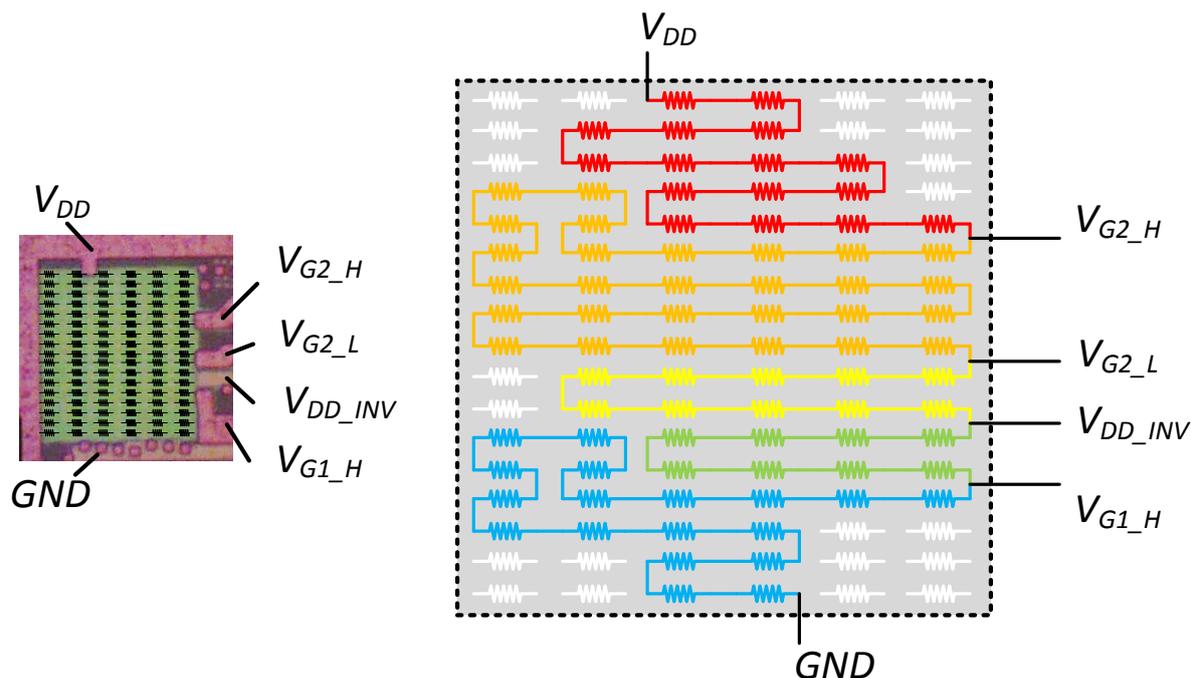


Figure III. 20 : Matrice utilisée lors de la conception du pont de résistances

Les résistances blanches sont utilisées pour compléter la matrice, tandis que celles utilisées pour générer les polarisations sont en couleur. Le Tableau III. 3 récapitule les différentes valeurs des niveaux, à la fois en mesure et en simulation, ainsi que le courant consommé.

Polarisation	Simulation	Mesure
V_{G2_H}	3,2 V	3,208 V
V_{G2_L}	1,8 V	1,798 V
V_{DD_INV}	1,3 V	1,27 V
V_{G1_H}	0,9 V	0,904 V
I_{PONT}	0,98 mA	1,025 mA

Tableau III. 3 : Comparaison des niveaux DC générés et de la consommation du bloc entre simulation et mesure

Chapitre III

Le pont de résistances fabriqué consomme 1,025 mA, contre 0,98 mA en simulation. De plus, les niveaux générés sont très proches des valeurs attendues. Ainsi, le pont génère bien les différentes polarisations. Enfin, des capacités, visibles Figure III. 19, sont implémentées à chaque niveau, afin que les tensions soient bien découplées.

Ces tensions sont représentées Figure III. 21. L'impulsion est placée quelques nanosecondes après le début du mode TRAVAIL, afin de laisser le temps aux niveaux DC de s'établir. Dans le mode ATTENTE, les tensions de polarisation sont V_{G2_L} et V_{G1_L} , tandis qu'en mode TRAVAIL, V_{G2_H} et V_{G1_H} sont utilisées.

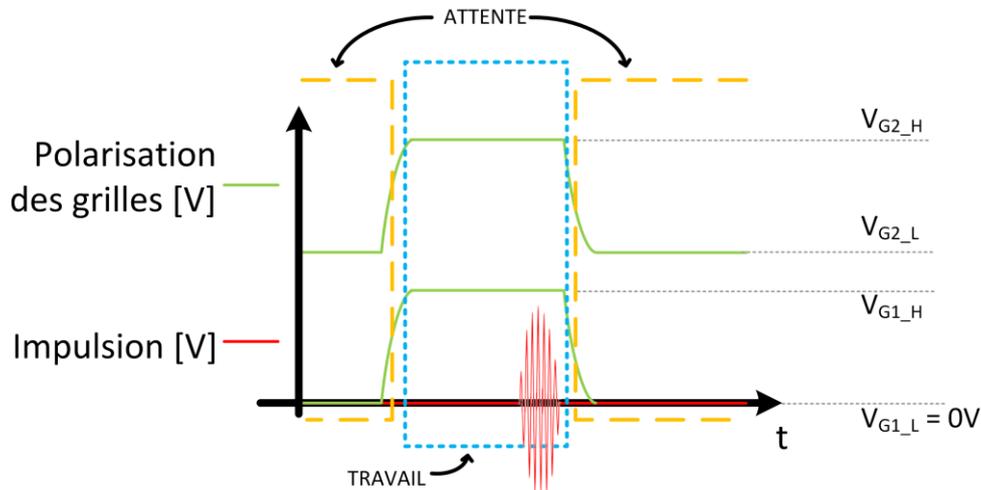


Figure III. 21 : Illustration des modes ATTENTE et TRAVAIL de l'amplificateur de puissance

3.2.2. Aiguillage des polarisations

Les polarisations, désormais disponibles, doivent être appliquées en fonction du mode choisi. Des interrupteurs assurent la liaison (Figure III. 22). Les tensions V_{G1_H} et V_{G1_L} sont transmises à V_{G1} selon l'état des signaux de commande EN_1 et $\overline{EN_1}$. Cette commande est détaillée dans la partie suivante. Les tensions V_{G2}^+ et V_{G2}^- sont générées de la même façon avec V_{G2_H} , V_{G2_L} , EN_2 et $\overline{EN_2}$.

Chapitre III

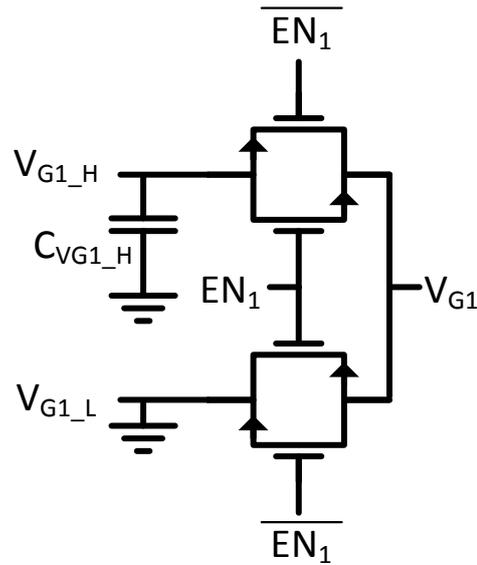


Figure III. 22 : Interrupteurs pour l'aiguillage des niveaux DC vers les grilles du PA

Les tensions générées avec le pont de résistances sont légèrement supérieures à celles utilisées précédemment (pour rappel, $V_{G1} = 0,8 \text{ V}$, $V_{G2} = 2,9 \text{ V}$ et $V_{DD_INV} = 1,2 \text{ V}$). En effet, les temps de commutation très rapides ne permettent pas à la capacité de découplage C_{VG1_H} de se recharger complètement entre deux impulsions. Un découplage plus prononcé contrecarre cette éventualité.

3.2.3. Création des signaux de commande

Le bloc de gestion de polarisation émet un signal de commande en entrée, provenant du système ULB existant. Il est toutefois nécessaire de générer de nouveaux signaux, afin de pouvoir commander les différents aiguillages.

- Commande du transistor source commune M_1 :

Le signal de commande en entrée est compris entre 0 V et 1,2 V. De ce fait, il est déjà au niveau de tension adéquat pour commander le transistor M_1 , dont la polarisation est 0,8 V. Des inverseurs sont mis en place afin d'obtenir les signaux EN_1 et $\overline{EN_1}$ (Figure III. 23).

Chapitre III

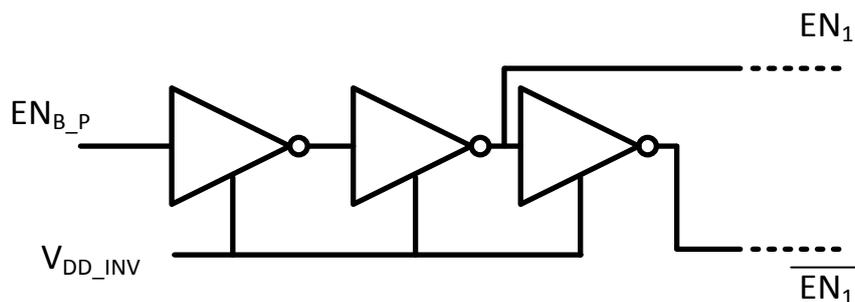


Figure III. 23 : Génération des niveaux logiques EN_1 et $\overline{EN_1}$

○ Commande du transistor grille commune M_2 :

Le transistor monté en grille commune possède une polarisation de 2,9 V, trop élevée au regard des signaux précédents pour faire commuter les interrupteurs. Ainsi, il est nécessaire d'introduire un convertisseur de niveau (ou LS pour *level shifter* en anglais).

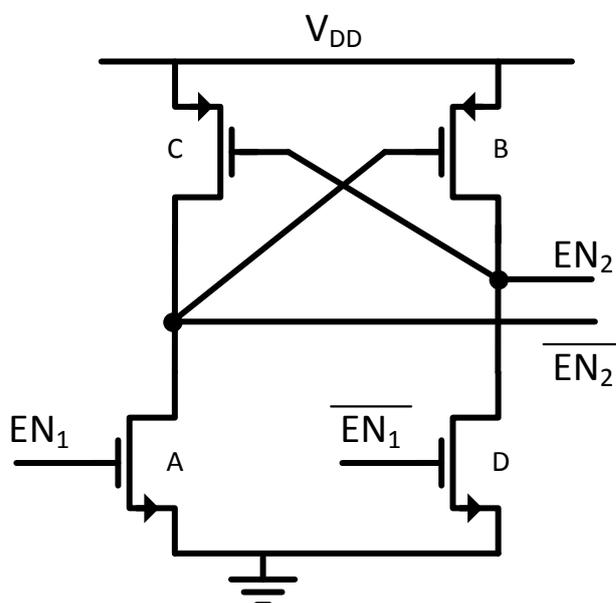


Figure III. 24 : Convertisseur de niveau à paire croisée pour générer EN_2 et $\overline{EN_2}$

Parmi les structures existantes [6], un convertisseur LS à paire croisée convient à cette utilisation. Son schéma électrique est présenté Figure III. 24. Lorsque le transistor A est fermé, la grille du transistor B est à 0 V, tout comme $\overline{EN_2}$. Le transistor B se ferme donc et

Chapitre III

ainsi EN_2 passe à V_{DD} . Les chronogrammes des signaux de commandes sont exposés Figure III. 25. Conformément aux attentes, le signal de commande $0-V_{DD_INV}$ s'est bien transformé en un signal $0-V_{DD}$.

Le bloc *Gestion polarisation* permet ainsi de générer les tensions de grille des transistors de l'amplificateur de puissance. A noter que les circuits utilisés pour la cellule pré-amplificatrice sont identiques, exceptés les niveaux du pont de résistances.

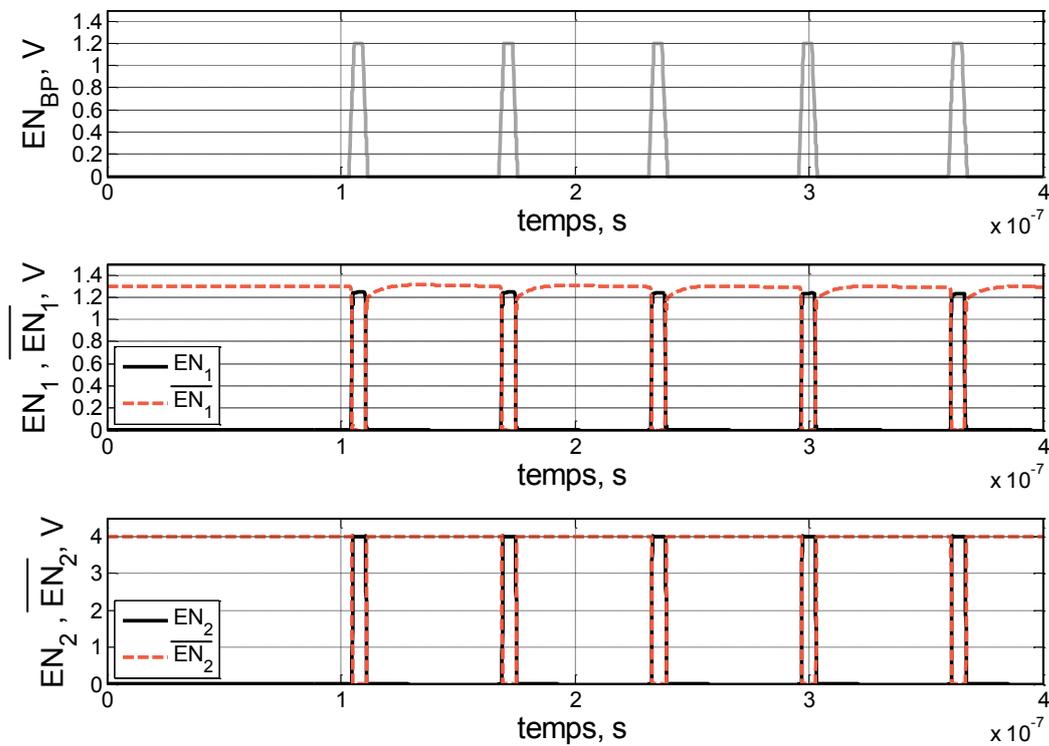


Figure III. 25 : Chronogrammes des signaux de commande EN_{B_P} , EN_1 , $\overline{EN_1}$, EN_2 , $\overline{EN_2}$

3.3. Résultats de simulation à 4 GHz pour les deux modes de gain

La mesure du bloc *Gestion polarisation* n'ayant pas pu être menée, ce sont les résultats de simulation du PA avec ce bloc qui sont présentés Figure III. 26, pour le mode gain FAIBLE. La cellule de puissance se polarise aux valeurs de V_{G1} et V_{G2} attendues et il en est de même pour le courant de polarisation I_{DS} . L'impulsion est également bien amplifiée.

Chapitre III

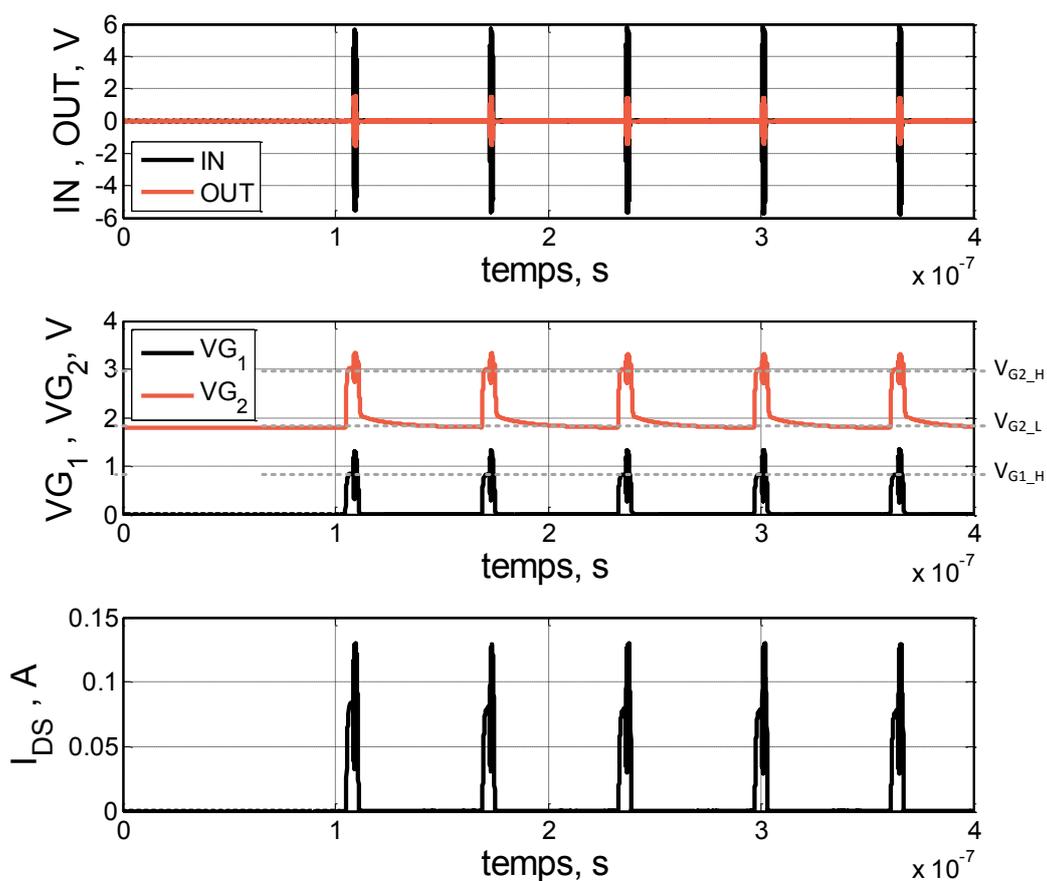


Figure III. 26 : Chronogrammes du courant de drain et des tensions de grille de la cellule de puissance, ainsi que des impulsions en entrée et en sortie

Les résultats de simulation du PA pour le mode gain FORT sont présentés Figure III. 27. Les tensions V_{G1} et V_{G2} , à la fois de la cellule de puissance et de la cellule pré-amplificatrice se trouvent bien aux valeurs escomptées tout comme les courants de polarisation I_{DS} . L'impulsion est de nouveau bien amplifiée.

Chapitre III

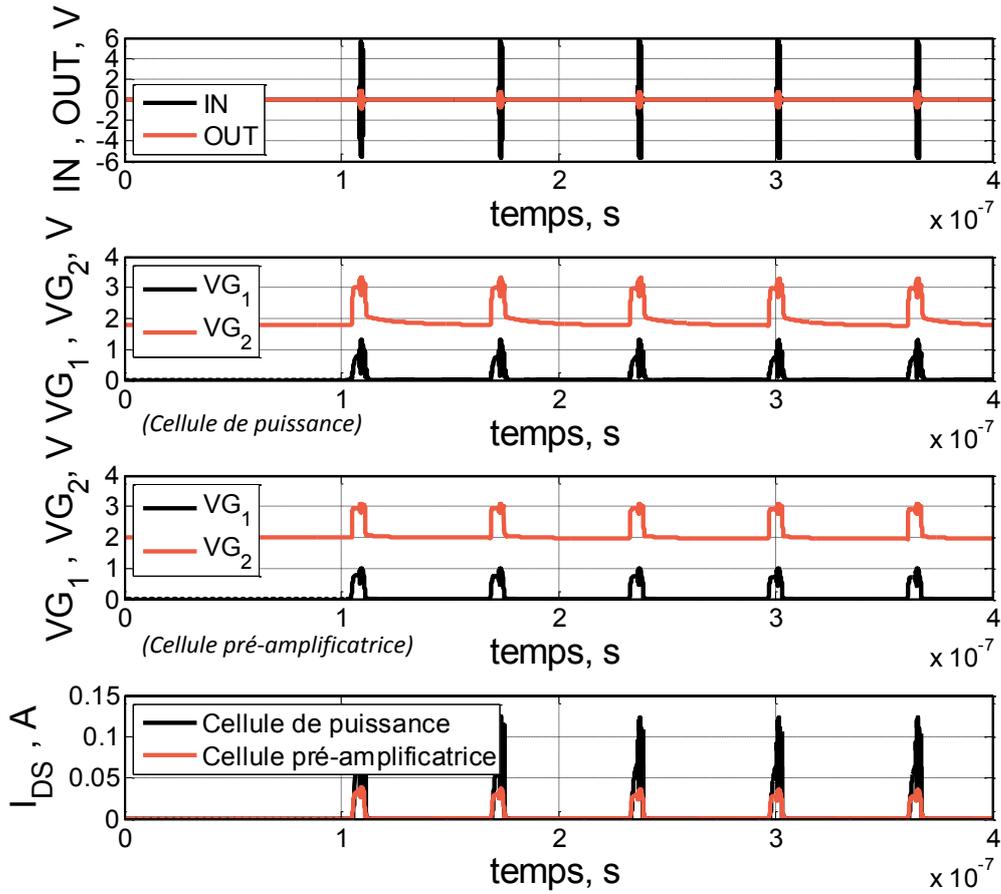


Figure III. 27 : Chronogrammes du courant de drain et des tensions de grille de la cellule pré-amplificatrice et la cellule de puissance, ainsi que des impulsions en entrée et en sortie

En zoomant sur une transition du mode ATTENTE au mode TRAVAIL (Figure III. 28), les temps d'établissement, de durée de l'impulsion et d'extinction sont visibles. L'impulsion utilisée ici dure $t_{pulse} = 1$ ns. Le courant s'établit en $t_1 = 3$ ns, puis l'impulsion retrouve une valeur proche de 0 mA en $t_2 = 1$ ns. En négligeant la consommation du bloc *Gestion polarisation*, très faible comparée à la consommation du PA, la réduction de la puissance consommée peut être estimée par le facteur α de l'équation (III.01).

$$\alpha = 100 \times \left(1 - \frac{t_1 + t_{pulse} + t_2}{t_{PRP}}\right) \quad (\text{III.01})$$

Pour une période de répétition de l'impulsion t_{PRP} de 64 ns, la réduction est de $\alpha = 92$ %.

Chapitre III

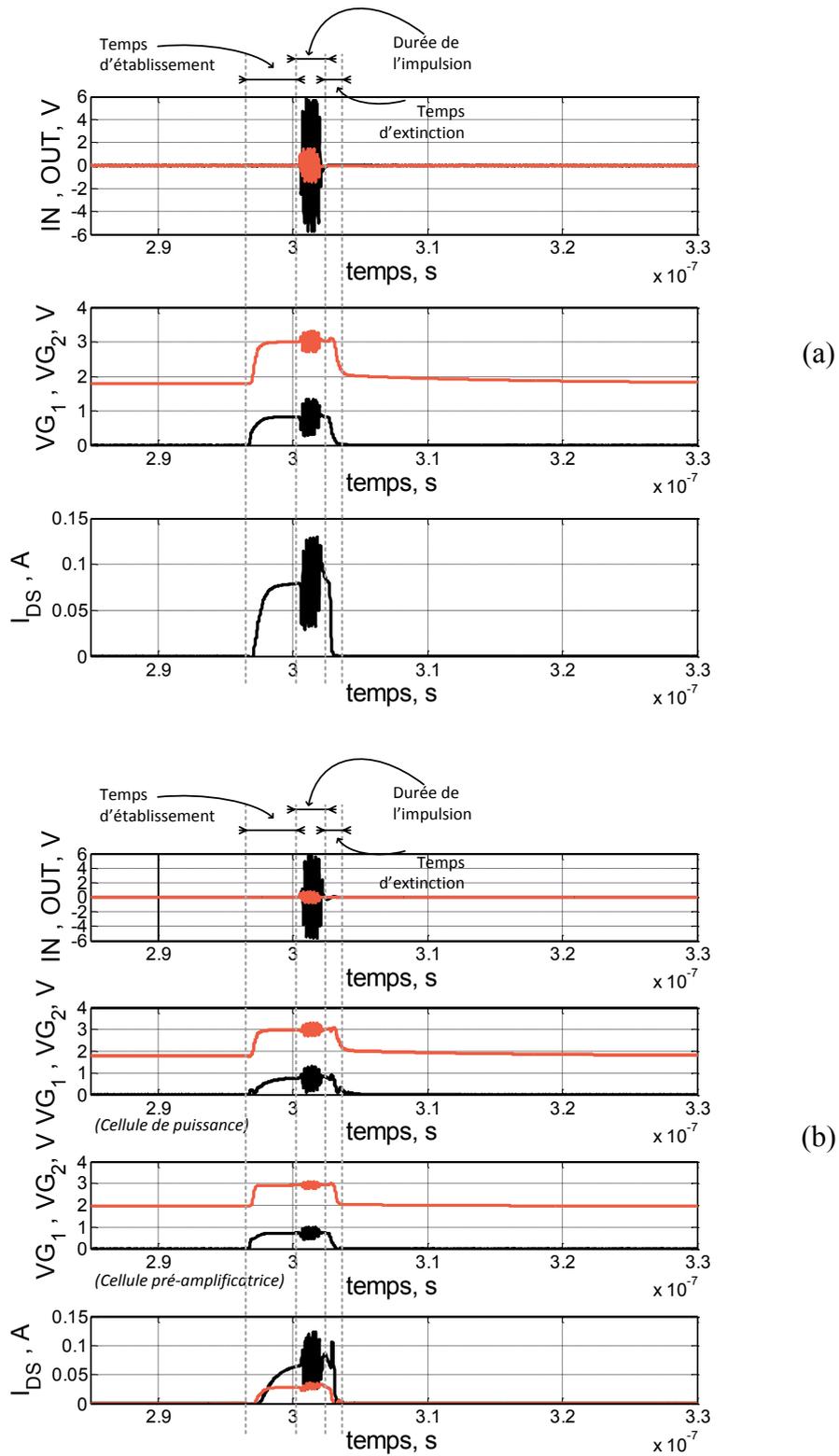


Figure III. 28 : Chronogrammes zoomés de la Figure III. 26 (a) et de la Figure III. 27 (b)

Chapitre III

Les simulations effectuées aux différentes fréquences ULB ne sont pas présentées ici car elles sont similaires à celles à 4 GHz.

Ainsi, l'amplificateur de puissance fonctionne de deux façons différentes selon son utilisation. Dans le mode ATTENTE, sa consommation est très faible, seulement due au bloc *Gestion polarisation*. Elle est nominale dans le mode TRAVAIL, afin d'amplifier l'impulsion reçue. L'établissement et l'extinction de la polarisation du PA sont rapides, de l'ordre de quelques nanosecondes, à l'instar de l'impulsion elle-même. Les simulations valident donc le changement de mode.

4. Activation de l'amplificateur de puissance uniquement en cas d'urgence

Le système ultra large bande existant de BeSpoon fonctionne déjà pour des applications en dehors de la norme LAES. Une représentation simplifiée est donnée Figure III. 29.

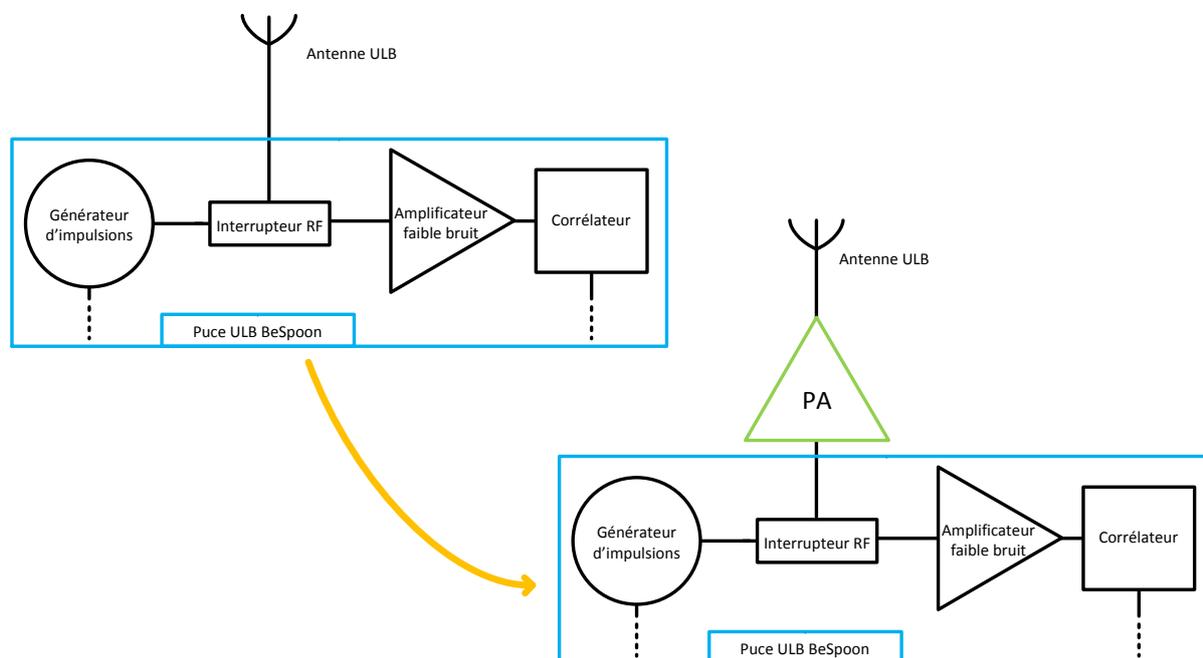


Figure III. 29 : Représentation synthétique du système ULB existant et de l'implémentation de l'amplificateur de puissance

Chapitre III

L'amplificateur de puissance, dont cette thèse fait l'objet, a vocation à être implémenté dans ce système. Toutefois, étant un élément de la chaîne d'émission, son incorporation en l'état empêcherait, par définition, toute réception. De la même manière que pour la cellule pré-amplificatrice, il serait pertinent de court-circuiter le PA, afin de ne l'allumer qu'en situation d'urgence. En situation courante, le signal RF passerait par le court-circuit par défaut, rendant l'amplificateur de puissance « transparent » et son intégration possible.

Dans les parties 2 et 3, l'amplificateur de puissance a été présenté avec plusieurs éléments paramétrables d'exploitation :

- la cellule pré-amplificatrice peut être activée si un apport de gain est nécessaire ou désactivée dans le cas contraire (mode gain FORT et gain FAIBLE),
- l'amplificateur de puissance dispose de deux modes de fonctionnement (mode TRAVAIL ou mode ATTENTE) afin d'optimiser sa consommation en cas d'impulsion.

Un nouvel élément paramétrable est donc implémenté, configuré sur un mode ON lorsque l'utilisateur est en situation d'urgence, et sur un mode OFF lorsqu'il est en sécurité.

4.1. Simulations petit signal

La structure d'interrupteur RF utilisée est présentée Figure III. 30.

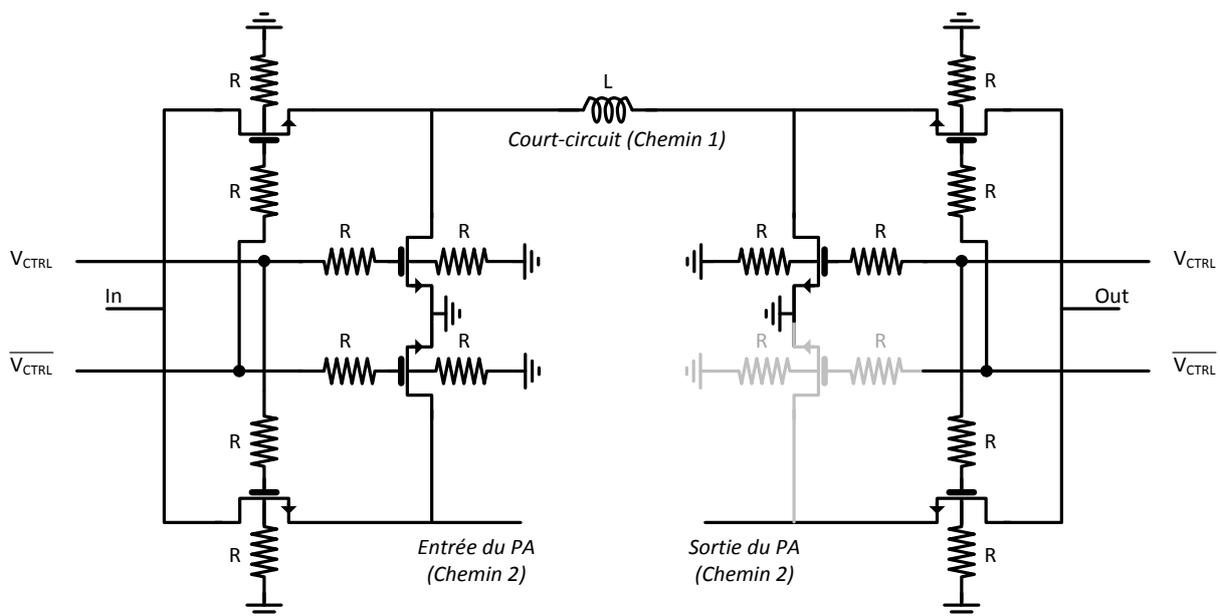


Figure III. 30 : Structure des interrupteurs RF utilisés pour les modes ON et OFF

Chapitre III

Inspirée de celle utilisée précédemment, la principale différence est l'utilisation de transistors à $V_{DD} = 2,5 V$. En effet, la puissance de sortie du PA étant conséquente, des transistors pouvant supporter une tension plus élevée ont été choisis. Ces transistors sont de type *Low-Power*, et possèdent une longueur de grille de $0,28 \mu m$. Toutefois, cela nécessite une tension de commande également à $2,5 V$. Par ailleurs, un transistor n'a pas été implémenté (en gris sur la Figure III. 30), afin de ne pas trop désadapter le PA, ce qui pourrait entraîner un changement du niveau de puissance en sortie

4.1.1. Mode ON, gain FAIBLE

Les résultats de simulation pour le mode ON sont présentés Figure III. 31, pour le mode gain FAIBLE. Une dégradation du gain est observée, essentiellement à partir de 5 GHz. Elle est principalement due aux pertes des interrupteurs RF, plus prononcées à partir du milieu de la bande ULB. Le maximum de gain est de $11,5 \text{ dB}$ à 3 GHz, pour une platitude de $9,65 \pm 1,85 \text{ dB}$. Les adaptations en entrée et en sortie sont inférieures à $-6,8 \text{ dB}$ et $-3,3 \text{ dB}$.

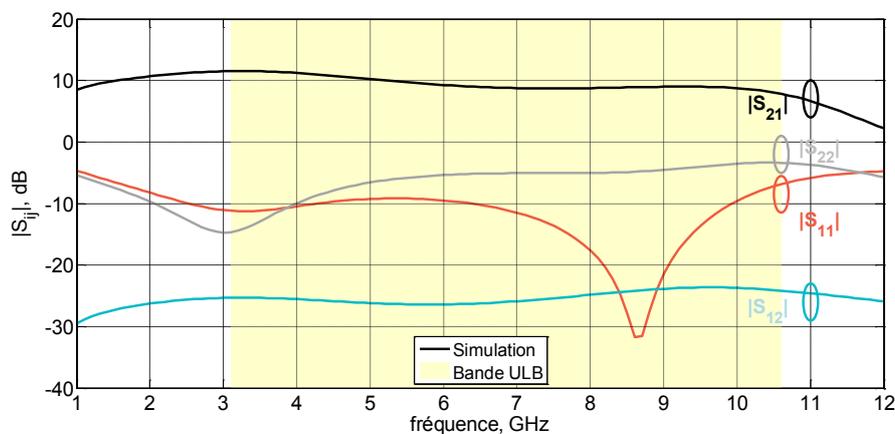


Figure III. 31 : Paramètres S du PA en mode ON et gain FAIBLE

Le temps de propagation de groupe est exposé Figure III. 32. Il est de $125,9 \pm 34,1 \text{ ps}$, avec une variation maximale de $22,5 \text{ ps/GHz}$ entre 8 GHz et 10 GHz. Entre 3 GHz et 5 GHz, la variation est de $13,2 \text{ ps/GHz}$.

Chapitre III

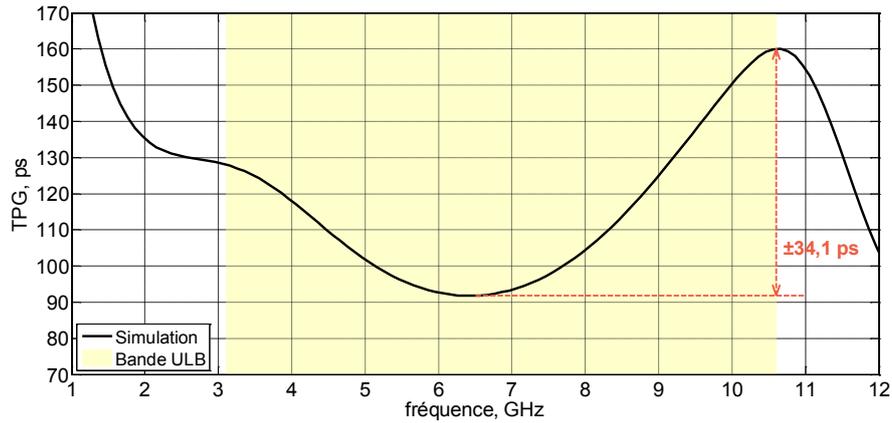


Figure III. 32 : Temps de propagation de groupe du PA en mode ON et gain FAIBLE

4.1.2. Mode ON, gain FORT

Les simulations correspondant au mode gain FORT sont exposées Figure III. 33. Une dégradation à partir de 5 GHz est là aussi visible. Le gain est de $17,2 \pm 3$ dB, ce qui donne $0,8$ dB/GHz sur l'ensemble de la bande ULB. L'adaptation en entrée est inférieure à $-9,3$ dB, tandis que celle de sortie est en dessous de $-3,3$ dB.

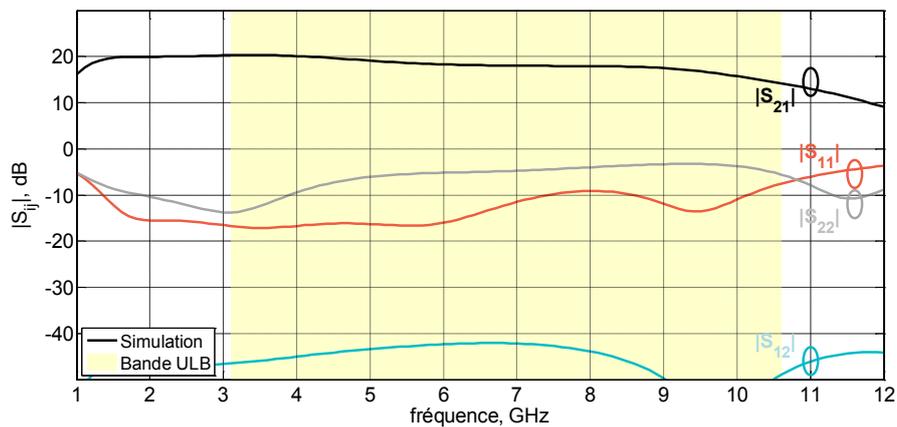


Figure III. 33 : Paramètres S du PA en mode ON et gain FORT

Chapitre III

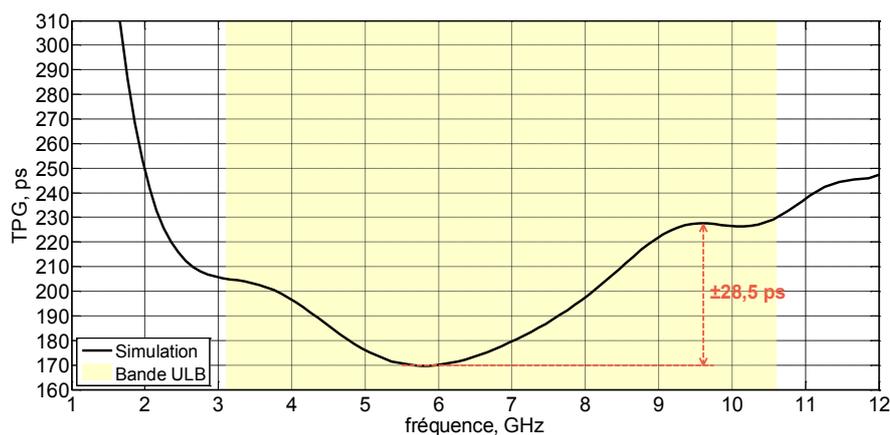


Figure III. 34 : Temps de propagation de groupe du PA en mode ON et gain FORT

Le temps de propagation de groupe est exposé Figure III. 34. Il varie au maximum de $\pm 28,5$ ps entre 5,6 GHz et 9,6 GHz, ce qui donne 14,2 ps/GHz.

4.1.3. Mode OFF

Dans ce mode de fonctionnement, le PA est totalement éteint, le signal passe par le court-circuit, que ce soit en émission ou en réception. Afin d'obtenir une meilleure adaptation, une inductance est placée dans le chemin du court-circuit. Les performances en petit signal de ce mode de fonctionnement sont présentées Figure III. 35

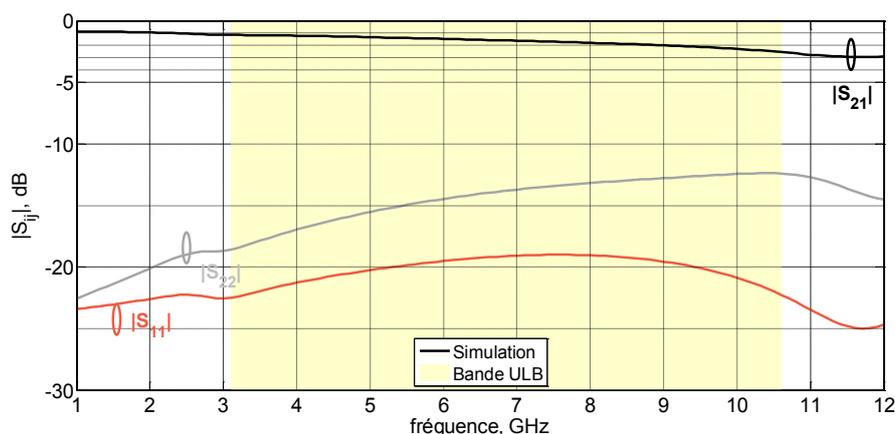


Figure III. 35 : Paramètres S du PA en mode OFF

Chapitre III

Les pertes d'insertion sont de $1,85 \pm 0,7$ dB. L'adaptation en entrée ou en sortie est inférieure à -10 dB. Ces pertes vont avoir un impact direct sur la qualité de la réception, en rendant le LNA moins sensible, et la localisation moins précise. Toutefois, trop favoriser ce mode de fonctionnement pénalise la puissance de sortie du PA.

En effet, diminuer les pertes du chemin court-circuit revient à diminuer la résistance des transistors, lorsque ceux-ci sont passants. Or, pour ce faire, il faut augmenter leur taille, ce qui réduit leur isolation lorsqu'ils sont bloqués. Ainsi, une fuite de puissance s'opère, se traduisant par une perte sèche en sortie de la cellule de puissance.

4.2. Simulation grand signal

Les simulations grand signal sont exposées Figure III. 36.

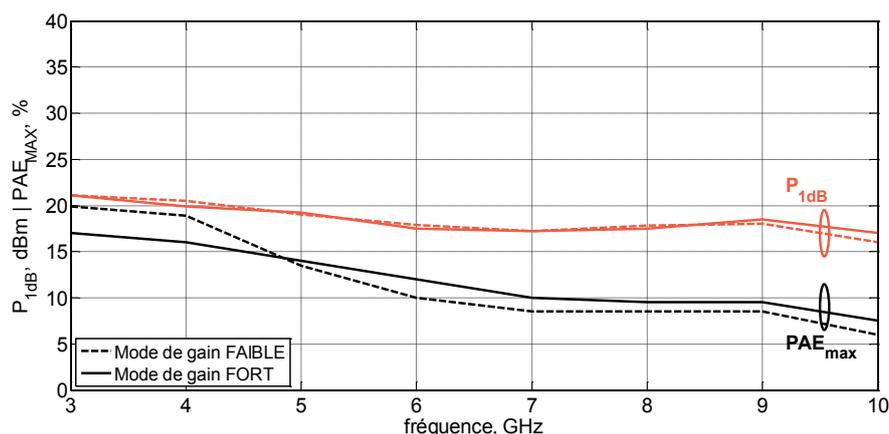


Figure III. 36 : Comparaison de P_{1dB} et PAE_{max} entre les deux modes de gain, mode ON

Les niveaux de puissance à 1 dB sont plus faibles, pour différentes raisons :

- Les transistors supplémentaires sur le chemin RF engendrent des pertes, qui se répercutent directement sur le gain et la puissance de sortie.
- Ces mêmes transistors entraînent une désadaptation du PA, qui n'est donc plus dans sa zone optimale d'adaptation en puissance. Ce phénomène est remarquable à partir de 5 GHz.

Chapitre III

- Dans le but de minimiser les pertes du court-circuit, des transistors de taille assez conséquente sont choisis. Ce faisant, leur isolation est réduite quand ils sont bloqués. Ainsi, une partie de la puissance de sortie ne parvient pas jusqu'à la charge et est donc perdue.

Les P_{1dB} sont de 18,5 dBm \pm 2,5 dB en mode gain FAIBLE, et de 19,05 dBm \pm 2,05 dB en mode gain FORT. Quant à la PAE_{max} , elle diminue également, de par la baisse de la puissance de sortie. Elle est respectivement de 12,95 \pm 6,95 % et de 12,25 \pm 4,75 %. Ainsi, il faut inclure ces nouveaux interrupteurs dans la phase de conception de la cellule de puissance, afin d'optimiser la puissance de sortie du PA. Cependant, le principe de deux modes de fonctionnement supplémentaires basés sur la situation dans laquelle se trouve l'utilisateur est validé.

5. Conclusion du chapitre

Ce chapitre, consacré aux paramètres et modes de fonctionnement attendus, détaille un nouveau système d'amplification de puissance à polarisation contrôlé pour signaux ultra large bande impulsionnels.

Tout d'abord, deux modes de gain ont été présentés : un mode gain FORT, pour lequel la cellule de puissance et la cellule pré-amplificatrice sont utilisées, et un mode gain FAIBLE, pour lequel seule la première cellule s'active, l'autre étant éteinte et court-circuitée par des interrupteurs RF.

Puis, profitant de la nature impulsionnelle du signal ULB, les polarisations de grille du PA sont contrôlées, et arbitrent en faveur ou non d'une amplification de l'impulsion. Soit le PA est en mode ATTENTE, avec une consommation très faible, soit il est en mode TRAVAIL, avec une consommation nominale. Ces deux modes optimisent l'autonomie du système ULB, la consommation du PA étant restreinte à de très faibles durées.

Enfin, les deux derniers modes correspondent à la situation à laquelle fait face l'utilisateur. En situation d'urgence, le PA est en mode ON et fonctionne normalement, tandis qu'en situation courante, le PA est en mode OFF, totalement éteint. Ce changement est permis par un court-circuit général de l'amplificateur de puissance, d'une manière analogue au court-circuit de la cellule amplificatrice cité précédemment. Une structure d'interrupteurs RF

Chapitre III

basée sur celle présentée en début de chapitre, mais avec des transistors à un V_{DD} de 2,5 V est proposée, afin de tenir compte de la puissance de sortie élevée du PA. Une dégradation des performances est observée, mais le principe de fonctionnement est néanmoins validé.

Références

- [1] M. K. Yoon, S. J. Cheon, et J. Y. Park, « Micro-fabricated multi-resonant capacitive switch for UWB applications », in *2013 8th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, 2013, p. 726-729.
- [2] M.-C. Yeh, Z.-M. Tsai, R.-C. Liu, K. Y. Lin, Y.-T. Chang, et H. Wang, « Design and analysis for a miniature CMOS SPDT switch using body-floating technique to improve power performance », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n° 1, p. 31-39, janv. 2006.
- [3] Q. Li et Y. P. Zhang, « CMOS T/R Switch Design: Towards Ultra-Wideband and Higher Frequency », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, n° 3, p. 563-570, mars 2007.
- [4] P. Medrel, « Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille », Université de Limoges, 2014.
- [5] J. Delprato, A. Delias, P. Medrel, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, A. Martin, P. Bouysse, J. M. Nebus, C. Tolant, et P. Eudeline, « Pulsed gate bias control of GaN HEMTs to improve pulse-to-pulse stability in radar applications », *Electronics Letters*, vol. 51, n° 13, p. 1023-1025, 2015.
- [6] S. R. Hosseini, M. Saberi, et R. Lotfi, « A Low-Power Subthreshold to Above-Threshold Voltage Level Shifter », *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, n° 10, p. 753-757, oct. 2014.

Conclusion générale

Les travaux de thèse portent sur la conception d'un amplificateur de puissance, à polarisation contrôlée et à faible variation du temps de propagation de groupe, pour des systèmes de localisation en technologie ultra large bande impulsionnelle. Le mémoire de thèse est composé de trois chapitres.

Le premier chapitre présente l'exploitation dans différents systèmes de techniques existantes de localisation. Parmi ces techniques, l'utilisation de signaux ultra large bande impulsionnels a démontré son efficacité dans le cas de mesures réalisées en intérieur, car la durée très courte de l'impulsion, de l'ordre de quelques nanosecondes, permet de différencier les signaux directs des signaux issus de multi-trajets.

L'apparition d'une norme concernant les applications de localisation pour des situations d'urgence (norme LAES, pour *Location tracking Application for Emergency and disaster Situations*) rend pertinent la conception d'un amplificateur de puissance ULB dédié, dont la conception sera présentée dans le chapitre II.

L'économie en terme de puissance consommée par le PA, accordée par la nature impulsionnelle du signal ULB est exposée à la suite d'un état de l'art des amplificateurs de puissance ultra large bande existants. La limitation de l'activation de l'amplificateur de puissance à la seule manifestation d'une impulsion permet de réduire drastiquement l'impact énergétique du PA sur un système de localisation ultra large bande. Un système d'amplification de puissance à polarisation contrôlée est proposé dans le chapitre III, exploitant la nature impulsionnelle du signal.

Le deuxième chapitre détaille la conception d'un amplificateur de puissance en technologie silicium pour application ultra large bande. La conception porte en particulier sur le caractère large bande requis pour l'amplificateur et sur la variation du temps de propagation de groupe qui altère sensiblement l'intégrité d'une transmission utilisant un signal ULB impulsionnel. En outre, les conceptions de plusieurs cellules de puissance et d'une cellule pré-amplificatrice

Conclusion

ont été menées. Les mesures ont démontré la pertinence de l'utilisation d'une contre-réaction pour atteindre une large bande de fréquence. Les résultats des mesures sont en bon accord avec la simulation et les rétro-simulations.

Dans la bande 3,1-10,6 GHz, relative aux applications ultra large bande, la cellule de puissance pseudo-différentielle a un gain de $12,2 \pm 1$ dB, pour une puissance de sortie à 1 dB de compression P_{1dB} de $21 \text{ dBm} \pm 1,8$ dB. L'apport de gain fourni par la cellule pré-amplificatrice est de $8,5 \pm 0,95$ dB, et les variations maximales du temps de propagation de groupe sont respectivement de 22,3 ps/GHz et 20 ps/GHz. Entre 3 GHz et 5 GHz, pour le standard LAES, la cellule de puissance pseudo-différentielle a un gain de $12,9 \pm 0,3$ dB, une variation de TPG inférieure à 3,75 ps/GHz et une P_{1dB} de $22,35 \text{ dBm} \pm 0,45$ dB. La cellule pré-amplificatrice possède un gain de $9,09 \pm 0,05$ dB pour une variation de son temps de propagation de groupe de 5,25 ps/GHz

Le dernier chapitre propose un nouveau système d'amplification de puissance à polarisation contrôlé pour signaux ultra large bande impulsionnels. Il dispose de plusieurs modes de fonctionnement, avec deux valeurs de gain (mode FAIBLE et FORT gain).

De même, le contrôle des polarisations de grille du PA en rapport avec la nature impulsionnelle du signal ULB permet l'activation de l'amplificateur de puissance à la seule manifestation d'une impulsion (mode TRAVAIL). En l'absence d'impulsion, l'amplificateur demeure passif (mode ATTENTE), avec une consommation très faible, de 1 mA en mode gain FAIBLE, et de 2 mA en mode gain FORT. Son efficacité est optimisée lors de l'émission d'un train d'impulsions, avec une réduction de sa puissance consommée supérieure à 90 %.

Une dernière option permet de configurer le système en fonction du contexte d'utilisation. Deux modes sont proposés selon le contexte dans lequel se trouve l'utilisateur : un mode ON pour lequel le PA fonctionne normalement, lorsque l'utilisateur fait face à une situation d'urgence, et un mode OFF pour lequel le PA est éteint et ne consomme plus, par défaut, en situation courante. En mode OFF, il demeure toutefois possible pour le système ULB situé en amont d'émettre et recevoir des impulsions via le chemin qui court-circuite le PA. Ainsi, ce dernier peut être implémenté dans le système ultra large bande existant. Toutefois, les pertes inhérentes à ce chemin RF en mode OFF ont des répercussions directes sur la sensibilité du LNA pour la réception d'impulsion. Elles sont de $1,85 \pm 0,7$ dB sur la bande ULB.

Perspectives

Un premier axe d'approfondissement des études réside dans la fabrication sur une seule puce du système d'amplification à polarisation contrôlée. Les différentes cellules ayant donné de bons résultats de mesure, des travaux sont à réaliser sur l'association de ces dernières avec les circuits de polarisation. L'étude peut également être poursuivie sur l'utilisation du court-circuit général, compte tenu du compromis nécessaire entre pertes d'insertion en mode OFF, nécessairement minimales (sous peine de pénaliser la sensibilité du LNA et donc impacter la mesure de localisation), et la puissance de sortie en mode ON qui doit être suffisante.

Un deuxième axe d'amélioration concerne les circuits de polarisation. Les deux cellules sont polarisées de façon analogue, mais avec des niveaux DC différents. Une mutualisation du pont de résistances permettrait de diviser la consommation par deux dans le mode ATTENTE, tout en assurant la génération des tensions nécessaires.

Enfin, il est aussi envisageable de reconsidérer directement les transistors utilisés. La possibilité de disposer des transistors avec un procédé de fabrication triple-puits représente un avantage certain, autorisant un empilement des transistors dans la première cellule de puissance présentée et donc des puissances de sortie plus élevées. Une polarisation du puits N est toutefois nécessaire afin de bloquer les jonctions PN, avec le bulk dudit transistor d'une part, et avec le substrat d'autre part. L'utilisation d'une technologie pour laquelle le bulk est isolé du substrat par une couche d'oxyde enterrée, comme la technologie 28 nm FD-SOI UTBB de STMicroelectronics, est potentiellement pertinente.

Liste des travaux

Conférences nationales :

David Polge, Anthony Ghiotto, Eric Kerhervé et Pascal Fabre. « Conception d'une chaîne d'amplification de puissance commutée à faible temps d'établissement pour applications ultra large bande faible consommation », *JNM, Bordeaux, 3-5 juin 2015*

David Polge, Pascal Fabre, Anthony Ghiotto et Eric Kerhervé. « Implémentation d'un amplificateur de puissance pour un système de localisation ultra large bande dédié aux situations d'urgence », *GDR Ondes, Dijon, 28-30 octobre 2013*

Conférence internationale :

David Polge, Anthony Ghiotto, Eric Kerhervé et Pascal Fabre. « 3.4 to 4.8 GHz 65 nm CMOS Power Amplifier for Ultra Wideband Location Tracking Application in Emergency and Disaster Situations », *EuMIC, Londres, 3-4 octobre 2016*

Titre : Amplificateur de puissance à polarisation contrôlée et à faible variation du temps de propagation de groupe pour systèmes de localisation en technologie ultra large bande impulsionnelle

Résumé : La technologie ultra large bande impulsionnelle améliore la précision des systèmes de localisation en intérieur, en limitant les perturbations potentielles liées aux multi-trajets. Une nouvelle norme, destinée aux situations d'urgence, relève le niveau d'émission de puissance de 20 dB, afin de faciliter la localisation au travers d'obstacles épais et l'intervention des secours. Cette thèse s'est attelée à la conception d'un amplificateur conforme à cette norme. Après un état de l'art des amplificateurs de puissance ultra large bande existants, plusieurs circuits sont conçus : une cellule de puissance pour atteindre les niveaux de puissance requis en sortie, et une cellule pré amplificatrice qui fournit un apport de gain. Enfin, un système d'amplification de puissance à polarisation contrôlée exploitant la nature impulsionnelle du signal est proposé. La limitation de l'activation de l'amplificateur à la seule manifestation d'une impulsion permet de réduire drastiquement l'impact énergétique du PA sur un système de localisation.

Mots-clés : Amplificateur de puissance, ultra large bande, temps de propagation de groupe, polarisation contrôlée

Title: Bias controlled power amplifier with low group delay variations for impulse radio ultra-wideband based localization system

Abstract: The use of impulse radio (IR) ultra-wideband (UWB) technology for indoor localization systems both improves signal accuracy and reduces disturbances from multipath. A new standard for emergency situations requires the design of a higher output power UWB power amplifier (PA) as the usual maximum output power has been raised by 20 dB in order to allow the signal to pass through thick obstacles, thus helping rescue operations. First, a UWB PA state of the art is presented, and the design of both a power cell and a driver cell are detailed, to achieve the required output power level and additional gain, respectively. Finally, a bias controlled amplification system is described, taking advantage of the IR profile of the UWB signal. The PA is activated only for pulse occurrences, reducing drastically its power consumption.

Keywords: Power amplifier, ultra-wideband, group delay, bias control

Unité de recherche

Université de Bordeaux, Laboratoire IMS, CNRS UMR 5218, Bordeaux INP
351 cours de la Libération, 33 400 Talence