



Architectures radiofréquences pour l'émission de signaux impulsionnels à ultra large bande

Jean-François Naviner

2007D009

avril 2007

Département Communications et Électronique
Groupe Systèmes Intégrés Analogiques et Mixtes



Architectures radiofréquences
pour l'émission de signaux impulsionnels
à ultra large bande

Contrat particulier de recherche externalisée n. 46 131 221
FT R&D - ENST

Etat de l'art

avril 2007

Jean-François Naviner

Direction de la Recherche
Département Communications et Électronique
École Nationale Supérieure des Télécommunications

Table des matières

1	Introduction	5
1.1	Définition	6
1.2	Généralités	6
1.3	Portée de l'étude	7
2	Contexte réglementaire	9
2.1	Réglementations nationales	10
2.2	Standardisation des communications ULB	15
3	Spécifications	19
3.1	Grandeurs caractéristiques de la génération d'impulsions	20
3.2	Largeur de bande de fréquences	20
3.3	Puissance impulsionnelle versus puissance moyenne	21
4	Modèles impulsionnels	25
4.1	Introduction	26
4.2	La fonction sinus cardinal	26
4.3	La gaussienne et ses dérivées	26
4.4	Monocycle Manchester	31
4.5	Modulation de l'impulsion	33
4.6	Impact de la forme d'onde sur la qualité de la transmission	35
4.7	Mise en forme impulsionnelle par filtrage	35
5	Techniques principales de réalisation	37
5.1	Introduction	38
5.2	Génération d'impulsion à effet avalanche	38
5.3	Génération d'impulsion à effet tunnel	39
5.4	Génération d'impulsion à diodes SRD	39
5.5	Générateurs d'impulsion compatibles avec une intégration monolithique	42
5.6	Autres contributions	57
5.7	Bilan et comparaisons	60
6	Produits commerciaux	63
6.1	Introduction	64
6.2	TimeDomain	64
6.3	Pulse-Link	64
6.4	Freescale	65
6.5	General Atomics	65
6.6	Multispectral Solutions	65

7	Techniques étudiées à l'ENST	69
7.1	Introduction	70
7.2	Générateur d'impulsions à logique CMOS	70
7.3	Générateur d'impulsions à filtre réjecteur et oscillateur	72
7.4	Générateur d'impulsions à filtre passe-bande avec réjection et oscillateur	76
7.5	Générateur direct d'impulsions à filtre passe-bande	78
8	Conclusions	85
A	Références bibliographiques	87
B	Glossaire	95

Chapitre 1

Introduction

1.1 Définition

Dans ce document, nous appelons signal à Ultra-Large Bande (*ULB*), un signal dont la représentation spectrale vérifie l'une des conditions suivantes :

- La bande fractionnelle du signal, mesurée à $-10dB$, est supérieure ou égale à 20%, soit : $\frac{f_{H(-10dB)} - f_{L(-10dB)}}{f_C} \geq 20\%$ où f_C est la moyenne arithmétique de $f_{H(-10dB)}$ et $f_{L(-10dB)}$. La limite minimale est parfois prise à 25% selon certaines sources.
- La bande spectrale du signal mesurée à $-10dB$ est supérieure ou égale à $500MHz$ (FIG. 1.1).

La terminologie anglo-saxonne Ultra-Wide Band, ou en abrégé *UWB*, est plus couramment employée.

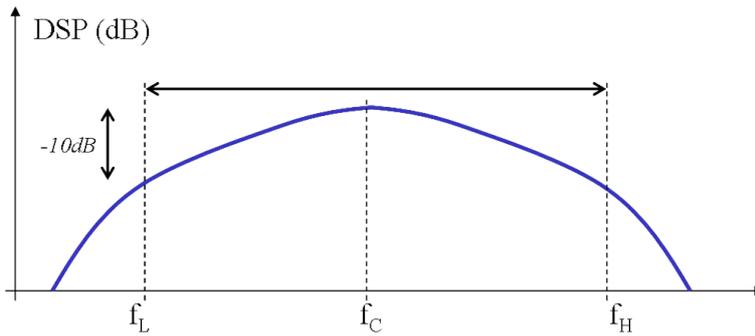


FIG. 1.1 – Largeur de bande spectrale d'un signal ULB

1.2 Généralités

1.2.1 La capacité du canal

Le théorème de Shannon permet d'appréhender l'intérêt de communications ULB par rapport à des communications à bande étroite (équation 1.1).

$$C(B) = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{B \cdot N_0} \right) \quad (1.1)$$

où C est la capacité du canal en *bit/s*, B est la largeur de bande considérée en *Hz*, P la puissance du signal reçu en *W* et N_0 la densité spectrale de puissance d'un bruit blanc gaussien additif en *W/Hz*. Selon cette équation, pour augmenter la capacité du canal, deux options sont possibles pour un même effet tant que B reste faible :

- Augmenter linéairement la largeur de la bande ;
- Augmenter exponentiellement la puissance émise.

Cependant, la capacité du canal tend vers une valeur limite lorsque la largeur de bande tend vers l'infinie (équation 1.2).

$$\lim_{B \rightarrow +\infty} C(B) = 1,44 \cdot \frac{P}{N_0} \quad (1.2)$$

L'équation de Shannon montre encore que, tant que le comportement asymptotique n'est pas atteint, il est possible d'obtenir une même capacité de canal en élargissant la bande et en diminuant la puissance du signal. Cette propriété est importante dans un contexte de recherche de communications à très faible consommation.

1.2.2 Types d'application

Les signaux ULB peuvent être destinés à des applications très diverses :

- systèmes RADAR ;
- communications ;
- localisation ;
- sondage canal.

Les allocations spectrales diffèrent en fonction des applications et des pays. Pour les communications notamment, le spectre alloué est déjà attribué pour des applications à bande étroite. En conséquence, le signal ULB transmis ne doit pas perturber ces systèmes et possèdera donc une densité spectrale de puissance très basse vis-à-vis des niveaux utilisés pour les applications à bande étroite.

1.2.3 Types de signaux en communications

Deux approches très différentes sont développées pour les communications ULB :

- L'approche impulsionnelle : l'information est portée par une séquence d'impulsion très brèves donc à très large spectre. Cette approche utilise le spectre alloué soit en une bande unique soit en plusieurs sous-bandes.
- L'approche multi-bande à modulation orthogonale par division en fréquence (MB-OFDM) : Le spectre est divisé en sous-bandes de 528MHz de largeur. Chaque sous-bande est divisée en canaux dont les porteuses sont espacées de 4,125MHz. 100 canaux sont disponibles pour les données dans chaque sous-bande ([72]).

Des débits très élevés sont envisageables à courte distance.

1.2.4 Motivations pour les communications ULB

L'attrait pour les systèmes de communications ULB est dû à la possibilité d'exploiter sans licence des bandes de fréquences déjà allouées à des applications à bandes étroites, aux possibilités conjointes de localisation précise (grande résolution temporelle du signal), à la relative discrétion des communications (souhaitées indétectables et non perturbatrices pour des systèmes à bandes étroites) et à la potentialité également de satisfaire les besoins d'applications à bas débit et très faible consommation ou au contraire les besoins d'applications à débit élevé difficile à obtenir avec des systèmes à bande étroite sans avoir recours à une mise en œuvre complexe (MIMO - Multi Input Multi Output par exemple) et consommatrice d'énergie. L'obtention de forts débits en ULB est cependant limité à de très faibles distances comme l'illustre la FIG. 1.2 ([90]). Cette étude a été réalisée à partir du gabarit de la FCC (Federal Communications Commission) décrit plus loin ([11]). Au-delà d'une quinzaine de mètres et selon les conditions de l'étude, les communications selon les standards WiFi (IEEE 802.11a ou 802.11g) atteignent de plus hauts débits.

1.3 Portée de l'étude

Nous nous intéressons dans ce document exclusivement aux applications de communications ou de localisation en mode impulsionnel. Des applications à bas débit (jusqu'à quelques *Mbps*) sont considérées, par exemple pour des applications de domotique ou de réseaux de capteurs.

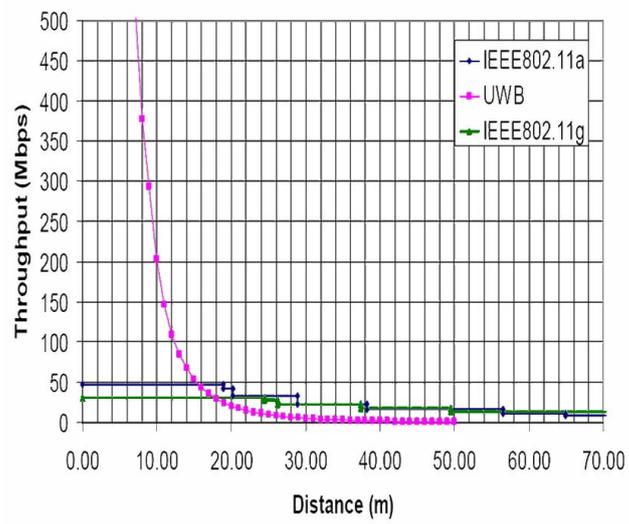


FIG. 1.2 – Débit en fonction de la distance

Chapitre 2

Contexte réglementaire

2.1 Réglementations nationales

2.1.1 La réglementation aux États-Unis

Les États-Unis ont en premier imposé sur leur territoire une réglementation concernant les communications à ultra-large bande [11]. Cette réglementation est devenue de fait une référence internationale sur laquelle les recherches et les premiers développements se sont appuyés jusqu'à ce que d'autres pays définissent leurs propres règles. Nous décrivons ci-dessous les principales caractéristiques de la réglementation établie par la FCC en 2002.

La réglementation des États-Unis fixe des limites quant aux bandes de fréquences utilisables et quant à la puissance d'émission en fonction des applications. Les catégories d'applications considérées sont les suivantes :

1. Les systèmes d'imagerie en incluant les radars de pénétration terrestre (GPR) et de pénétration dans ou au travers des murs, la surveillance et les dispositifs d'imagerie médicale ;
2. Les systèmes de radars pour véhicules ;
3. Les systèmes de communication et de mesure.

Les usages autorisés liés aux applications sont également spécifiés dans certains cas (maintien de l'ordre et secours notamment). Les systèmes d'imagerie et de surveillance sont autorisés en dessous de 960MHz ou entre 3,1 et 10,6GHz. Les systèmes de radars pour véhicules sont autorisés entre 22 et 29GHz avec quelques restrictions en dessous de 24GHz. Les systèmes de communications et de mesure sont autorisés dans la bande entre 3,1 et 10,6GHz. Leur usage est autorisé en intérieur ou via des terminaux portables pour des opérations d'égal à égal (Peer-to-Peer). Dans ce dernier cas, les contraintes sont plus sévères.

Selon la définition de la FCC, la bande considérée en UWB est la plus petite valeur parmi celles fournies par les définitions données à la section 1.1. Cependant, la prise en compte d'une bande de 500MHz prévaut pour des fréquences au-dessus de 500MHz [12]. Nous ne traitons dans ce qui suit que le cas des systèmes de communications et de mesure. Les masques imposés ont pour objet de limiter au maximum les interférences vis-à-vis de systèmes à bandes étroites pré-existants. Dans le même temps, il fallait que ces contraintes permettent toutefois le développement de systèmes UWB.

Systemes ULB en intérieur

Les équipements prévus pour un fonctionnement en intérieur doivent démontrer leur capacité à opérer en extérieur. La solution proposée pour cela est que ces équipements ne disposent pas d'une source d'énergie autonome et soient reliés au réseau électrique. La réglementation spécifie un masque à partir de 960MHz. En dessous, les contraintes d'émissions sont spécifiées dans un autre document (Part 15.209 de la FCC). Le masque d'émission est représenté sur la FIG. 2.1. Les données sont également indiquées dans TAB. 2.1. Les niveaux indiqués représentent le maximum de puissance (EIRP) moyenne pour une largeur de bande de 1MHz. Par ailleurs, il est imposé aux dispositifs fonctionnant en intérieur de n'émettre que lorsqu'une communication avec un récepteur a lieu. Cette précaution a pour objet de limiter autant que possible les risques d'interférence avec des dispositifs à bande étroite. La puissance moyenne maximale pour une largeur donnée de bande B de fréquences incluses dans l'intervalle $[3,1; 10,6GHz]$ peut être calculée en dBm par l'expression :

$$P_{max}^{moy} = -41,3 + 10 \cdot \log(B) \quad (2.1)$$

où B est la bande à $-10dB$ en MHz .

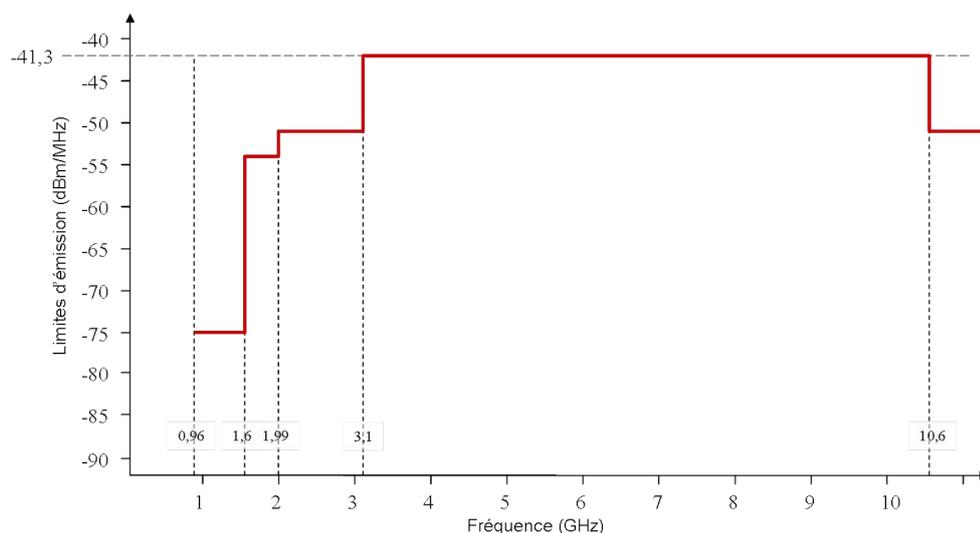


FIG. 2.1 – Masque d'émission ULB de la FCC pour usage en intérieur

Fréquence en MHz	EIRP moyen max. en dBm/MHz
960-1610	-75,3
1610-1990	-53,3
1990-3100	-51,3
3100-10600	-41,3
Au dessus de 10600	-51,3

TAB. 2.1 – Niveaux d'émission ULB en intérieur de la FCC.

Systemes ULB portables

Les règles édictées ici concernent des dispositifs portables et prévus pour opérer en mode d'égal à égal sans restriction de localisation. Le masque imposé est le plus contraignant du fait de la prévision de fort développement des opérations d'égal à égal en technologie ULB. Comme pour les dispositifs en intérieur, l'émission doit cesser dès lors qu'il n'y a pas

Fréquence en MHz	EIRP moyen max. en dBm/MHz
960-1610	-75,3
1610-1900	-63,3
1900-3100	-61,3
3100-10600	-41,3
Au dessus de 10600	-61,3

TAB. 2.2 – Niveaux d'émission ULB de la FCC pour terminaux portables.

communication. De plus, la portée envisagée est de 10 à 15m.

Puissance crête maximale

Les masques fournis concernent des puissances moyennes d'émission. Afin de ne pas perturber d'autres systèmes, une puissance crête instantanée est également imposée. La puissance crête instantanée est moins susceptible d'engendrer des perturbations mais des impulsions trop fortes pourraient cependant saturer le frontal d'un récepteur victime engendrant éventuellement des raies dans des bandes sensibles.

La limite en puissance crête peut être vue comme la contrainte pour des émissions à faible

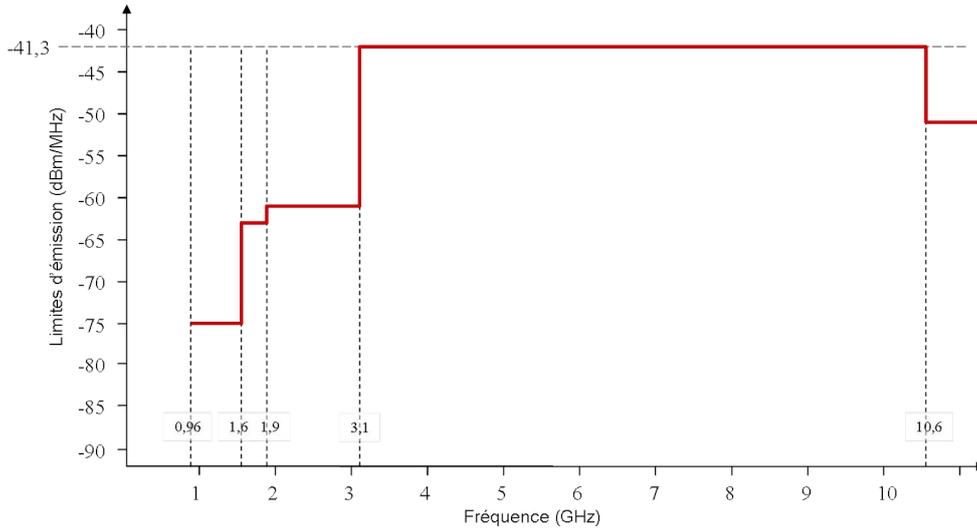


FIG. 2.2 – Masque d'émission ULB de la FCC pour terminaux portables

taux de répétition des impulsions (PRF de l'ordre du MHz ou en dessous) alors que la puissance moyenne est la contrainte à considérer pour une fréquence de répétition des impulsions élevée (PRF au-dessus du MHz). La spécification est donnée pour une bande $50MHz$ en considérant que les bandes les plus larges des systèmes susceptibles d'être perturbés ne dépassent pas cette grandeur. Une valeur maximale de puissance rayonnée (EIRP) de $0dBm$ pour une bande de $50MHz$ est imposée.

Du fait de la difficulté à effectuer la mesure de puissance sur une telle largeur de bande, la formule suivante est définie :

$$P_{max}^{crête} = 20 \cdot \log \left(\frac{B}{50} \right) \text{ avec } 1MHz \leq B_{enMHz} \leq 50MHz \quad (2.2)$$

Il faut noter également que la bande considérée est centrée sur la fréquence à laquelle l'émission est la plus forte. Ces spécifications considèrent le cas idéal d'une réponse plate sur l'ensemble de la bande considérée. La procédure de mesure préférée considère une bande de $3MHz$ pour laquelle la puissance limite ne doit pas dépasser $-24,44dBm$. CE choix est dû à la facilité de sa mise en œuvre. Enfin, dans [12], une contrainte supplémentaire est introduite : la bande prise en compte pour la mesure de la puissance maximale ne doit pas excéder un dixième de la largeur de bande du dispositif en test, soit au maximum $50MHz$ pour une bande de $500MHz$.

Lien entre puissance crête et puissance moyenne

La FIG. 2.3 présente le rapport entre la puissance crête dans une bande de $1MHz$, $3MHz$ ou $50MHz$ versus la puissance moyenne pour une bande (RBW de $1MHz$ en fonction de la fréquence de répétition des impulsions (PRF)). Les droites en puissance crête pour des bandes de $3MHz$ et de $50MHz$ sont parallèles jusqu'à une PRF d'environ $1MHz$ et séparées de :

$$24,4dB = 20 \cdot \log \left(\frac{50}{3} \right) \quad (2.3)$$

Le lien entre puissance crête et puissance moyenne est l'objet d'un développement à la section 3.3.

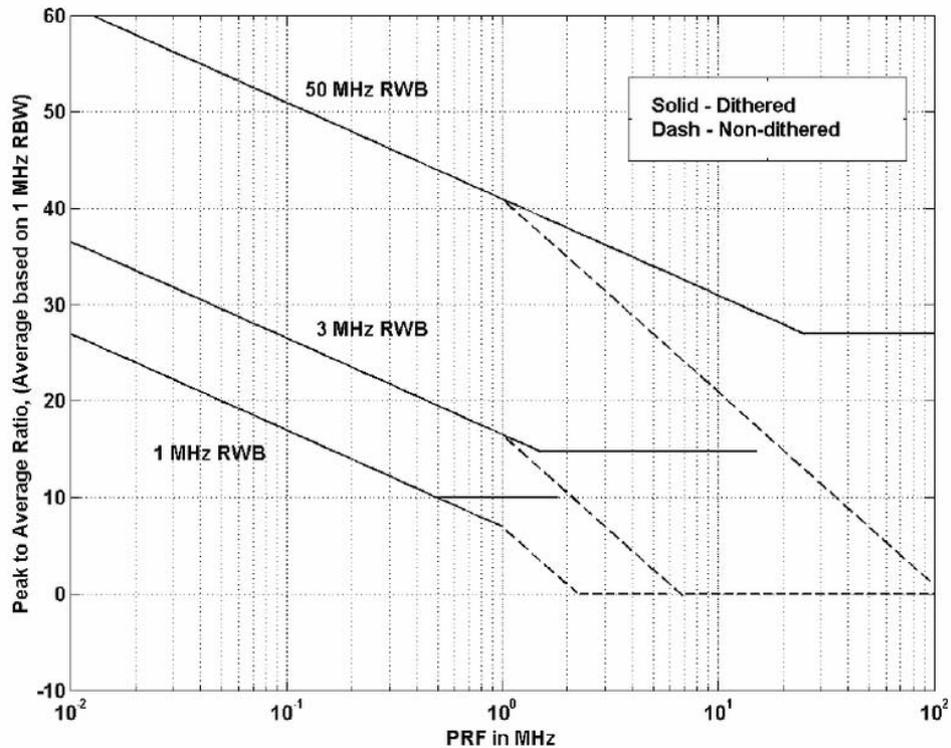


FIG. 2.3 – Rapport puissance crête dans une bande de 1MHz , 3MHz ou 50MHz versus puissance moyenne pour une bande de 1MHz en fonction de la fréquence de répétition des impulsions

2.1.2 La réglementation en Europe

La réglementation européenne est supportée par la CEPT dont les travaux ont débouché en 2006 par la publication d'une décision sur les communications UWB en dessous de $10,6\text{GHz}$ [13]. En février 2007, la Commission Européenne a entériné l'autorisation du spectre radio pour l'ULB selon les règles décrites ci-après [54]. Les dispositifs UWB fixes ou liés à des antennes fixes ne sont pas autorisés en extérieur ni les dispositifs liés à des véhicules. La Commission Européenne élargit la notion de signal à ultra-large bande aux systèmes générant et transmettant intentionnellement un signal radio-fréquence d'une bande supérieure à 50MHz .

Systèmes ULB en intérieur

La mise en œuvre d'une réglementation assouplie est autorisée sous certaines conditions dans la bande $3,4\text{--}3,8\text{GHz}$, en particulier si une technique d'atténuation est mise en œuvre (par exemple, une technique de détection et évitement (DAA)) et avec un faible rapport cyclique (LDC).

2.1.3 La réglementation dans le monde

De nouvelles réglementations sont à l'étude ou produites notamment en Asie (Japon, Singapour, Corée du Sud, Chine) : le plus souvent, le spectre utilisable est scindé en deux parties :

- Une partie plus basses fréquences (en dessous de $4,8\text{GHz}$) dont l'usage est conditionné à la mise en œuvre d'une technique de détection et évitement.
- Une partie plus hautes fréquences (mais en dessous de $10,6\text{GHz}$).

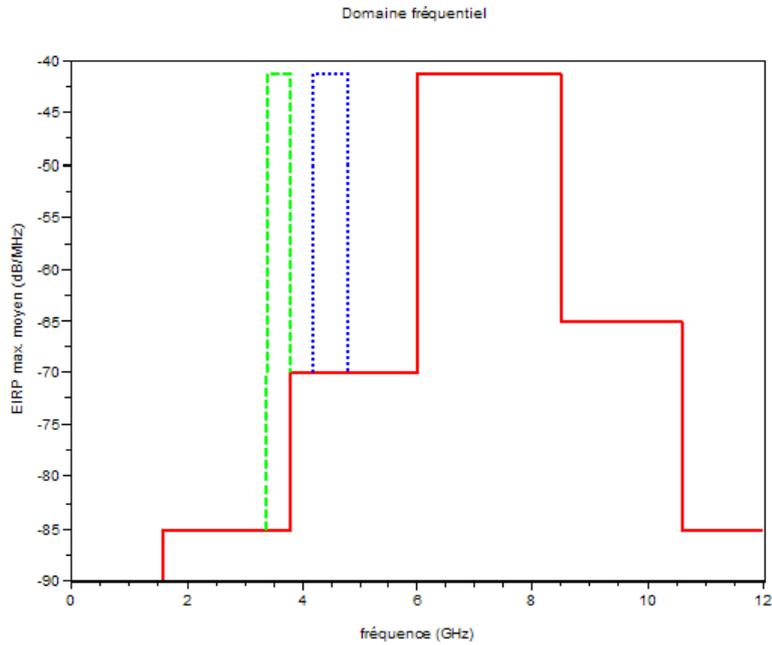


FIG. 2.4 – Masque d’émission ULB de la Communauté Européenne

Fréquence en MHz	EIRP moyen max. en dBm/MHz	EIRP crête max. en dBm/50MHz
en dessous de 1600	-90	-50
1600-3400	-85	-45
3400-3800	-85 <i>ou -41,3 avec technique d'atténuation</i>	-45
3800-4200	-70	-30
4200-4800	-41,3 <i>(avant le 31/12/2010)</i> -70 <i>(après le 31/12/2010)</i>	0 <i>(avant le 31/12/2010)</i> -30 <i>(après le 31/12/2010)</i>
4800-6000	-70	-30
6000-8500	-41,3	0
8500-10600	-65	-25
Au dessus de 10600	-85	-45

TAB. 2.3 – Niveaux d’émission ULB du CEPT.

Même si les fréquences et les niveaux autorisés varient, l'approche est semblable à celle de l'Europe. Nous considérons dès lors dans ce document uniquement les réglementations des Etats-Unis et de l'Europe.

2.2 Standardisation des communications ULB

Les communications ULB s'inscrivent essentiellement dans le cadre des réseaux personnels sans fil (WPAN). Les processus de standardisation sont l'objet de luttes intenses du fait des enjeux économiques qu'ils représentent. La mise en place d'une norme requiert donc du temps et le contexte particulier des communications ULB n'y a pas fait exception. Dans le cadre de l'IEEE, deux standards concernent néanmoins plus particulièrement les communications ULB :

- le standard 802.15.3 pour des communications à hauts débits ;
- le standard 802.15.4 pour des communications à bas débits.

Nous abordons dans cette section quelques spécificités de ces standards importantes pour la génération d'impulsions ULB.

2.2.1 Le standard IEEE 802.15.3a

Le standard IEEE 802.15.3 spécifie des communications à haut débit autour de la fréquence $2,4GHz$. Un groupe de travail devait produire les spécifications d'une couche physique alternative basée sur l'ultra-large bande. Ce groupe a finalement été dissout en 2006, suite à une situation de blocage due à l'opposition de deux consortiums (WiMedia Alliance et UWB Forum) défendant des approches incompatibles. Ces approches étaient l'une fondée sur la technique MB-OFDM (MultiBand Orthogonal Frequency Division Multiplexing), encore connue sous le sigle MBOA et l'autre sous le nom de DS-UWB (Direct Sequence UWB). L'approche DS-UWB est une technique impulsionnelle à échantillonnage direct.

Cet échec est également dû à la disparité des réglementations et à l'incertitude sur certaines d'entre elles ainsi qu'à un marché encore trop flou.

2.2.2 Le standard IEEE 802.15.4

Généralités

Le standard 802.15.4 traite de communications à bas débit [71] [73] pour des réseaux personnels sans fil. En fait, quatre couches physiques (PHY) sont décrites mais aucune d'elles ne concernent les communications ULB. Des débits jusqu'à $250kbps$ sont considérés en fonction de la bande de fréquence. Dès lors, un groupe de travail ad'hoc (IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a (TG4a)) a été créé en mars 2004 afin de proposer une couche physique alternative adaptée à des communications ULB à bas débit. L'objectif principal est de permettre des communications et la localisation de haute précision (résolution inférieure au mètre) tout en obtenant un haut débit agrégé et une très basse consommation. Les spécifications ne sont pas encore publiées à ce jour (prévues pour mars 2007). Cependant, deux couches physiques alternatives sont envisagées :

- en mode radio impulsionnelle opérant sans licence pour communications et/ou mesure de distances ;
- en mode à étalement spectral par modulation linéaire de fréquence (Chirp Spread Spectrum - CSS) opérant à $2,4GHz$ sans licence, pour communications uniquement.

Bandes de fréquences

Un découpage du spectre en sous-bandes a été proposé afin d'une part d'assurer la meilleure compatibilité avec les régulations des Etats-Unis, de l'Europe et du Japon, afin

d'être compatible avec diverses architectures de récepteurs, afin de permettre différents débits et distances et afin de permettre la mesure de distances avec une résolution décimétrique. Le découpage fréquentiel effectué permet de sélectionner une bande de fréquence non utilisée (au prix d'une reconfigurabilité du frontal) ou de faire de l'accès multiple de type FDMA (Frequency Division Multiple Access). La minimisation de la consommation a également été un facteur important pour les choix effectués [16] [55].

Pour un même PRF, le standard prévoit la possibilité de faire varier le nombre d'impulsions par symbole et donc le débit binaire ce qui permettra d'adapter la communication à la qualité de la liaison. Des débits binaires allant de 110kbps à $27,24\text{Mbps}$ sont proposés. Pour permettre des systèmes à bas coût, les contraintes sur l'exactitude de l'horloge (fréquence centrale, taux chip) sont modérées ($\pm 20\text{ppm}$).

Le spectre est découpé en 16 sous-bandes de $499,2\text{MHz}$ mais des bandes plus larges recouvrantes par rapport à ces sous-bandes sont également spécifiées. Le tableau 2.4 et la figure 2.5 présentent le plan de fréquences envisagé.

Ce plan de fréquence suscite plusieurs commentaires :

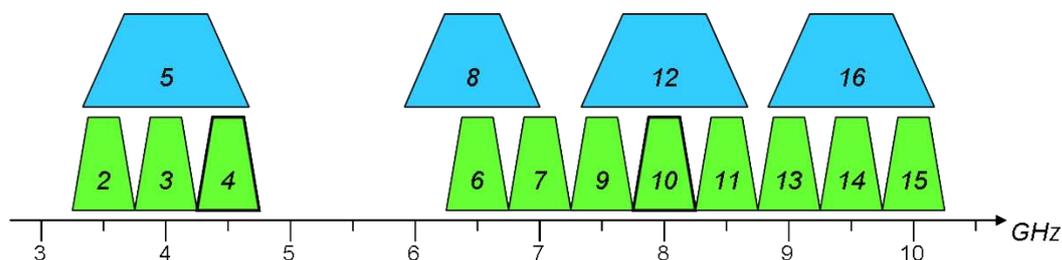


FIG. 2.5 – Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a

Groupe	Bande n.	Fréquence centrale (MHz)	Largeur (MHz)	Commentaire
1	1	339,36	499,2	Etats-Unis
2	2	3494,4	499,2	Etats-Unis, Europe avec DAA, Japon avec DAA
	3	3993,6	499,2	
	4	4492,8	499,2	
	5	3993,6	1331,2	
3	6	6489,6	499,2	Etats-Unis, Europe
	7	6988,8	499,2	
	8	6489,6	1081,6	
4	9	7488	499,2	Etats-Unis, Europe, Japon
	10	7987,2	499,2	
	11	8486,4	499,2	
	12	7987,2	1331,2	
5	13	8985,6	499,2	Etats-Unis, Japon
	14	9484,8	499,2	
	15	9984	499,2	
	16	9484,8	1354,97	

TAB. 2.4 – Niveaux d'émission ULB du CEPT.

Compte tenu de la disparité des réglementations, le standard ne prévoit pas l'utilisation du spectre alloué comme une bande unique. La bande la plus large considérée est de $1354,97\text{MHz}$. Les bandes 3 et 10 sont considérées comme obligatoires par le standard. La bande 3 peut nécessiter la mise en œuvre de techniques de détection et évitement.

La bande U-NII (5,2-5,8GHz) est évitée car dédiée à des réseaux sans fil à bande étroite et serait susceptible d'être perturbée.

Modulation

Une modulation binaire par position d'impulsion (2-PPM ou BPM) combinée à une modulation BPSK ont été retenues. Ce choix résulte d'un compromis afin de permettre une réception avec une architecture cohérente ou non-cohérente. Une modulation BPSK aurait été favorable aux récepteurs cohérents alors qu'une modulation N-PPM aurait été favorable aux récepteurs non-cohérents [16]. La modulation 2-PPM consiste à déclencher l'impulsion à un instant différent dans l'intervalle de temps élémentaire (PRI : Pulse Repetition Interval) selon qu'il s'agit d'un '0' ou d'un '1'.

Deux PRF moyennes ont été retenues (15,6MHz et 3,9MHz) et sont obligatoires. Un mode en rafale (burst) impose une fréquence d'émission d'impulsions à $PRF_{max} = 499,2MHz$, soit à chaque 2 nanosecondes. Ce mode a pour objet de garantir la PRF moyenne et ainsi de garantir une densité spectrale de puissance moyenne constante dans le temps. Afin d'éviter l'apparition de raies dans le spectre, c'est-à-dire afin de rompre la périodicité temporelle, une technique de sauts temporels (Time Hopping - TH) est utilisée. Cette technique présente en outre l'intérêt de pouvoir différencier plusieurs émetteurs dans un contexte multi-utilisateurs. A chaque émetteur est associée une séquence de sauts spécifique connue des récepteurs. Les sauts temporels sont établis selon des codes pseudo-aléatoires (PN-codes).

Usage potentiel du standard

La couche applicative définie dans le cadre de l'Alliance ZigBee est susceptible de s'appuyer sur les spécifications de la norme IEEE 802.15.4, notamment pour des réseaux de capteurs [1]. L'Alliance ZigBee promeut un standard de communications voulu à très bon marché et très basse consommation.

2.2.3 Le standard WiMedia ECMA-368

Suite à l'arrêt des activités du groupe TG3a du standard IEEE 802.15.3, le consortium WiMédia a poussé sa solution pour une standardisation via Ecma International. Ecma International est une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information et des communications ainsi que de l'électronique.

Cette norme spécifie l'emploi potentiel de l'intégralité du spectre autorisé par la FCC (3,1-10,6GHz) par un découpage en 14 sous-bandes de 528MHz de large avec un débit maximal de 480Mbps. Ces sous-bandes sont groupées par 4 sauf les deux supérieures, formant un cinquième groupe. Pour chaque sous-bande, un ensemble de 110 fréquences porteuses est défini (dont 10 fréquences de garde). La technique de modulation MB-OFDM est utilisée [25].

La connexion USB sans fil s'appuie sur cette norme (Wireless USB - WUSB) avec des débits annoncés à 480Mbps à 2m et 110Mbps à 10m [86].

Chapitre 3

Spécifications

3.1 Grandeurs caractéristiques de la génération d’impulsions

Le signal émis peut être spécifié par les caractéristiques présentées dans le tableau (3.1). L’impédance caractéristique de l’antenne est le plus souvent prise à 50Ω lorsque la conception du générateur d’impulsions et de l’antenne sont séparées. En adoptant une approche de conception conjointe antenne-générateur d’impulsions, cette impédance devient un paramètre sur lequel il est possible de jouer pour optimiser l’ensemble.

Par ailleurs, nous pouvons aussi lister les principales caractéristiques d’un générateur d’im-

Notation	Description	Unité	Commentaire
$s(t)$	Expression temporelle de la forme d’onde impulsionnelle	V	
$S(f)$	Expression fréquentielle (spectrale) du signal émis		
PRP	Période de répétition des impulsions	s	
RBW	Bande prise à $-10dB$	Hz	
P_{peak}	puissance crête	dBm	
P_{av}	puissance moyenne	dBm	
V_{max}	amplitude maximale du signal	V	
R	impédance caractéristique de l’antenne	Ω	50Ω par défaut
	modulation utilisée		

TAB. 3.1 – Caractéristiques principales du signal impulsionnel

pulsions (3.2).

L’indication de la (ou des) technologie(s) de mise en œuvre et éventuellement de la génération technologique informent sur le degré d’intégration et la facilité de réalisation. La compatibilité technologique avec les autres parties du système est importante et a un impact sur le coût final. Le choix technologique informe également sur les possibilités d’amélioration au gré des évolutions des technologies employées.

L’encombrement est une indication de surface (pour un circuit intégré) ou plus généralement d’un volume dans le cas de technologies hybrides. La miniaturisation est recherchée pour de nombreuses applications mais n’est pas toujours un critère fondamental.

Le coût final du système est noté ici pour mémoire car il est difficile à évaluer à partir des données de prototypes et dépend de très nombreux facteurs. Il faut évidemment chercher à le minimiser.

En plus, des puissances crête et moyenne atteignables par le générateur d’impulsions (inférieures ou égales aux valeurs issues des réglementations), le rendement en puissance (puissance émise versus puissance consommée) caractérise le générateur et son aptitude à la basse consommation.

Enfin, il est souhaitable qu’un générateur soit doté de possibilités de configuration. Parmi celles-ci, citons :

- modulations utilisables,
- configuration de la forme d’onde (ou de la bande passante),
- choix de la fréquence centrale,
- fréquence de répétition des impulsions

3.2 Largeur de bande de fréquences

L’étude de la section 2.1 a montré que dans le cadre de communications ULB impulsionnelles, une impulsion doit couvrir soit :

- une bande de $499,2MHz$ autour de différentes fréquences centrales (IEEE 802.15.4) ;
- une bande de $528MHz$ autour de différentes fréquences centrales (DS-UWB) ;

Notation	Description	Unité
	Technologie(s)	
	Encombrement (volume ou surface)	
	Coût	€
P_{peak}	puissance crête	dBm
P_{av}	puissance moyenne	dBm
PY	Puissance émise versus puissance consommée	
PRP_{min}	Période minimale de répétition des impulsions	s
	Configurabilité	
	Modulations utilisables	

TAB. 3.2 – Caractéristiques principales d'un générateur d'impulsions

- une bande de $1,08GHz$ ou $1,3GHz$ ou $1,5GHz$ selon la fréquence centrale (IEEE 802.15.4).

Même si ce cas n'est pas considéré dans les standards ou tentatives de standardisation étudiées précédemment, nous considérerons également dans la suite de ce document le cas d'une émission monobande selon le masque FCC ($3,1 - 10,6GHz$) ou dans la bande haute du masque CEPT ($6 - 8,5GHz$). Dans ces deux cas, le train d'impulsions produit devra respecter les affaiblissements imposés par les masques aux limites de ces bandes.

3.3 Puissance impulsionnelle versus puissance moyenne

Les résultats présentés dans cette section sont extraits de [56], document contributif au groupe TG4a de l'IEEE 802.15 dont l'objet est la mesure de puissance des signaux ULB. Nous ne reprenons pas ici l'ensemble du raisonnement développé dans ce document mais posons seulement les hypothèses et décrivons les résultats fournis.

Pour un système donné, nous considérerons une puissance impulsionnelle constante.

Le signal temporel $p(t)$, exprimé en $Volt$ est un signal gaussien modulé par une sinusoïde de fréquence F_C , d'amplitude V_{max} et où τ est une constante (équation 3.1).

$$p(t) = V_{max} \cdot \sin(2\pi \cdot F_C \cdot t) \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (3.1)$$

A partir de ce signal, l'expression de la densité spectrale de puissance (en W/Hz) est obtenue en utilisant une impédance R à l'antenne et PRP , la période de répétition des impulsions ($PRP = 1/PRF$) (équations 3.2 et 3.3).

$$PSD_{p(t),PRP} = \frac{|TF[p(t)]|^2}{R \cdot PRP} \quad (3.2)$$

où $TF()$ désigne la transformée de Fourier.

$$PSD_{p(t),PRP} = \frac{\pi(\tau V_{max})^2}{4R \cdot PRP} \left(e^{-\pi\tau\sqrt{2}(f-F_C)^2} + e^{-\pi\tau\sqrt{2}(f+F_C)^2} \right) \quad (3.3)$$

Nous pouvons ensuite restreindre l'étude en considérant que l'expression de la puissance peut se réduire à l'intégrale sur les seules fréquences positives (équations 3.4 et 3.5).

$$P_{totale} = \int_{-\infty}^{+\infty} PSD_{p(t),PRP} df = \int_0^{+\infty} \Gamma(f) df \quad (3.4)$$

$$\Gamma(f) = 2 \cdot [PSD_{p(t),PRP}]_{f>0} \quad (3.5)$$

Pour le signal considéré, nous obtenons finalement l'équation 3.6).

$$\Gamma(f) = \frac{\pi(\tau V_{max})^2}{2R \cdot PRP} e^{-(\pi\tau\sqrt{2}(f-F_C))^2} \quad (3.6)$$

En définissant les constantes A , α et B (la bande passante du signal), nous obtenons l'expression simplifiée de $\Gamma(f)$ (équations 3.7 et 3.8).

$$A = \frac{\pi(\tau V_{max})^2}{2R \cdot PRP} \text{ et } \alpha B = \frac{1}{\pi\tau\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

$$\Gamma(f) = A \cdot e^{-\left(\frac{f-F_C}{\alpha B}\right)^2} \quad (3.8)$$

En définissant k l'affaiblissement en décibel en limite de bande ($k = -10dB$ pour des communications en intérieur), nous obtenons l'équation 3.9 de laquelle se déduit la valeur de α . La largeur de bande B et le coefficient τ sont inversement proportionnels et dépendent de la valeur de α .

$$\Gamma\left(f \pm \frac{B}{2}\right)_{dBm/Hz} = \Gamma(f)_{dBm/Hz} + k \quad (3.9)$$

Le maximum de la densité spectrale de puissance est fixée par la réglementation, soit $-41, 3dBm/MHz$ en Europe et aux Etats-Unis. En exprimant $\Gamma(F_C)$, nous pouvons alors déduire l'amplitude maximale en *Volt* de l'impulsion.

La figure FIG. 3.1 présente la densité spectrale de puissance du signal considéré pour une impédance à l'antenne de 50Ω et différentes largeurs de bande passante ainsi que l'amplitude maximale en fonction de PRP . Nous pouvons finalement calculer la différence entre la puis-

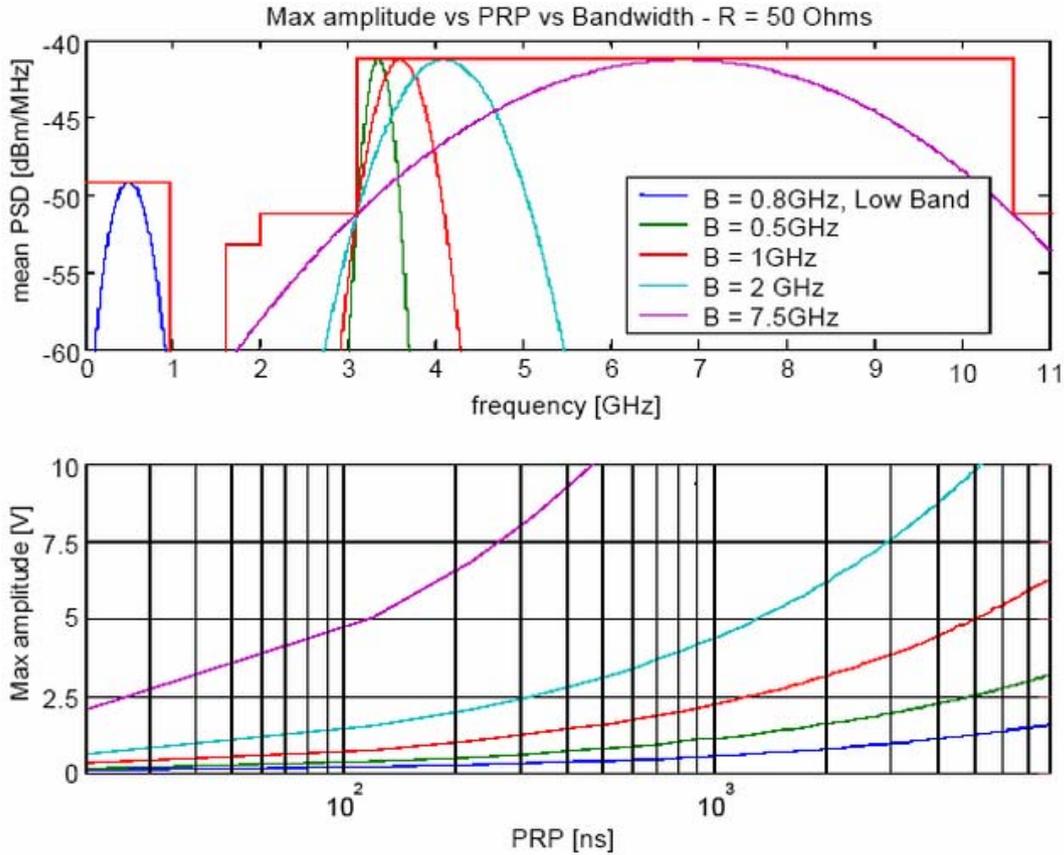


FIG. 3.1 – PSD moyenne en fonction de la largeur de bande et amplitude maximale en fonction de PRP

sance atteinte avec le signal considéré par rapport à la puissance totale P_{mask} correspondant à une mise forme spectrale idéale carrée (équation 3.10).

$$\epsilon_P = P_{totale} - P_{mask} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{A \cdot \alpha \cdot B \sqrt{\pi}}{A \cdot B} \right) = 10 \cdot \log_{10} (\alpha \cdot \sqrt{\pi}) \quad (3.10)$$

En considérant, dans le cas le plus simple, une émission périodique et sans modulation du signal $p(t)$, la densité spectrale de puissance du signal résultant fait apparaître un spectre de raies (équation 3.11).

$$\Gamma_s(f) = (PRF)^2 \cdot \Gamma(f) \cdot \sum_n \delta(f - n \cdot PRF) \quad (3.11)$$

En considérant les conditions de mesure (notamment, la largeur de bande du filtre de résolution de l'analyseur de spectre RBW), l'étude du rapport entre puissance crête et puissance moyenne est réalisée en fonction de la fréquence de répétition des impulsions. La FIG. 3.2 illustre le cas d'une bande de résolution $RBW = 3MHz$.

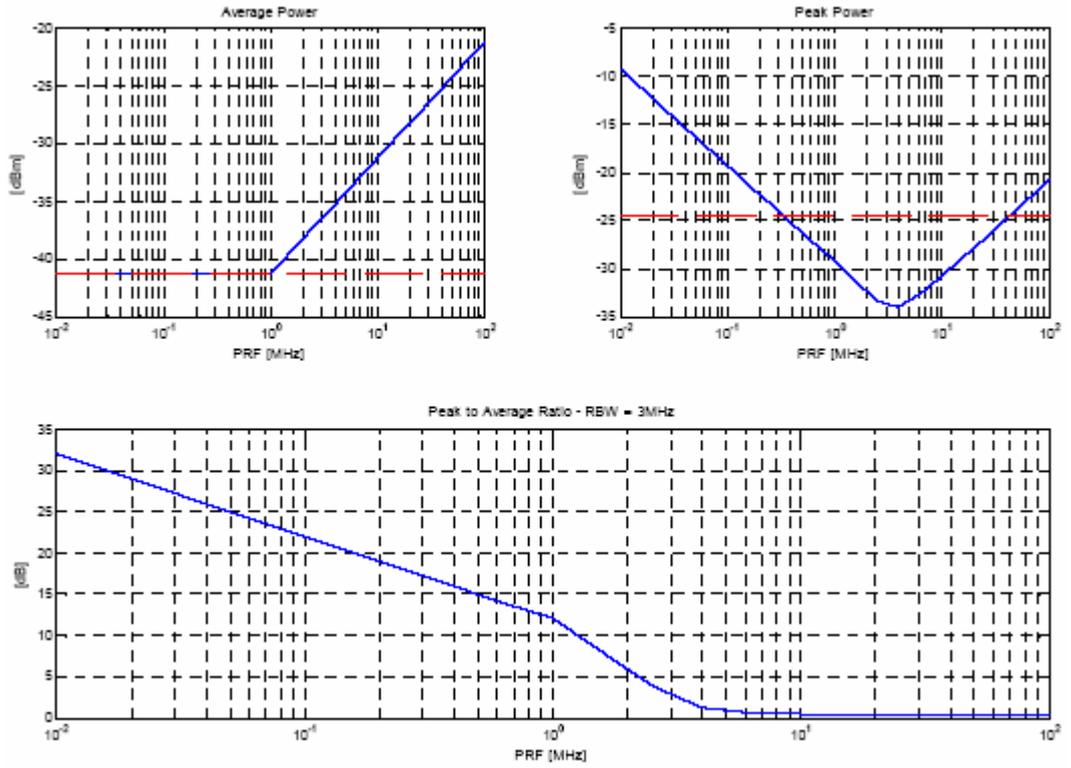


FIG. 3.2 – Rapport Puissance crête sur puissance moyenne en fonction de PRF

Chapitre 4

Modèles impulsionnels

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les principaux modèles utilisés pour décrire des impulsions en présentant la forme temporelle et le spectre correspondant. Nous analysons également l'intérêt de chacun de ces modèles pour la génération d'impulsions ULB. Certains de ces modèles peuvent correspondre au besoin d'un signal produit avant l'antenne, d'autres après l'antenne. Cet aspect n'est pas traité dans ce chapitre dans la mesure où l'effet de l'antenne sur le signal (souvent considéré comme une dérivation) peut varier en fonction de son type.

4.2 La fonction sinus cardinal

La recherche de la meilleure exploitation de la bande passante définie par un gabarit conduirait à utiliser une forme d'onde en sinus cardinal (FIG. 4.1) ou comme une combinaison linéaire de sinus cardinaux, c'est-à-dire exprimée par l'équation 4.1 [45] (FIG. 4.2).

$$f(t) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t)}{\pi \cdot f_i \cdot t} \quad (4.1)$$

Les coefficients a_i seraient choisis de telle sorte que le carré du module de la transformée de Fourier de cette fonction $|F(t)|^2$ suivent les maxima imposés par le gabarit.

En pratique, une impulsion en sinus cardinal (ou a fortiori la combinaison linéaire) est difficile

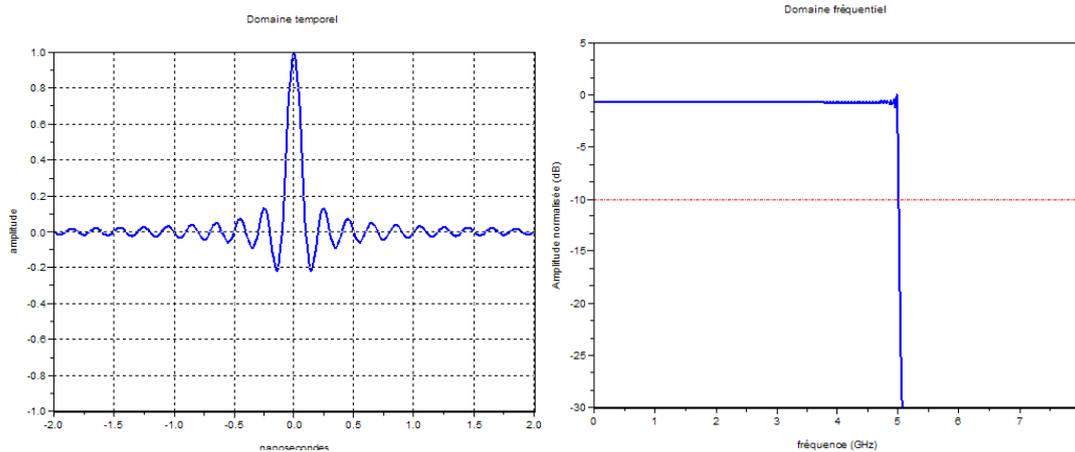


FIG. 4.1 – Forme d'onde et spectre du sinus cardinal

à produire car possédant un étalement temporel important. D'autres modèles d'impulsions ont donc été proposés.

Il est cependant possible de satisfaire assez simplement le gabarit FCC par une combinaison linéaire de deux sinus cardinal avec un fenêtrage temporel, ici de largeur $2ns$ (FIG. 4.3). Le spectre obtenu est hélas très sensible aux valeurs des paramètres (gains et fréquences).

4.3 La gaussienne et ses dérivées

4.3.1 La fonction gaussienne

La fonction gaussienne est définie par l'équation 4.2 dans laquelle μ représente l'espérance et σ l'écart-type.

$$f(t) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}} \quad (4.2)$$

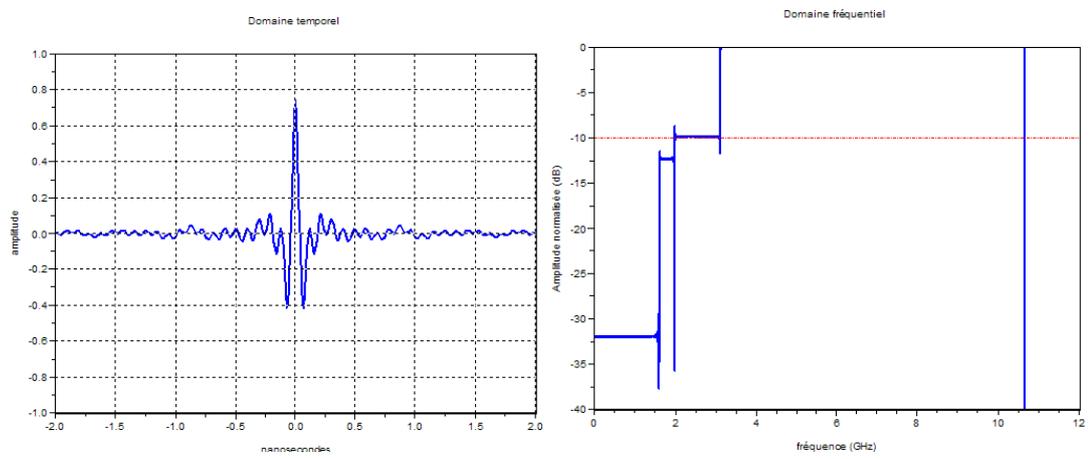


FIG. 4.2 – Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC

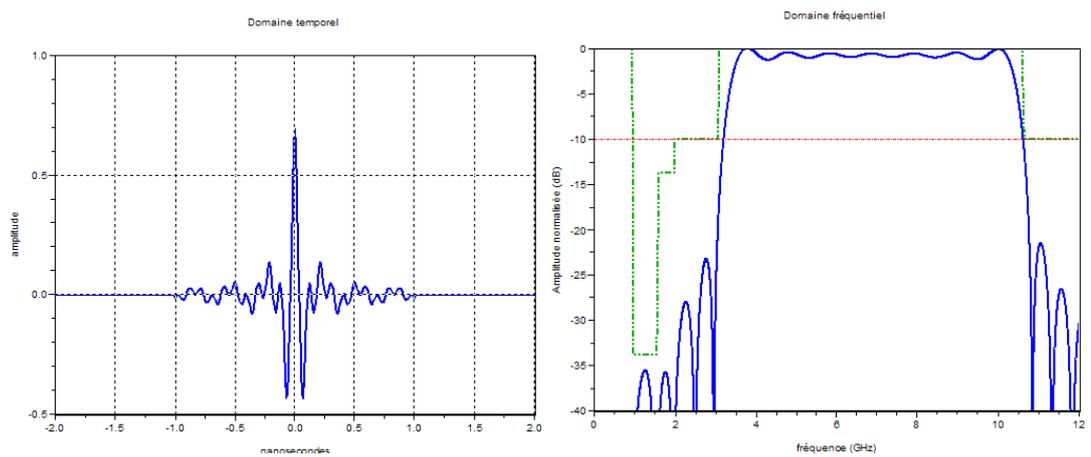


FIG. 4.3 – Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC avec fenêtrage temporel

Nous en déduisons la valeur maximale prise par cette fonction (équation 4.3) :

$$f_{max} = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \quad (4.3)$$

La largeur à mi-hauteur est souvent spécifiée. Elle vaut (équation 4.4) :

$$\delta t_{f_{max}/2} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma \approx 2,3548 \cdot \sigma \quad (4.4)$$

La fonction gaussienne est représentée sur la FIG. 4.4 en prenant $\mu = 0$ et $\sigma = 1$.

La durée de l'impulsion peut être considérée comme étant de $7 \cdot \sigma$. En effet, 99,99% de

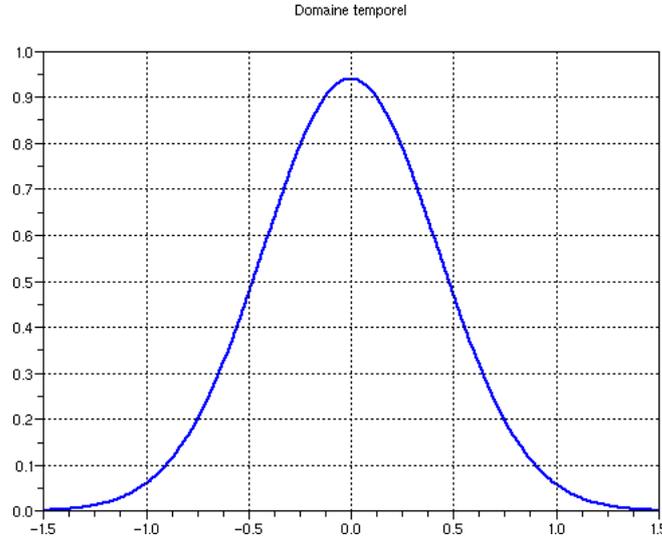


FIG. 4.4 – La fonction gaussienne ($\mu = 0$ et $\sigma = 1$)

l'énergie totale de l'impulsion est incluse dans cet intervalle [14].

En pratique, la définition suivante de la gaussienne est préférable pour la production d'un signal impulsionnel car elle permet de décorrélérer l'amplitude maximale du signal A et la largeur à mi-hauteur τ (équation 4.5). Nous prenons ici $\mu = 0$.

$$f(t) = A \cdot e^{-4 \cdot \ln(2) \cdot \frac{t^2}{\tau^2}} \quad (4.5)$$

La fonction ainsi redéfinie est représentée sur la FIG. 4.5 en prenant $A = 1$ et $\tau = 200ps$. Son spectre est représenté sur la figure FIG. 4.6.

L'impulsion gaussienne possède une composante continue indésirable. Ce signal n'est donc pas directement utilisable pour l'émission ULB hors bande de base.

4.3.2 Dérivées de la fonction gaussienne

Afin d'éviter cette composante continue, il est intéressant de considérer les dérivées de la fonction gaussienne. En reprenant les notations de l'équation 4.5 et en posant $\alpha = \frac{8 \cdot \ln(2)}{\tau^2}$, nous obtenons la dérivée première (équation 4.5), seconde (équation 4.6) et tierce (équation 4.7). La dérivée première est encore appelé monocycle gaussien et la dérivée seconde monocycle de Scholtz.

$$f_1(t) = \frac{df}{dt}(t) = -\alpha \cdot t \cdot f(t) \quad (4.6)$$

$$f_2(t) = \frac{d^2f}{dt^2}(t) = -\alpha \cdot (1 - \alpha \cdot t^2) \cdot f(t) \quad (4.7)$$

$$f_3(t) = \frac{d^3f}{dt^3}(t) = -\alpha^2 \cdot (\alpha \cdot t^3 - 3 \cdot t) \cdot f(t) \quad (4.8)$$

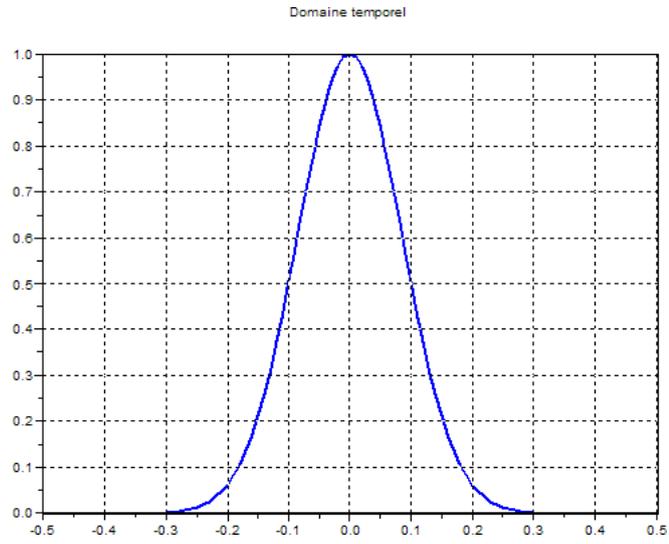


FIG. 4.5 – L'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200ps$)

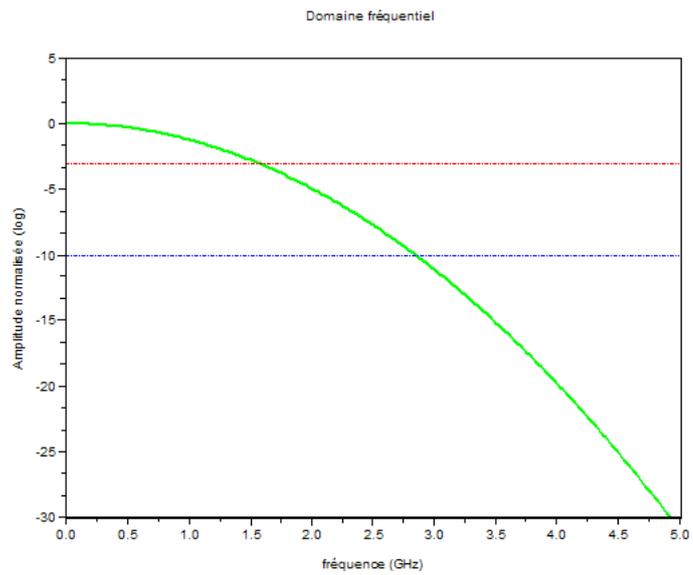


FIG. 4.6 – Spectre de l'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200ps$)

La dérivée première de la fonction gaussienne est similaire à la fonction de Rayleigh [14], [10]. Les dérivées d'ordre impaire sont des fonctions impaires et les dérivées d'ordre paires sont des fonctions paires. La forme temporelle et le spectre de ces signaux sont représentés sur la FIG. 4.7. L'amplitude maximale des signaux a ici été normalisée à 1. La fonction gaussienne est représentée en bleu, la dérivée première en vert, la dérivée seconde en bleu clair, la dérivée troisième en rouge. La durée de l'impulsion augmente faiblement avec l'ordre de la dérivée.

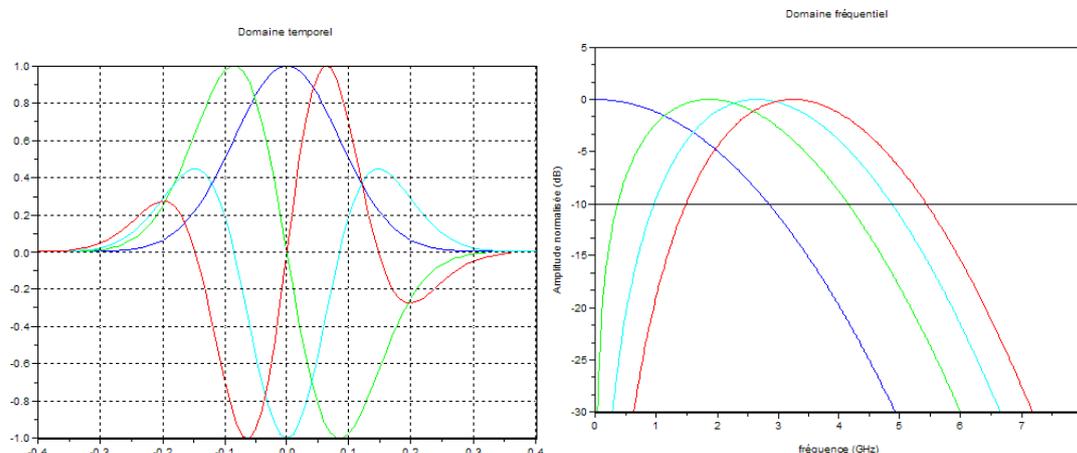


FIG. 4.7 – Formes d'onde et spectres des dérivées de l'impulsion gaussienne ($\tau = 200ps$)

Les dérivées de la gaussienne n'ont pas de composante continue. Pour une même valeur de τ , la fréquence centrale du spectre de l'impulsion augmente avec la dérivée. La largeur de bande augmente également avec l'ordre mais faiblement entre les dérivées ($B_{gaussienne} = 2,8GHz, B_{dérivée\ 1ère} = 3,75GHz, B_{dérivée\ 2de} = 3,87GHz, B_{dérivée\ 3ème} = 3,92GHz$). Des dérivées d'ordres supérieurs ont également été expérimentées afin de centrer la bande passante sur les spécifications du gabarit Fcc, conduisant cependant à un spectre insatisfaisant [29].

4.3.3 Combinaison linéaire de la fonction gaussienne et de ses dérivées

Une combinaison linéaire de la gaussienne et de ses dérivées peut permettre d'élargir la bande passante. Dans l'exemple qui suit, nous considérons une combinaison linéaire des trois premières dérivées de la gaussienne (équation 4.9).

$$f_d(t) = f_1(t) + 1.2 \cdot f_2(t) + 1.15 \cdot f_3(t) \quad (4.9)$$

De façon plus générale, ceci correspond à multiplier le terme en exponentielle par un polynôme d'ordre 3. Cette combinaison linéaire permet d'élargir la bande du signal (ici, nous obtenons une bande à $-10dB$ de $5,1GHz$ FIG. 4.8).

La combinaison linéaire de dérivées gaussiennes est traité dans [45] mais uniquement en considérant la somme de deux dérivées de second ordre, de paramètres τ différents. L'antenne étant considérée comme une fonction dérivatrice, le générateur d'impulsion produit une combinaison linéaire de dérivées premières de la gaussienne, ensuite mise en forme par un filtre.

Dans [100], une combinaison linéaire des 8 premières dérivées est prise en compte et une méthode itérative est proposée pour obtenir les valeurs des coefficients.

Dans [84], un circuit de mise en œuvre est proposé utilisant un réseau de différentiateurs micro-ondes.

Dans [60], une combinaison linéaire de deux dérivées de troisième ordre de la gaussienne est étudiée.

Dans [87], une combinaison linéaire de monocycles gaussiens (la dérivée d'ordre 7, en fait)

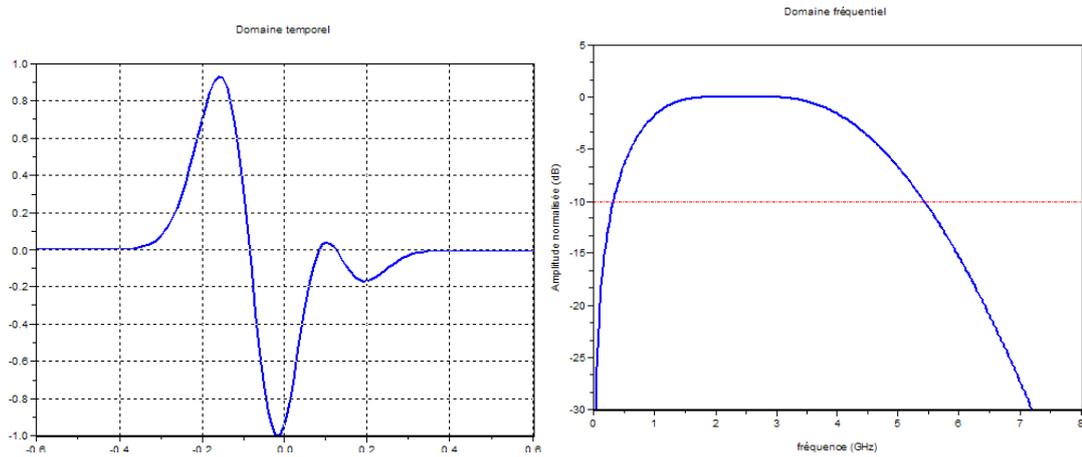


FIG. 4.8 – Forme d’onde et spectre d’une combinaison linéaire de dérivées de l’impulsion gaussienne ($\tau = 200ps$)

décalés dans le temps est considérée. Le délai est choisi de sorte que les monocycles soient recouvrants. L’article propose une méthode pour calculer les pondérations en fonction d’un gabarit. Différentes fonctions classiques d’approximation sont comparées.

4.4 Monocycle Manchester

Le monocycle Manchester consiste à définir l’impulsion comme la succession d’un signal carré positif suivi d’un signal carré négatif [9]. Ce signal ou la variante avec retour à zéro (RZ-Manchester monocycle) permettent d’obtenir une bande passante importante en l’absence de composante continue mais restent des modèles théoriques difficiles à émuler en pratique du fait des fronts très raides (idéalement verticaux) à produire (FIG. 4.9 et FIG. 4.10). La largeur de bande est inférieure dans le cas d’un retour à zéro pour une même largeur de l’impulsion à mi-hauteur.

Un modèle impulsionnel consistant à considérer une sinusoïde sur une unique période permet

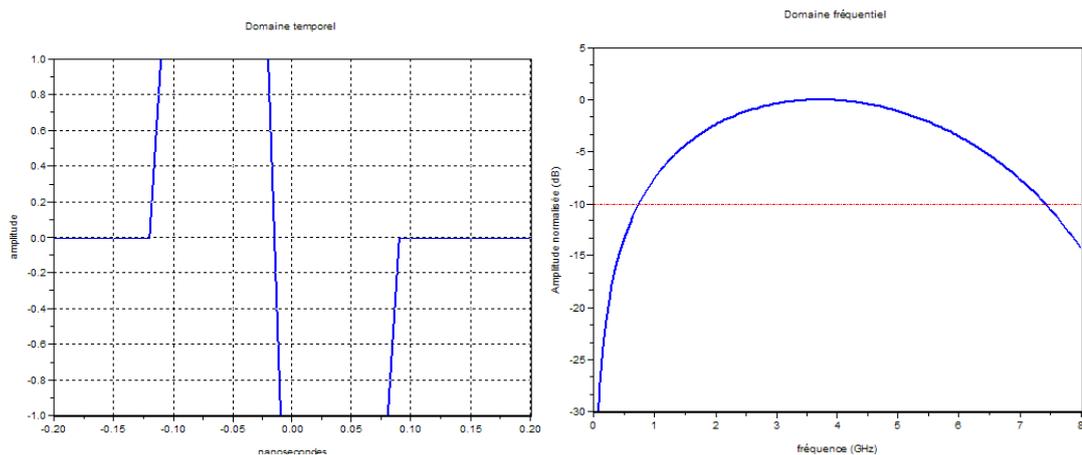


FIG. 4.9 – Forme d’onde et spectre du monocycle Manchester

de la même façon d’obtenir une bande très large. Cependant, ce modèle impose la discontinuité de la dérivée du signal au déclenchement de l’impulsion et reste dès lors un modèle simpliste (FIG. 4.11). La technique peut cependant être employée pour réaliser assez simplement des impulsions dont la fréquence centrale est fixée par la fréquence de la sinusoïde et dont la largeur de bande varie inversement à la largeur de la fenêtre temporelle utilisée.

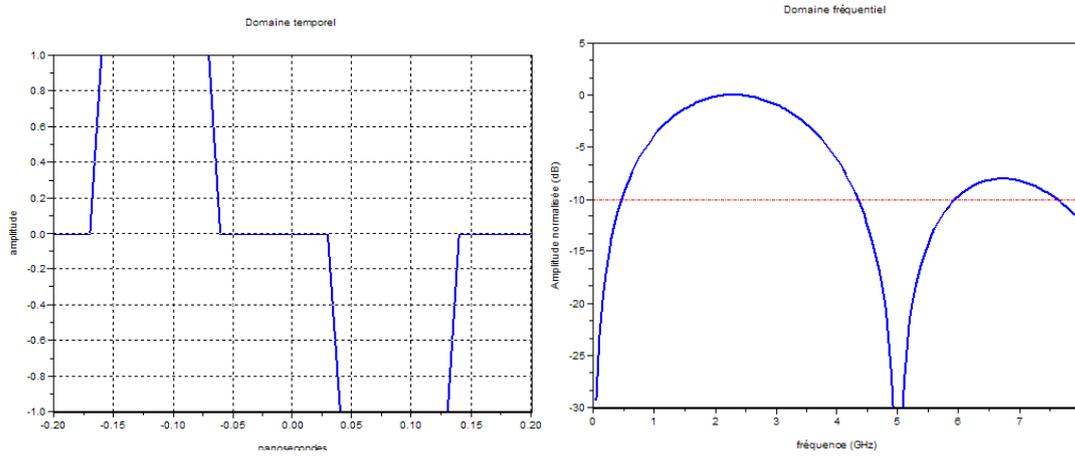


FIG. 4.10 – Forme d’onde et spectre du monocycle RZ Manchester

La FIG. 4.12 montre ainsi l’exemple d’une sinusoïde de fréquence $4GHz$ sur laquelle trois fenêtres temporelles différentes sont appliquées :

- Fenêtre temporelle d’une période : la bande passante à $-10dB$ est de $5,9GHz$.
- Fenêtre temporelle de trois périodes (soit une durée de $0,75ns$) : la bande passante à $-10dB$ est de $1,9GHz$.
- Fenêtre temporelle de onze périodes (soit une durée de $2,75ns$) : la bande passante à $-10dB$ est de $500MHz$.

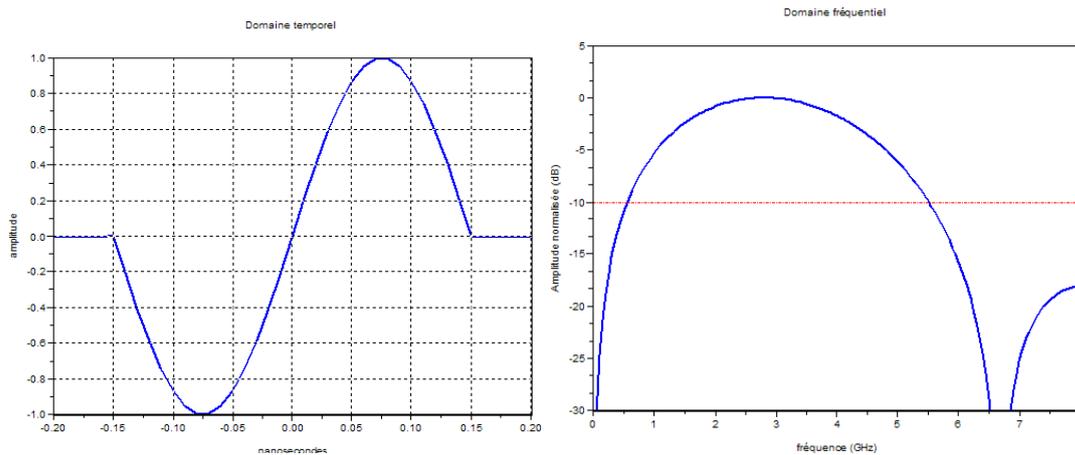


FIG. 4.11 – Forme d’onde et spectre du monocycle sinusoïdal

Une autre approche consiste à utiliser une fonction cosinus modulée sur porteuse et à contrôler la durée de l’impulsion par commutation [102]. D’autres formes impulsionnelles ont été proposées :

- par l’emploi de polynômes d’Hermite [52], [21], [19], [68].
- par l’emploi de fonctions d’ondes sphéroïdales allongées, [59], [95].
- en combinant des monocycles. En particulier, la combinaison de doublets en phase ou en opposition de phases a été étudiée et expérimentée [35].

L’emploi de ces fonctions a souvent pour objet de permettre la production simultanée d’impulsions orthogonales et dès lors appropriées pour des accès multiples. Enfin, divers travaux ont consisté à rechercher la forme optimale de filtre pour un gabarit donné appliqué à une impulsion idéale ou de type gaussienne en particulier [92], [6]. Ces travaux consistent en des études théoriques proposant des solutions complexes et difficiles à mettre en œuvre en pratique.

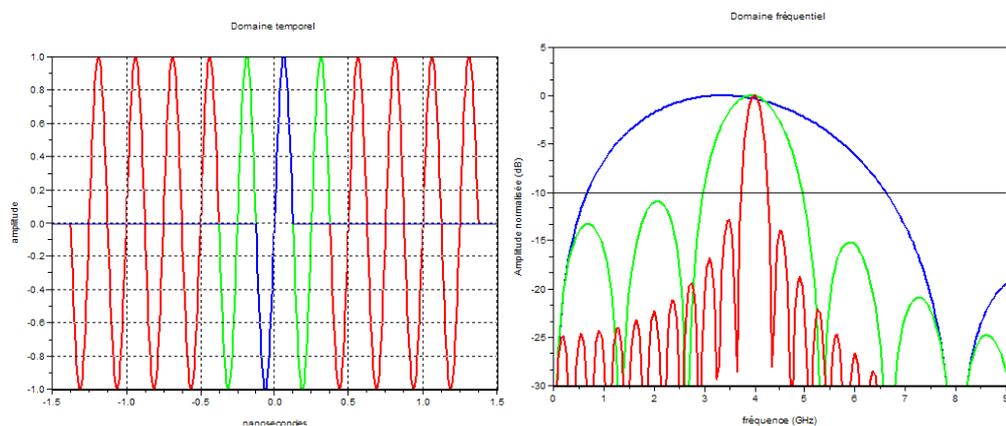


FIG. 4.12 – Forme d’onde et spectre d’un sinus commuté

4.5 Modulation de l’impulsion

Généralement, il est difficile d’obtenir directement une impulsion centrée sur la bande d’intérêt et ayant une atténuation suffisante hors bande. Pour remédier à ce problème, une solution consiste à moduler une impulsion en bande de base sur une porteuse. Nous présentons quelques exemples ci-dessous.

4.5.1 Modulation d’un sinus cardinal

Nous considérons un signal en sinus cardinal de fréquence caractéristique $3,68GHz$ dans une fenêtre temporelle de $2,17ns$ et modulé sur une porteuse à $6,85GHz$ (FIG. 4.13).

Nous considérons ensuite un signal en sinus cardinal de fréquence caractéristique $499GHz$

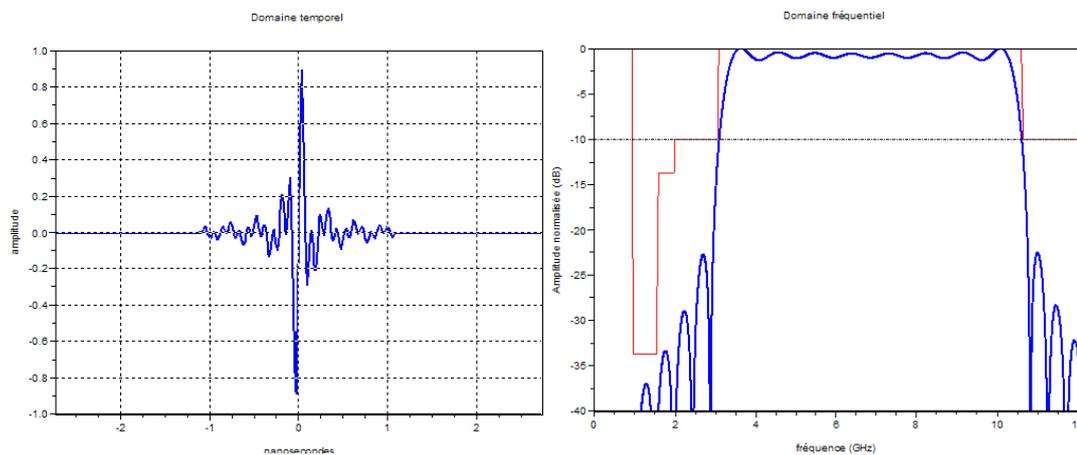


FIG. 4.13 – Forme d’onde et spectre d’un sinus cardinal conforme au gabarit FCC

dans une fenêtre temporelle de $2,17ns$ et modulé sur diverses porteuses selon le projet de standard IEEE 802.15.4a (FIG. 4.14) et pour le gabarit européen. Un fenêtrage temporel important ($16,6ns$ ici) est nécessaire du fait de l’énergie non négligeable contenue dans les lobes secondaires de l’impulsion.

La méthode proposée dans [44] s’apparente également à la modulation d’une fonction en sinus cardinal.

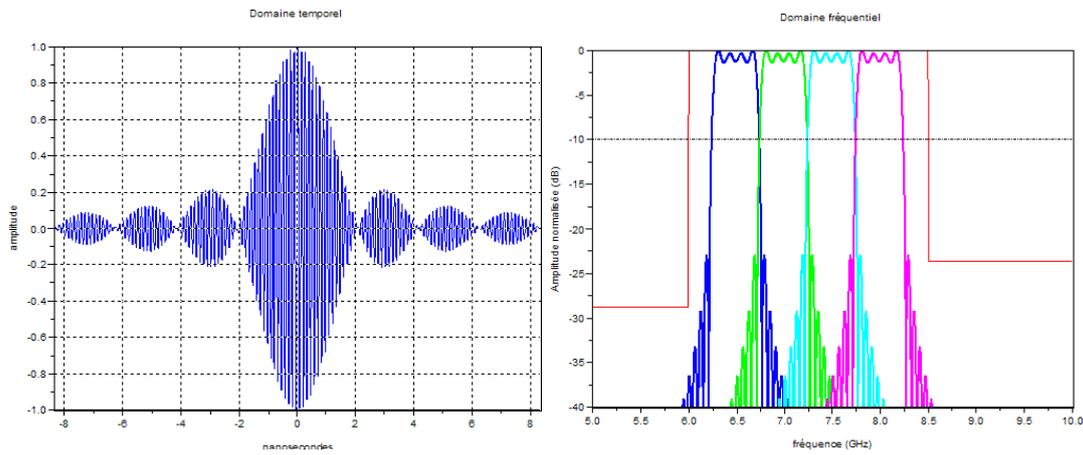


FIG. 4.14 – Forme d’onde et spectre d’un sinus cardinal conforme au gabarit européen

4.5.2 Modulation d’une combinaison linéaire de gaussienne et dérivées

Nous considérons un signal constitué d’une combinaison linéaire d’une gaussienne et de ses deux premières dérivées.

La FIG. 4.15 présente la forme temporelle et le spectre du signal issu de cette combinaison linéaire et modulé par une porteuse à $6,85GHz$. La bande à $-10dB$ est de $7,2GHz$. La limitation vient de l’atténuation imposée à $-75dB$ à $1,6GHz$. Ce signal est conforme au gabarit FCC.

La FIG. 4.16 présente la forme temporelle et le spectre du signal issu de la combinaison

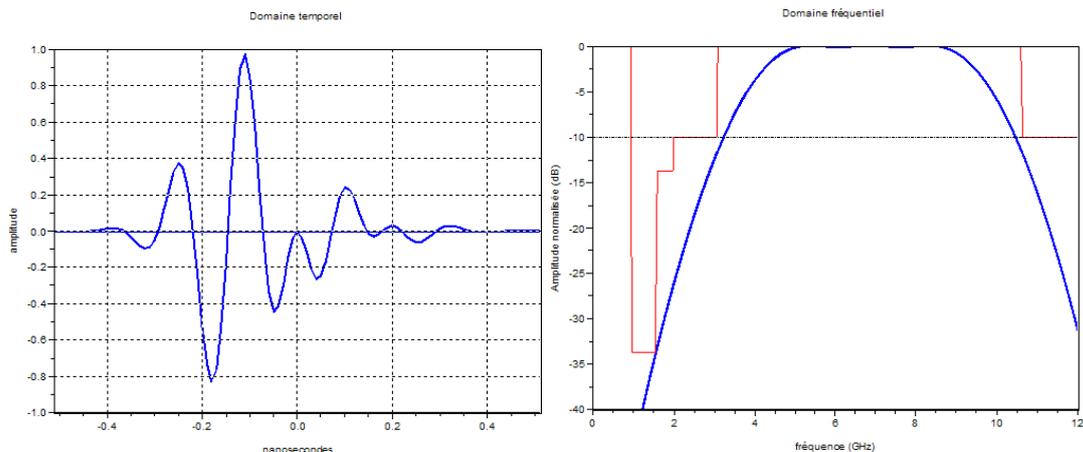


FIG. 4.15 – Forme d’onde et spectre d’un sinus cardinal conforme au gabarit FCC

linéaire et modulé par diverses porteuses. La bande à $-10dB$ est de $497MHz$. Ces signaux sont conformes au gabarit européen et définis selon les canaux du futur standard IEEE 802.15.4a.

La combinaison linéaire de gaussienne et dérivées présente une réponse beaucoup plus plate en bande passante que le sinus cardinal limité dans une fenêtre temporelle mais au prix d’une atténuation moins rapide en limite de bande. La durée de l’impulsion à base de sinus cardinal est deux fois supérieure à celle de l’impulsion à base de gaussienne pour le gabarit FCC et 1,5 fois supérieure pour le gabarit européen.

4.5.3 Autres exemples de modulation

Dans [20], une sinusoïde module une impulsion triangulaire. L’intérêt principal de la technique serait la génération plus aisée du triangle par rapport à une gaussienne, ses dérivées ou un sinus cardinal. Une approche similaire est décrite dans [65]. Dans [53], une succession

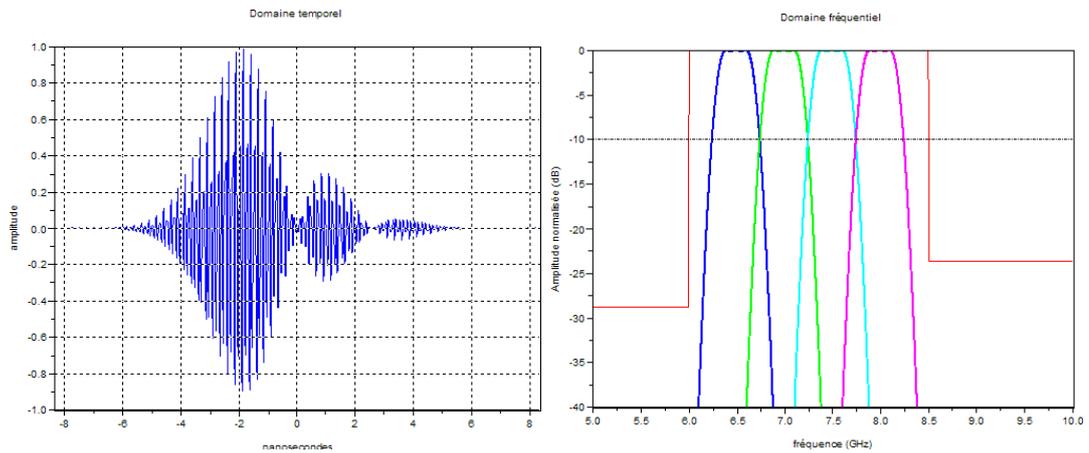


FIG. 4.16 – Forme d’onde et spectre d’un sinus cardinal conforme au gabarit européen

d’impulsions triangulaires d’amplitude variable est employé créant l’équivalent d’un signal triangulaire modulé. Dans [88] et [89], l’impulsion modulante a une forme en tangente hyperbolique. La tangente hyperbolique est employée car possédant un spectre très proche de celui de la gaussienne. Elle est approchée par un signal triangulaire, ensuite modulé sur une porteuse.

Dans [50], des fonctions splines sont modulées sur porteuse. Elles sont obtenues par intégrations successives.

La modulation sur porteuse est en particulier considérée lorsque la bande autorisée est divisée en sous-bandes. Dans ce cas, une même forme impulsionnelle peut être modulée par différentes porteuses afin de s’adapter aux différentes sous-bandes [10].

4.6 Impact de la forme d’onde sur la qualité de la transmission

La forme d’onde gaussienne est souvent considérée comme très intéressante du fait de son caractère optimal vis-à-vis du principe d’incertitude de résolution temps-fréquence.

Différents travaux ont étudié l’impact de l’emploi de différentes formes d’onde sur la qualité de la communication.

Dans [9], un canal AWGN (bruit gaussien blanc additif) est considéré en liaison directe ou avec multi-trajets (deux en fait) et un récepteur cohérent est employé. L’étude montre seulement la supériorité des formes d’onde dépourvues de composante continue et l’influence du délai du chemin secondaire sur le taux d’erreur binaire (BER) en fonction de la forme d’onde.

Dans [99], la qualité de communications ULB en présence d’interférence est proposée. Des formes d’onde carrée, gaussienne et de Rayleigh sont simulées. La résistance au brouillage est meilleure avec une impulsion gaussienne ou de Rayleigh qu’avec une impulsion carrée.

Dans [41], une étude est proposée évaluant le BER en fonction de l’angle de réception pour une impulsion gaussienne.

Une étude plus complète serait nécessaire pour évaluer l’impact des différentes formes d’onde évoquées dans ce chapitre sur la qualité de la transmission en fonction de différents modèles de canaux.

4.7 Mise en forme impulsionnelle par filtrage

De façon idéale, l’obtention d’un gabarit particulier peut être vu comme la réponse d’un filtre approprié à une impulsion de Dirac. Cette idée est développée dans [15] en modélisant l’impulsion sous la forme d’un signal carré et en recherchant quelle doit être la durée optimale de ce signal afin de satisfaire aux contraintes du gabarit et minimiser la consommation

notamment due aux pertes lors du filtrage.

Cependant, au-delà de cette première approche, l'objectif est de définir une méthode générale et un algorithme permettant de définir la forme d'onde la plus appropriée pour un gabarit donné et en fonction de contraintes de conception. Dans [47], un algorithme est proposé pour définir les coefficients d'un filtre à réponse impulsionnelle finie en fonction de la forme d'onde émise à l'antenne (un monocycle gaussien est considéré comme exemple) et en fonction de la complexité imposée pour le filtre. Une approche similaire est développée dans [96] mais la complexité des filtres proposés est peu compatible avec une mise en œuvre effective.

Dans [26], le gabarit est divisé en cinq parties correspondant chacune à une fonction distincte. La fonction impulsionnelle est alors la combinaison linéaire de cinq fonctions dont le spectre est de type RRC (Root Raised Cosine), le coefficient de « roll-off » permettant de jouer sur l'adéquation au gabarit, le taux d'erreur binaire, la puissance émise et les oscillations résiduelles.

Chapitre 5

Techniques principales de réalisation

5.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la présentation des principales techniques de mise en œuvre de la génération d’impulsions à ultra-large bande. Nous abordons tout d’abord les techniques de réalisation hybride puis les techniques d’intégration monolithique ou potentiellement compatibles avec une intégration monolithique.

5.2 Génération d’impulsion à effet avalanche

Un transistor placé en condition d’avalanche subit une variation très rapide de son état exploitable pour la génération d’une impulsion [77]. Le champ électrique doit être suffisamment important sur la jonction polarisée en inverse pour libérer des électrons, des trous. Ces électrons et trous sont accélérés et entrent en collision avec d’autres atomes, créant d’autres paires électron-trou et ainsi de suite, produisant ainsi une contre-réaction positive. La valeur maximale de courant est fixée par les éléments du circuit extérieurs au transistor. Une avalanche mal contrôlée peut conduire à la destruction d’une jonction semiconductrice. L’effet d’avalanche est habituellement considéré comme indésirable du fait du risque de destruction. Un transistor ou plus généralement une technologie ainsi que leur emploi sont donc spécifiés afin d’éviter son occurrence.

Le circuit de la FIG. 5.1 représente un générateur d’impulsions à avalanche. La base du transistor bipolaire NPN est pilotée par une impulsion obtenue par le filtrage passe-haut d’un signal carré. Avant impulsion, la base est polarisée à une tension nulle ou négative, le courant de collecteur est nulle et la capacité C_o est chargée via la résistance R_C . A condition que la polarisation du transistor soit adéquate (tension V_{CE} nettement supérieure à celle recommandée pour un usage normal, droite de charge active entièrement placée hors de la zone d’emploi sûr), l’avènement de cette impulsion sur la base va provoquer l’effet avalanche. Le courant de collecteur I_C augmente très rapidement alors que la tension V_{CE} décroît également très rapidement provoquant la décharge de C_o . Une fois la capacité déchargée, le transistor se bloque puis après charge de la capacité, retourne aux conditions initiales de polarisation. Ce type de montage permet d’obtenir des impulsions subnanoseconde. Cependant, une la-

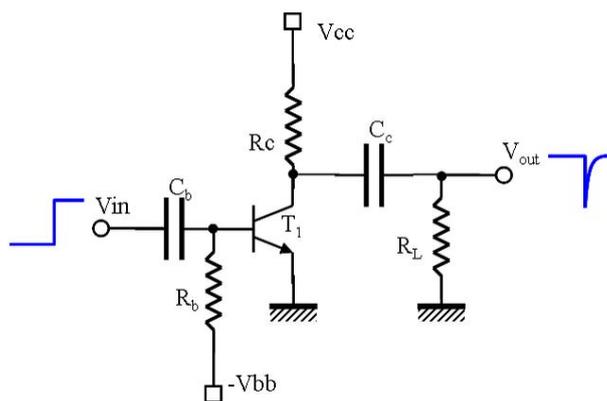


FIG. 5.1 – Générateur d’impulsions à effet avalanche

tence est nécessaire avant que le montage retourne à son état de repos et donc avant qu’il y ait possibilité de déclenchement d’une nouvelle impulsion. L’effet avalanche est difficile à caractériser et dépend de la température et de la technologie. Les tensions élevées requises (environ 60V) sont peu compatibles avec une opération sur batterie et avec une intégration monolithique à bas coût.

En montage hybride, cette technique peut être mise en œuvre avec des composants communs tel que 2N3904, 2N2222 et 2N918.

5.3 Génération d'impulsion à effet tunnel

Des diodes à effet tunnel sont utilisables pour produire une impulsion. Ces diodes sont fabriquées en germanium ou GaAs avec un dopage environ mille fois supérieur à celui d'une diode conventionnelle. Il en résulte une jonction très fine. Du fait d'effets quantiques, des électrons peuvent traverser directement cette couche même s'ils n'ont pas une énergie suffisante pour surmonter la barrière de potentiel.

Les limites principales sont la faible amplitude ($250 - 500mV$), une polarisation sensible à la température et un coût élevé du fait du faible volume de production.

La FIG. 5.2 présente la caractéristique $I = f(V)$ d'une telle diode et la FIG. 5.3 un montage d'utilisation.

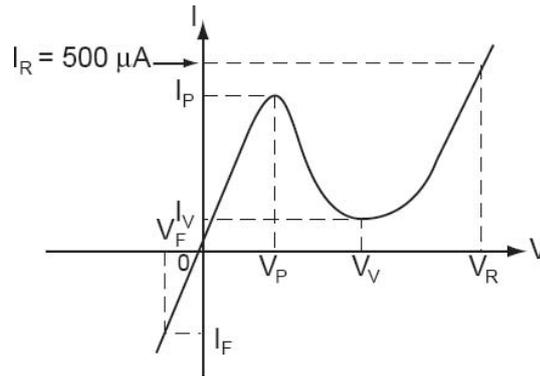


FIG. 5.2 – Caractéristique $I = f(V)$ d'une diode à effet tunnel (source : M-pulse Microwave)

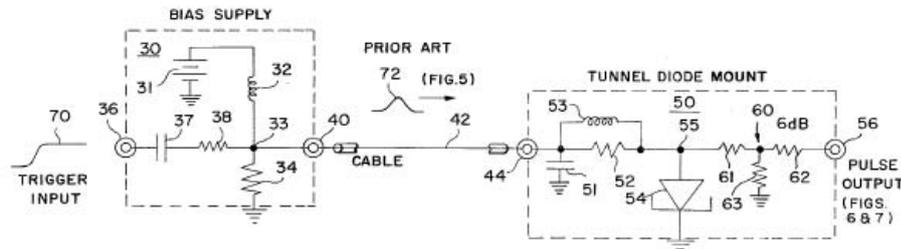


FIG. 5.3 – Générateur d'impulsions à effet tunnel (source : [3])

5.4 Génération d'impulsion à diodes SRD

Parmi les composants électroniques discrets, la diode Step Recovery Diode (SRD) est sans doute le composant ayant suscité le plus d'intérêt pour la génération d'impulsions.

La diode SRD est une diode de type P.I.N., pouvant être réalisée en technologie silicium mais étant toutefois plus performante en AsGa. Ses caractéristiques statiques sont similaires à celles d'une diode à jonction PN conventionnelle mais ses caractéristiques dynamiques en commutation sont très différentes ([57]). La diode SRD possède une très forte dépendance entre son impédance de jonction et la charge interne, stockée dans la couche intrinsèque en polarisation directe. Ce stockage de charge est dû au temps de recombinaison non nul des porteurs minoritaires injectés en polarisation directe.

Après une polarisation en directe au cours de laquelle des charges sont stockées, en polarisant la diode en inverse, celle-ci continue à conduire et ceci tant que la charge n'est pas évacuée de

la couche intrinsèque. Durant cette phase, la diode présente une impédance très faible, typiquement inférieure à 1Ω . Une fois la couche intrinsèque déplétée, la diode passe brutalement en haute impédance : on dit qu'elle « claque » (snap off). Ce changement brutal d'impédance de durée inférieure à la nanoseconde est mis à profit pour générer des impulsions.

La FIG. 5.4 présente un montage basique permettant d'augmenter la raideur d'un front en utilisant une diode SRD. La FIG. 5.5 présente les chronogrammes associés. La source continue V_b délivre à la diode un courant constant I_F permettant le stockage de charge dans la jonction. Lorsque la source V_{in} présente un front montant, le courant traversant la diode I_d s'inverse. Du fait des charges accumulées en polarisation directe, l'impédance de la diode demeure basse jusqu'à ce que l'ensemble des charges soient évacuées. L'impédance passe alors brutalement d'un état de quasi court-circuit à celui de circuit ouvert. La source V_{in} se trouve alors appliquée à la charge R_L provoquant aux bornes de celle-ci la production d'un front en tension.

La plupart des montages proposés a pour objet la production de monocycles.

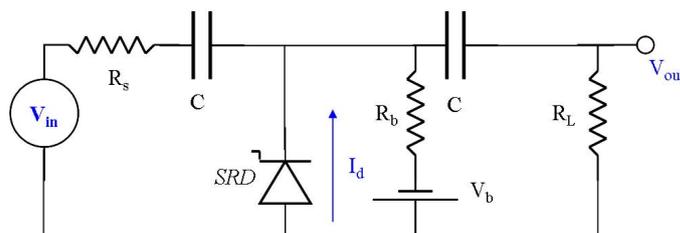


FIG. 5.4 – Générateur de front raide à diode SRD

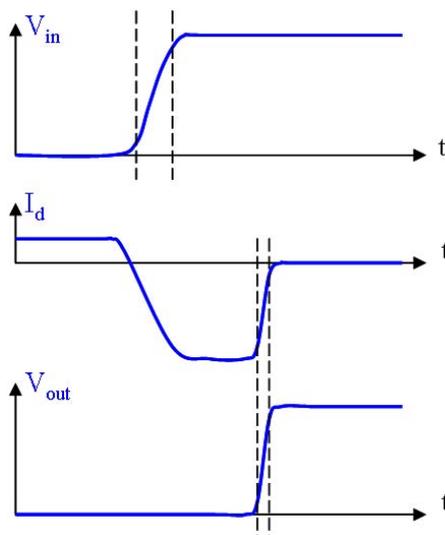


FIG. 5.5 – Chronogramme d'un générateur de front raide à diode SRD

Dans [36], le montage présenté permet d'obtenir un monocycle de $2V$ crête-à-crête et de largeur $333ps$ à partir d'un signal carré de temps de montée de $10ns$ et de fréquence $10MHz$. La diode SRD utilisée possède un temps de transition de $75ps$, une durée de vie nominale de $10ns$ et une capacité de jonction de $0,6pF$. Dans [37], les mêmes auteurs proposent un autre circuit faisant appel à une diode SRD, une diode Schottky, un transistor FET et un amplificateur MMIC (FIG. 5.6). Le circuit, réalisé en technique micro-rubans, permet d'obtenir des monocycles de largeur $300ps$ et d'amplitude crête-à-crête d'environ $2V$, à une fréquence de $10MHz$. Les monocycles sont obtenus par combinaison de deux impulsions en opposition de phase et décalées.

Dans [24], le montage proposé (FIG. 5.7) permet d'obtenir des monocycles de largeur $300ps$

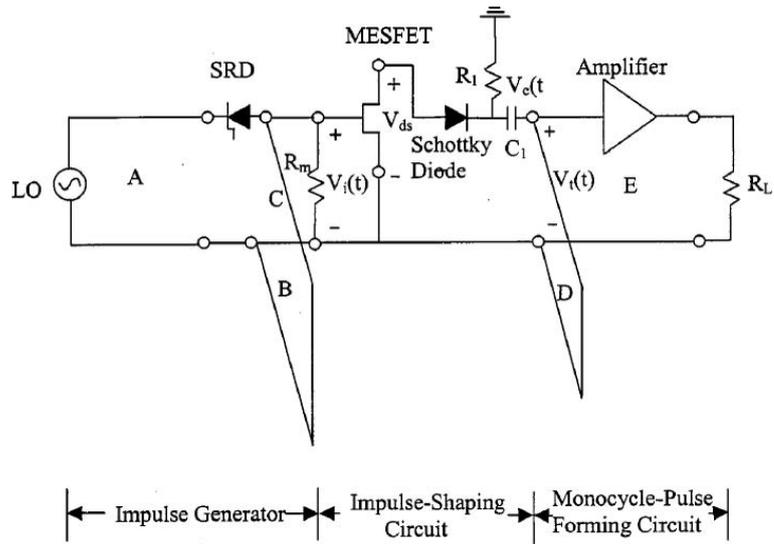


FIG. 5.6 – Générateur de front raide à diode SRD et transistor FET

et d'amplitude $200mV$ crête-à-crête avec des oscillations résiduelles ramenées à $-17dB$. Les monocycles sont obtenus par dérivation grâce à un simple filtre RC. L'avantage est que le monocycle a une durée proche de celle de l'impulsion utilisée. La source associée à la diode SRD produit un front raide réfléchi par le stub en court-circuit. La combinaison des deux signaux produit une impulsion dont la largeur est fixée par la longueur du stub. Un circuit composé de deux diodes Schottky, d'un stub et d'un circuit de polarisation permet d'éviter la production successive de plusieurs impulsions à partir d'un déclenchement et de réduire les oscillations après l'impulsion.

Dans [63], une structure à sortie différentielle est proposée. Les signaux produits en sortie

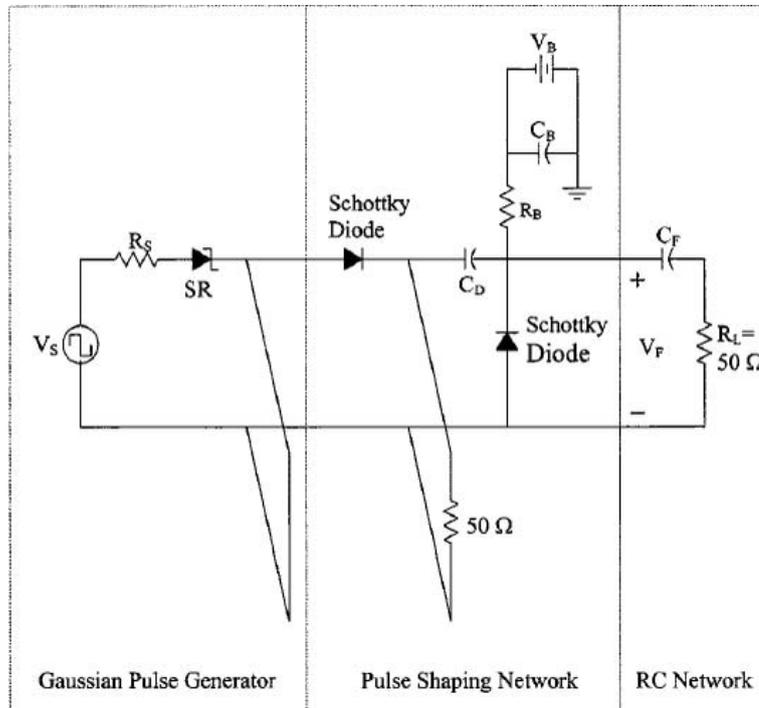


FIG. 5.7 – Générateur de front raide à diode SRD

sont des impulsions de largeur $335ps$ et d'amplitude $900mV$ ou $1,6mV$ à une fréquence de $20MHz$.

Dans [35], une structure est décrite permettant de générer et moduler les impulsions ULB à partir du signal en bande de base. Le circuit permet d'obtenir un signal modulé en On-Off Keying (OOK), Pulse Position Modulation (PPM), Pulse Amplitude Modulation (PAM) et Phase Shift Keying (PSK). Le circuit proposé est simple et utilise deux diodes SRD tête-bêche (FIG. 5.8). La résistance $R1$ sert à appairer les impédances et le filtre LC produit une double dérivation permettant l'obtention de l'équivalent d'une dérive seconde d'une impulsion gaussienne. Le signal en bande de base est un signal carré sur trois niveaux $[-1, 0, 1]$ afin d'obtenir les différentes modulations. Les caractéristiques obtenues en mesure ne sont pas présentées.

Dans [94], le circuit proposé permet de modifier numériquement la durée de l'impulsion en

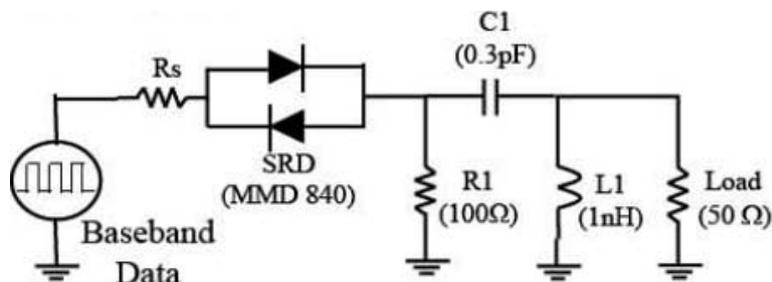


FIG. 5.8 – Générateur de front raide à deux diodes SRD

commutant des modules constitués de lignes de transmission et diodes PIN afin d'ajuster la largeur de la bande de fréquences de l'impulsion. Les résultats de simulation montrent une variation de la bande de $550MHz$ à $2GHz$.

Les diodes SRD sont utilisables pour produire des signaux ULB mais dans la mesure où les plus performantes sont fabriquées en technologie non silicium, leur emploi est restreint à des montages hybrides. De ce fait, l'essentiel des recherches concernant la génération de signaux ULB traite désormais des circuits compatibles avec une intégration monolithique. Nous abordons les principales approches dans la suite de ce chapitre.

5.5 Générateurs d'impulsion compatibles avec une intégration monolithique

5.5.1 Classification des architectures

Nous traitons dans cette section les architectures intégrées sur puce ou du moins faisant uniquement appel à des composants communs intégrables sur une puce, en technologie silicium de préférence.

Nous pouvons distinguer :

- les structures intégrables produisant une impulsion semblable à une gaussienne ou à une de ses dérivées ;
- les structures intégrables produisant une forme d'onde plus complexe afin de satisfaire au mieux les limites d'un gabarit ;
- les structures intégrables à formes d'onde programmables.

Ces derniers sont souvent des évolutions des architectures précédentes afin de pouvoir répondre à des contextes d'emploi divers.

5.5.2 Générateurs d'impulsions à forme gaussienne ou dérivées

Générateurs de gaussienne

Le signal gaussien ou ses dérivées sont souvent considérées comme très intéressants du fait de la bonne localisation temps-fréquence vis-à-vis du principe d'incertitude temps-fréquence.

Dans [101], un filtre transversal distribué à réponse impulsionnelle finie servant à la mise en forme d'une impulsion et réalisé en technologie CMOS $0,18\mu m$ est présenté. Dans ce travail, un des objectifs affichés est aussi de pouvoir adapter la forme d'onde en fonction de l'application, de l'antenne utilisée et de la régulation locale. La FIG. 5.9 montre le schéma électrique du circuit. Les associations d'inductances et capacités introduisent les délais et les amplificateurs fournissent des gains jouant le rôle de multiplications par les coefficients du filtre. Le choix de cette structure est dû aux avantages suivants :

- il est possible d'obtenir une bande passante très importante, seulement limitée par la fréquence de coupure des lignes de transmission ;
- les coefficients du filtre peuvent être aisément et indépendamment ajustés par le gain des cellules ;
- la structure ne nécessite pas d'horloge ni de cellules numériques très rapides, ce qui bénéficie à la consommation.

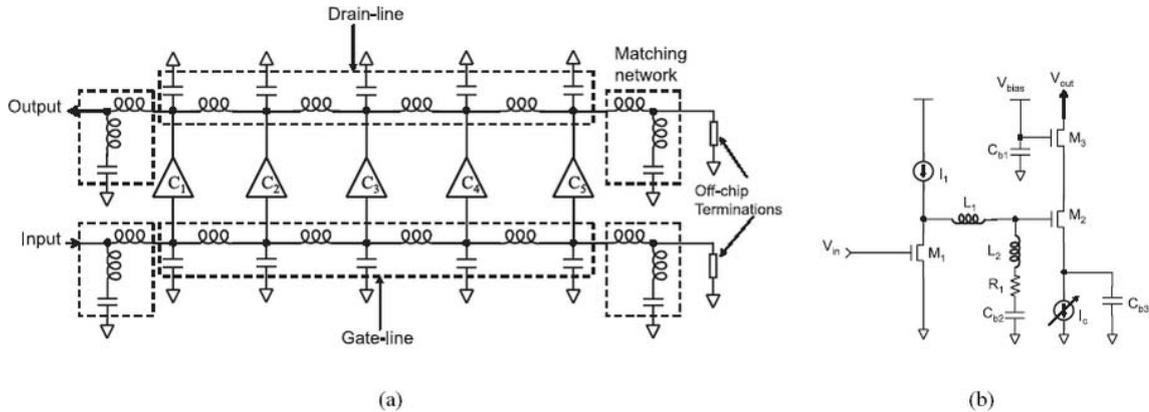


FIG. 5.9 – Filtre transversal distribué

Pour cette conception, un délai de $50ps/coefficient$ est choisie, soit un délai total de $200ps$ pour 5 étages. La résolution temporelle dépend du délai par coefficient alors que la durée de l'impulsion dépend du délai total.

Les cellules de gain sont réalisées par des amplificateurs à deux étages dont le gain peut être ajusté en modifiant le courant de polarisation de l'étage de sortie. Les coefficients sont calculés par itérations successives en fonction de leur ordre temporel d'influence sur la forme de l'impulsion. Les tests effectués montrent la génération d'une forme d'onde carrée ou d'une gaussienne à partir d'un signal d'entrée gaussien de largeur $40ps$.

Il est important de noter que ce filtre peut constituer un élément d'un générateur d'impulsion mais que ne produisant pas lui même une impulsion, un générateur performant est nécessaire en amont.

Dans [4], l'impulsion est produite par la commutation d'une période de sinusoïde, en considérant que tant la forme temporelle que la forme fréquentielle sont proches de celles d'un monocycle gaussien. Le circuit réalisé en technologie BiCMOS $0,18\mu m$ donne une largeur d'impulsion de $220ps$ pour une fréquence centrale de $6GHz$. Le circuit met en œuvre les modulations PPM et BPSK. La PRF est paramétrable via un compteur sur $6bit$. L'oscillateur est extérieur au circuit.

[17] propose un générateur d'impulsions en monocycle gaussien par la commutation successive de deux transistors MOS. La FIG. 5.10 présente le circuit utilisé : le transistor P1 sert à obtenir les fronts montants du monocycle et le transistor N1 le front descendant. Afin de ne rendre actif les transistors P1 et N1 que durant les transitions, des filtres passe-haut sont placés sur les grilles dont les commandes sont décalées par des chaînes d'inverseurs. Les inverseurs commandant les sources des transistors P1 et N1 ont un double rôle : éviter d'une part que les transistors P1 et N1 soient passants simultanément ce qui nuirait à la mise en forme impulsionnelle et augmenterait la consommation et d'autre part aider à ramener la tension

de sortie à 0V après génération de l'impulsion.

La technique a été conçue et simulée en technologie CMOS 350nm (FIG. 5.11). Le spectre

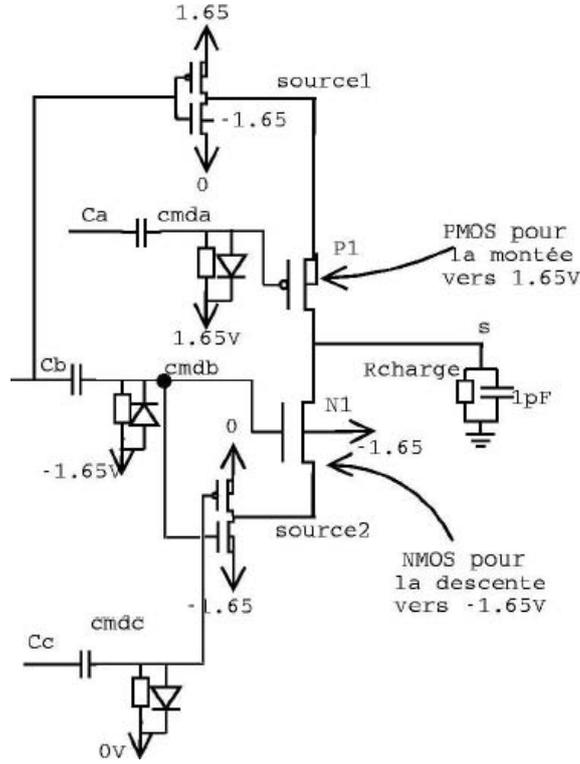


FIG. 5.10 – Générateur à commutation successive de transistors

obtenu est centré sur 2GHz du fait des performances de la technologie. L'emploi d'une technologie plus récente permettrait d'obtenir une fréquence centrale plus élevée mais au détriment de l'amplitude de l'impulsion.

Dans [5], le générateur d'impulsion consiste en un générateur d'impulsions triangulaires rapides et en un filtre à réponse impulsionnelle gaussienne (FIG. 5.12). Le générateur d'impulsions triangulaires combine un signal avec le même signal retardé via une porte NAND. La largeur de cette impulsion est à peu près égale au retard utilisé. Le filtre est réalisé par la mise en cascade de trois cellules complexes, elles-mêmes réalisées par des structures Gm-C à paires différentielles à « bouclage partiellement positif » (FIG. 5.13 et FIG. 5.14). Un étage est défini par les équations suivantes :

$$\frac{d(x(t))}{dt} = (\sigma + j \cdot \omega) \cdot x(t) + (c_{re} + j \cdot c_{imag}) \cdot u(t) \quad (5.1)$$

avec

$$x(t) = x_{re} + j \cdot x_{imag} \quad (5.2)$$

où c_{re} , c_{imag} , σ , ω sont des paramètres réels du système. L'enveloppe de la réponse impulsionnelle de $n + 1$ étages mis en cascade est :

$$h(t) = (c_{re} + j \cdot c_{imag})^{n+1} \cdot \text{fract}^n n! \cdot e^{\sigma t} \cdot U(t) \quad (5.3)$$

L'approximation à une fonction gaussienne est d'autant meilleure que l'ordre du filtre est élevée. Dans le circuit réalisé, trois étages sont cascades.

Ce circuit utilise des horloges de quelques MHz donc à bas coût. Les résultats de mesure du circuit intégré en technologie CMOS 0,18μm donnent une largeur d'impulsion à 375ps et d'amplitude crête-à-crête 175mV. L'impulsion transmise à l'antenne est proche d'un mono-cycle gaussien. Des mesures ont également été effectuées avec divers types d'antennes.

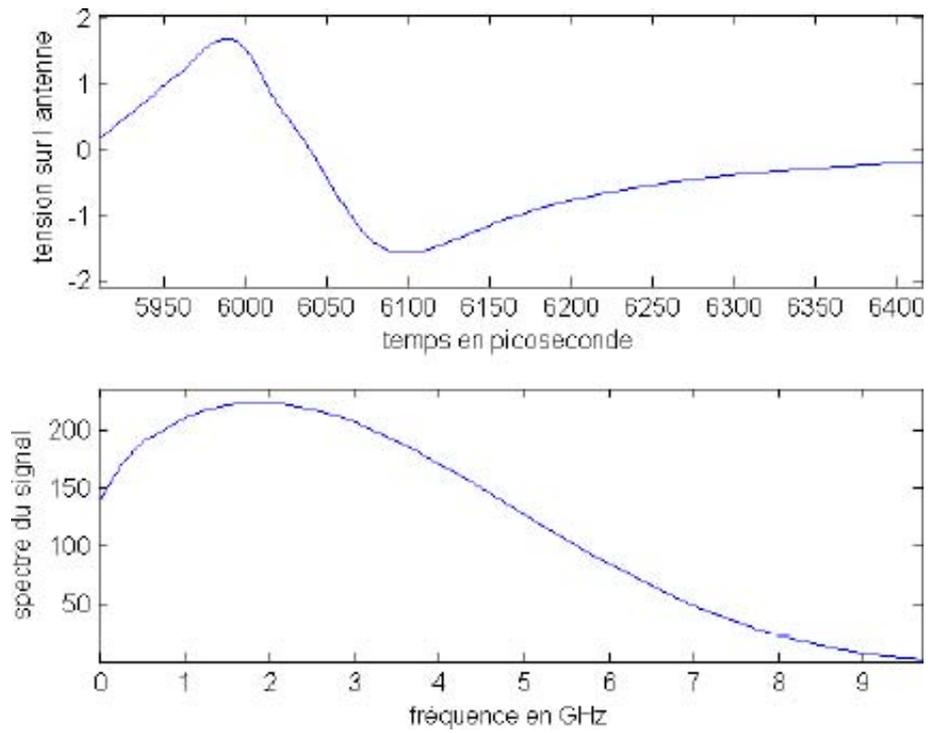


FIG. 5.11 – Générateur à commutation successive de transistors

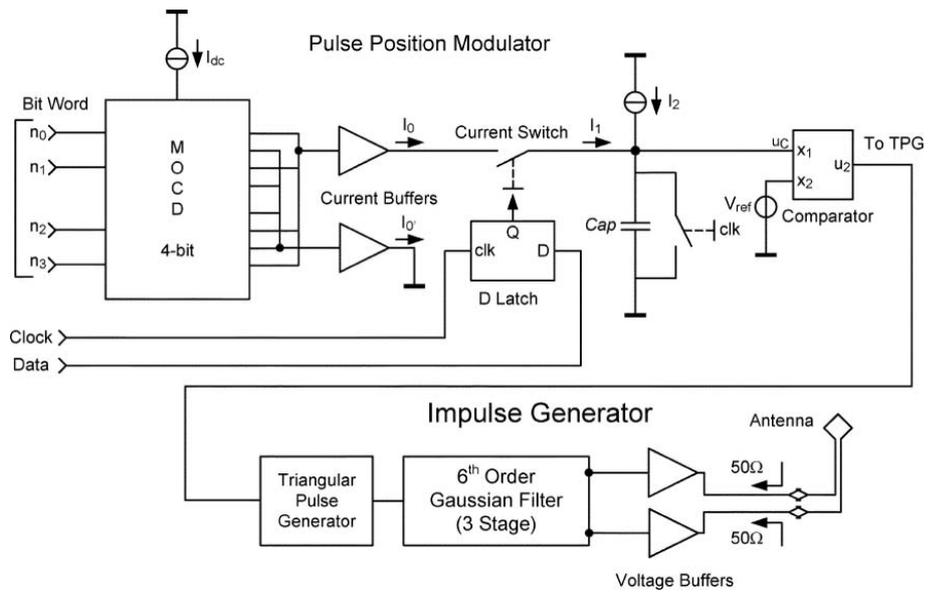


FIG. 5.12 – Générateur d'impulsions à filtre gaussien

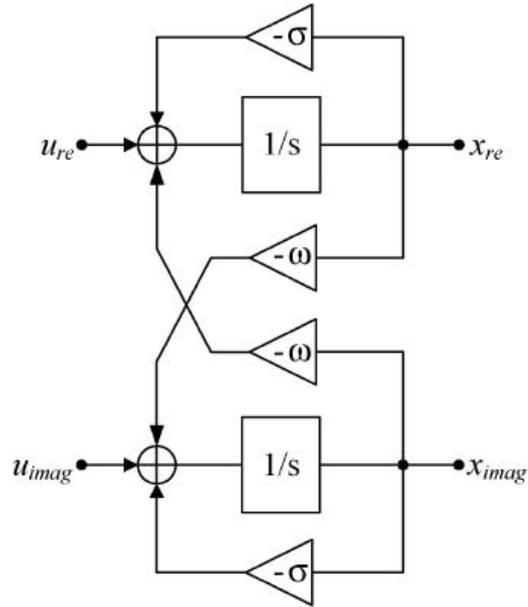


FIG. 5.13 – Structure d'un filtre à réponse impulsionnelle gaussienne

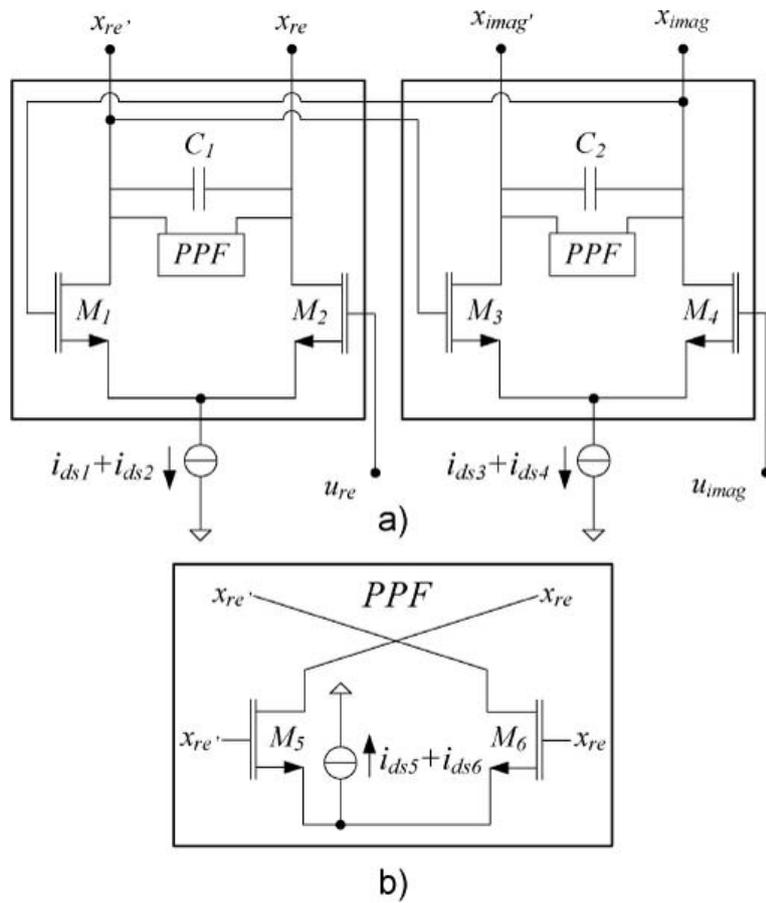


FIG. 5.14 – Circuit d'un étage de filtre à réponse impulsionnelle gaussienne

La technique de génération d'impulsion en portes logiques est encore utilisée dans [27] où un signal et son image retardée sont combinés dans une porte XOR, ces circuits étant réalisés en logique différentielle CMOS (FIG. 5.15). Un filtre résonateur, utilisé comme dérivateur permet d'obtenir une forme d'onde de type monocycle gaussien. Ce filtre en éléments passifs est intégré sur la puce. Seuls des résultats de simulation sont fournis (technologie CMOS 0,18 μm).

La même technique est encore utilisée dans [28].

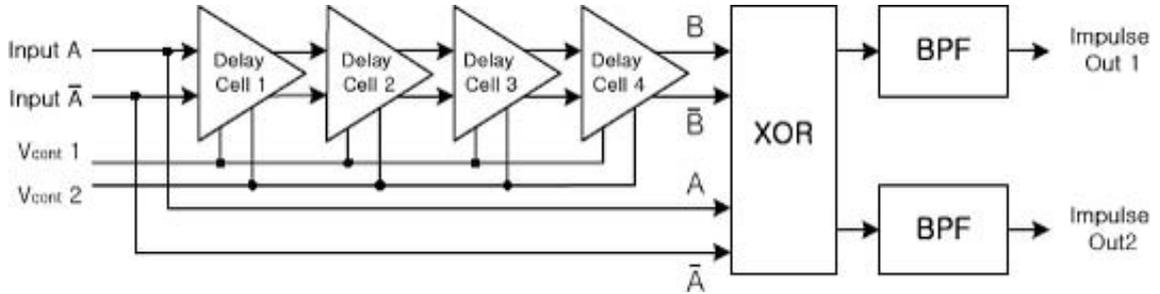


FIG. 5.15 – Circuit différentiel à portes logiques et filtres

Dans [39] et [38], un principe proche est utilisé : utiliser la réponse indicielle d'un filtre pour générer l'impulsion souhaitée. La réalisation est cette fois en lignes microruban (FIG. 5.16) et utilise un générateur de fronts raides d'instrumentation (Picosecond Pulse Labs 4016) produisant des fronts descendants de durée 5ps. La FIG. 5.17 présente l'onde mesurée et le spectre obtenu (PRF de 100kHz).

Le même principe a été étudié et développé dans les travaux réalisés à l'ENST ([81] et le

Dielectric substrate (DICLAD [®] 380, ARLON)	ϵ_r	$\tan \delta$ (@10GHz)	Thickness of substrate	Metal film	
	2.17	0.00085	0.508	Cu, 18 μm	
Input/Output lines (50 Ω microstrip line) Coplanar waveguide	w	L_p	Connection line: L_m		
	1.6	5	1.8		
Filter dimensions	L	W	G	S	
	7	3.8	0.2 or 1.5	0.2	

FIG. 5.16 – Filtre passe-bande microruban

chapitre 7).

Dans [49], la technique décrite est basée sur la mise en parallèle de plusieurs transistors NMOS dans un amplificateur de puissance. Les grilles de ces transistors sont commandées de façon décalée de manière à obtenir la forme d'onde désirée (FIG. 5.18), un monocycle dans l'exemple représenté. Les délais entre les commandes de grilles doivent être très bref (50ps ici) et assez précis. Le générateur de délais est réalisé en logique MCML. La porte n'est autre qu'un étage d'entrée d'amplificateur. L'avantage de cette logique est la vitesse mais celle-ci est obtenue au prix d'une consommation statique. Le prototype décrit est pourvu d'un dispositif de sauvegarde d'énergie. Seul des résultats de simulations sont fournis (en technologie CMOS 180nm, 1,8V). Un filtre passe-bande est nécessaire en sortie pour garantir le respect du gabarit réglementaire. En utilisant quatre transistors MOS dans l'amplificateur, des formes d'onde différentes peuvent être produites en fonction du séquençage des commandes sur les grilles, rendant ainsi le générateur capable de produire une gaussienne ou un monocycle et dans changer la polarité. L'inductance (RF choke inductor) peut être un handicap pour une intégration complète.

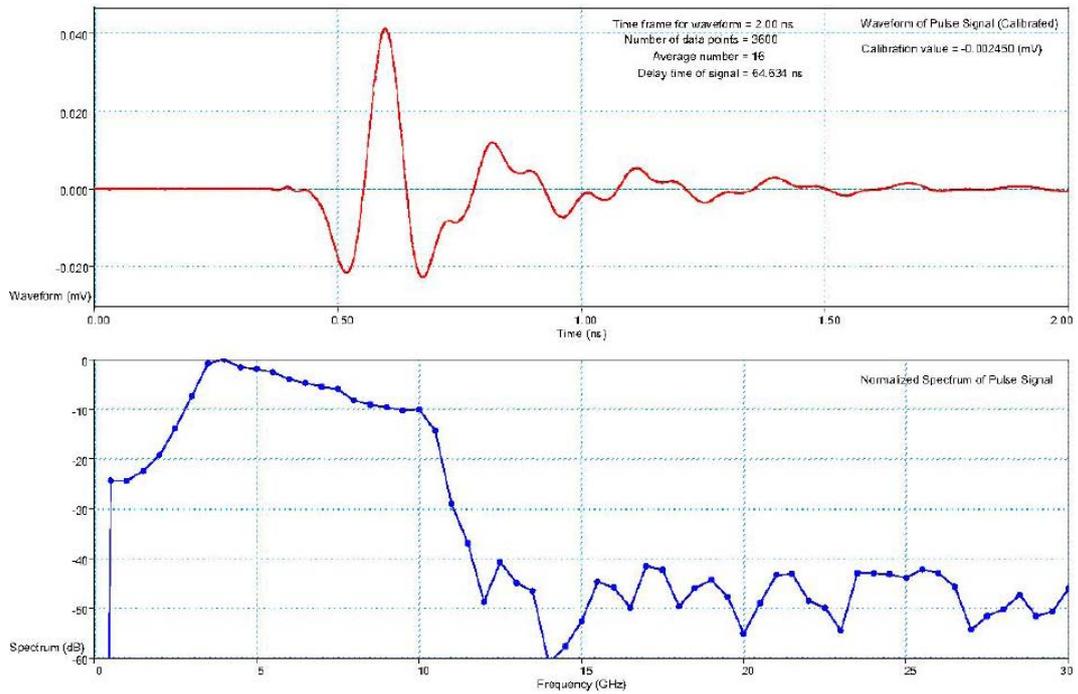


FIG. 5.17 – Réponses temporelle et fréquentielle

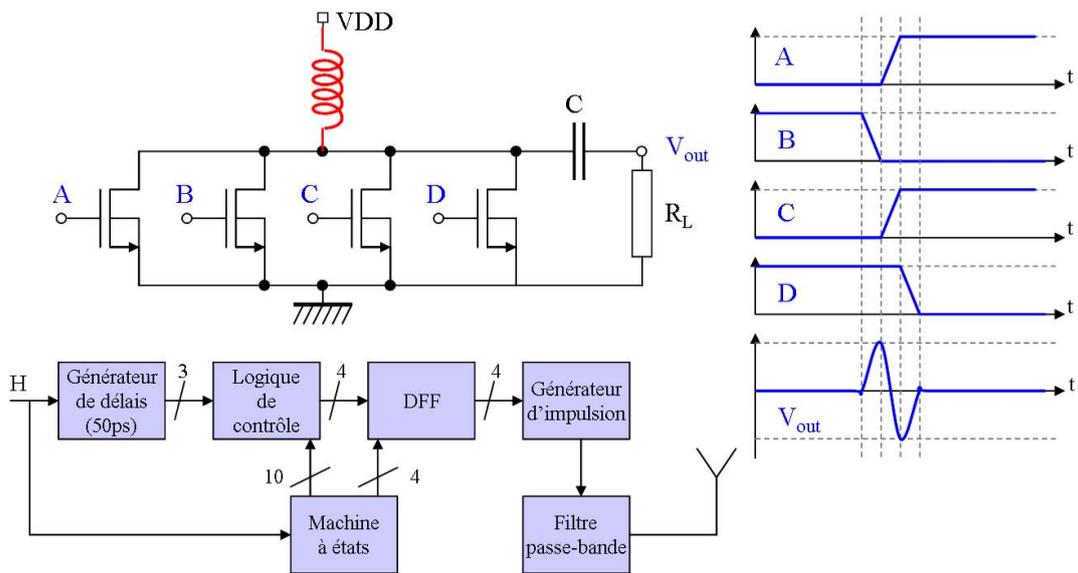


FIG. 5.18 – Circuit à amplificateur de puissance à commande programmable

Générateurs de monocycle de Scholtz

Dans [33] est décrit un circuit en technologie bipolaire produisant une dérivée seconde de gaussienne (monocycle de Scholtz). En fait, l'emploi de la technologie bipolaire permet l'obtention de caractéristiques exponentielles, ici en \tanh^2 , cette fonction étant très proche de la fonction gaussienne. Cette similitude est notamment mise en évidence par un développement limité. Ensuite, une capacité et une inductance réalise la double dérivation (FIG. 5.19). Ce circuit suppose qu'une forme en \tanh ait été préalablement générée. Ce circuit a été simulé en utilisant les transistors BJT disponibles dans une technologie CMOS mais aucun résultat de mesure n'est reporté. Un travail plus théorique est présenté dans [40] pour la recherche

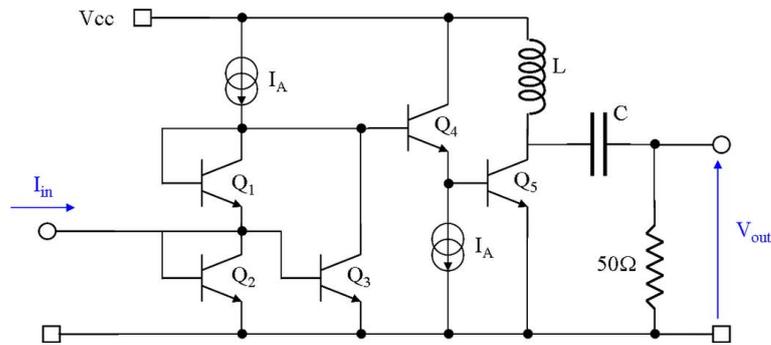


FIG. 5.19 – Générateur de monocycle de Scholtz

d'une forme optimale d'impulsion pour le gabarit FCC. Dans ce travail, une combinaison de signaux en tangente hyperbolique est utilisée.

5.5.3 Générateurs de formes d'onde complexes

Générateurs d'impulsions à sinus commuté

L'idée développée dans [97] et [98] consiste à exploiter le fait que la plupart des circuits complexes intègrent des oscillateurs et des boucles à verrouillage de phase pour la génération des horloges. Le principe consiste à générer un signal sinusoïdal à la fréquence centrale choisie et à commuter celui-ci selon une fenêtre temporelle dont la largeur dépend de la largeur de bande désirée (FIG. 5.20 et FIG. 5.21). Des circuits différentiels étant utilisés, la phase peut être inversée par commutation à la sortie du décodeur. Un circuit a été intégré en technologie CMOS 180nm pour une fréquence centrale de 4GHz intégrant la boucle à verrouillage de phase, le circuit de contrôle de la fenêtre temporelle, le décodeur, le générateur d'impulsions et un convertisseur à approximations successives (pour acquisition de données issues d'un capteur). Le but est ici de produire un signal de 1,5GHz de largeur de bande et pour différentes fréquences centrales. Cette dernière possibilité n'étant toutefois pas mise en œuvre dans le circuit décrit. Les relevés de mesure montrent une oscillation résiduelle importante (FIG. 5.22). Ce phénomène serait dû selon les auteurs à un problème de couplage par le substrat.

Génération de fronts raides

La génération de fronts suffisamment raides représentent souvent la première difficulté à surmonter pour pouvoir générer des impulsions. Il s'agit de produire des transitions entre niveaux extrêmes d'alimentation en un temps de quelques dizaines de picosecondes à partir de fronts de signaux relativement lent (de quelques centaines de ps à la ns). De telles transitions sont accessibles à l'aide de diodes SRD mais ces composants n'étant pas compatibles avec la technologie CMOS, d'autres techniques doivent être employées.

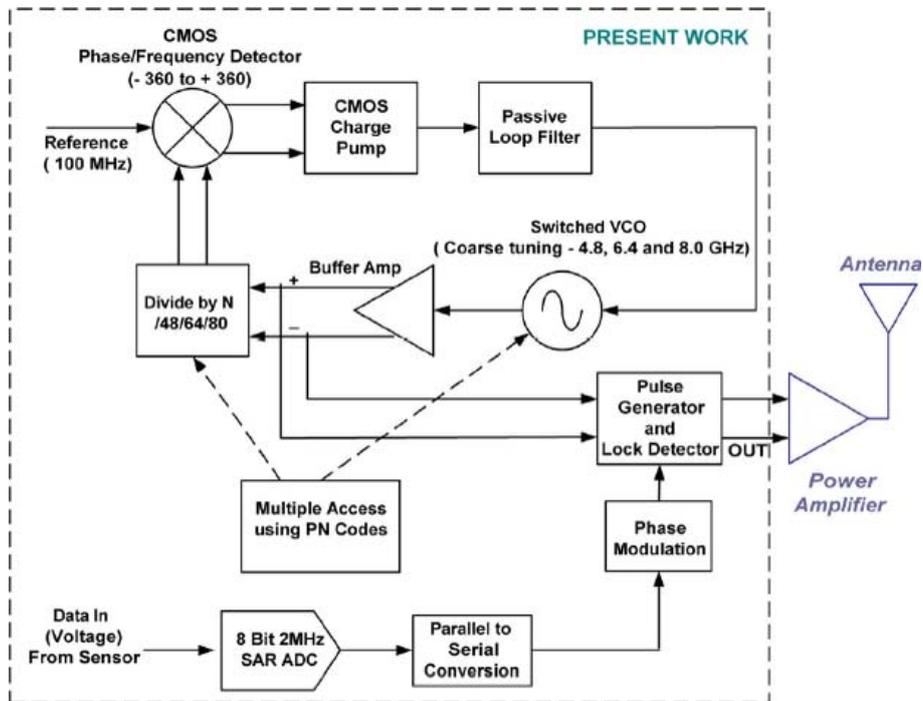


FIG. 5.20 – Générateur d’impulsions à sinus commuté

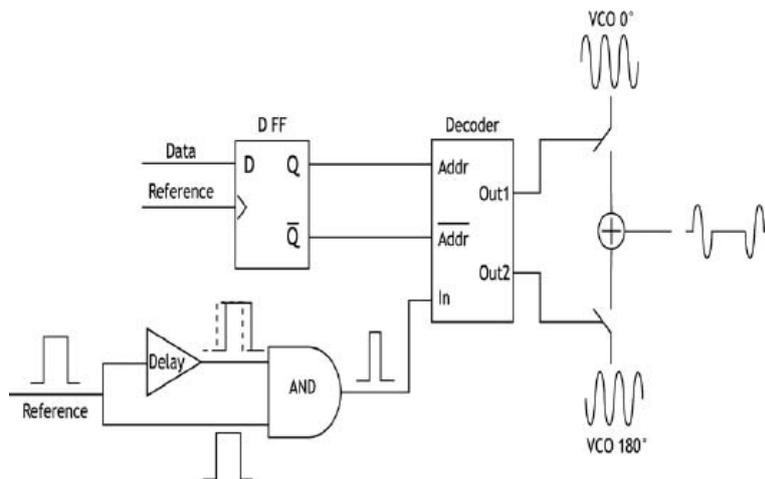


FIG. 5.21 – Générateur d’impulsions à sinus commuté



FIG. 5.22 – Formes d’onde obtenue en mesure

Dans [17], l’obtention de fronts raides met en œuvre des chaînes d’inverseurs CMOS dont le dimensionnement est optimisé de façon à fournir à la fois la puissance nécessaire au générateur d’impulsions et de façon à garantir la raideur des fronts. L’évolution technologique rend plus aisée et moins coûteuse cette solution qui présente l’avantage de ne pas nécessiter de polarisation et donc de consommation hors génération d’impulsion (autre que celle due aux courants de fuites).

Une autre technique consiste à employer une logique MOS différentielle telle que la logique MCML (MOS current mode logic) [69], [49]. Celle-ci nécessite par contre une polarisation du circuit. Pour limiter la consommation, la solution peut consister à ne pas alimenter le générateur entre deux productions d’impulsions.

Générateurs d’impulsions par construction en portes logiques

L’idée majeure est d’éviter l’emploi de fonctions analogiques afin d’être le plus possible compatible avec une technologie CMOS à bas coût. Différentes approches sont proposées. Les principales sont exposées ci-dessous.

Dans [76] et [75], un oscillateur à basse fréquence (33MHz) est utilisé suivi d’une DLL (Digital Locked Loop) dont la ligne à retard contrôlée en tension est constituée d’une succession de buffers dont les sorties sont les entrées d’un circuit combinatoire constitué de portes *AND* et *OR*. 32 sorties de buffers sont ainsi combinées pour obtenir un signal à 533MHz . Ce signal constitue ensuite l’entrée de lignes à retard combinées pour former un monocycle gaussien de largeur 340ps avec $PRF = 1,87\text{ns}$ (FIG. 5.23). Le générateur est complété par une structure à deux paires différentielles couplées. Un changement de phase est obtenu par multiplexage des sorties des lignes à retard à l’entrée des portes *NAND*. L’impulsion produite est centrée sur $3,2\text{GHz}$ avec une largeur de bande $B_{-10\text{dB}} = 4,7\text{GHz}$ (résultats de simulation). Dans [74], le même principe est utilisé mais des latches sont introduites pour contrôler le changement de phase.

La dérivée cinquième de la gaussienne constitue une fonction appropriée pour une génération d’impulsion ULB conforme au gabarit de la FCC et ce sans qu’un filtrage supplémentaire soit nécessaire ([29]). Pour approcher cette fonction, une structure en portes logiques est utilisée (FIG. 5.24).

La technique consiste à jouer sur les délais des portes et la recombinaison via le circuit de sortie pour obtenir la forme impulsionnelle désirée. Les résultats de simulation montrent l’obtention de la densité spectrale désirée (simulation en technologie CMOS $0,18\mu\text{m}$) mais

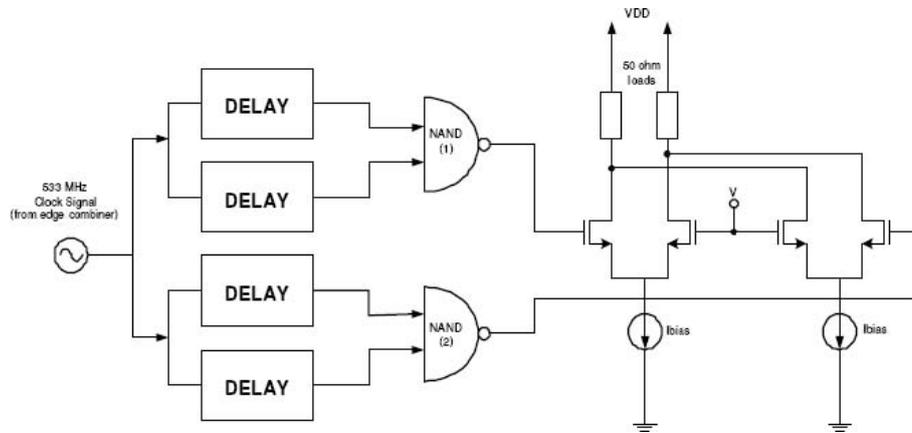


FIG. 5.23 – Générateur d'impulsions en portes logiques

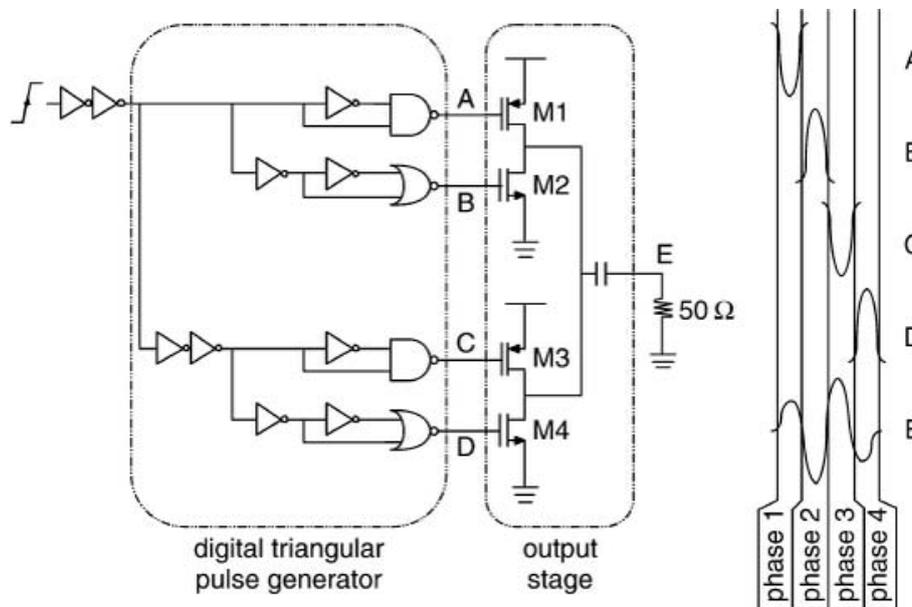


FIG. 5.24 – Générateur de dérivée gaussienne du cinquième ordre

l'architecture n'a pas été telle que l'objet d'une intégration suivie de mesures dans cette technologie (FIG. 5.25). En pratique, cette technique risque d'être fortement dépendante des dispersions pouvant engendrer des décalages entre les impulsions déformant le spectre obtenu.

Cependant, une intégration a été effectuée en technologie CMOS $0,5\mu\text{m}$ [30]. Des im-

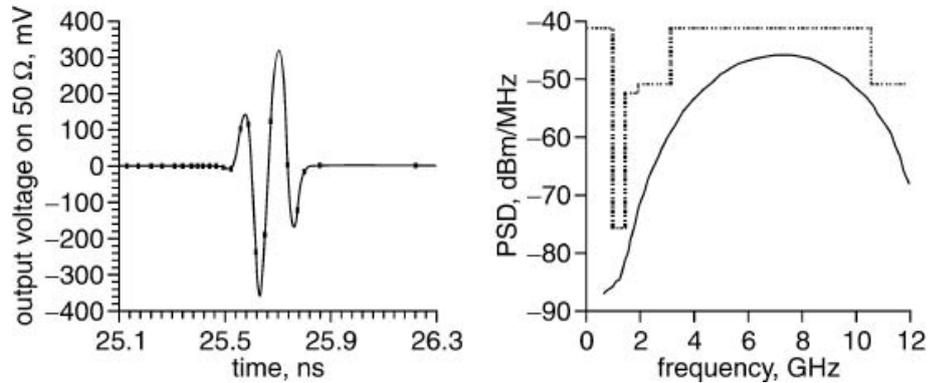


FIG. 5.25 – Simulation d'un générateur de dérivée gaussienne du cinquième ordre

pulsions de durée $2,4\text{ns}$ et d'amplitude crête-à-crête 148mV ont été mesurées avec une $PRF = 20\text{MHz}$.

Les mêmes auteurs ont également intégré une autre structure basée sur le même principe mais plus complexe (seuls des résultats de simulation sont reportés) ([31] et [32]). La FIG. 5.26 présente un schéma simplifié de ce circuit. Cette architecture introduit la possibilité de contrôler numériquement la forme d'onde et donc son spectre. En outre, l'impulsion peut être générée en opposition de phase pour obtenir une modulation BPSK.

Le principe de combinaison via une porte OU-exclusif d'un signal et de sa réplique décalée

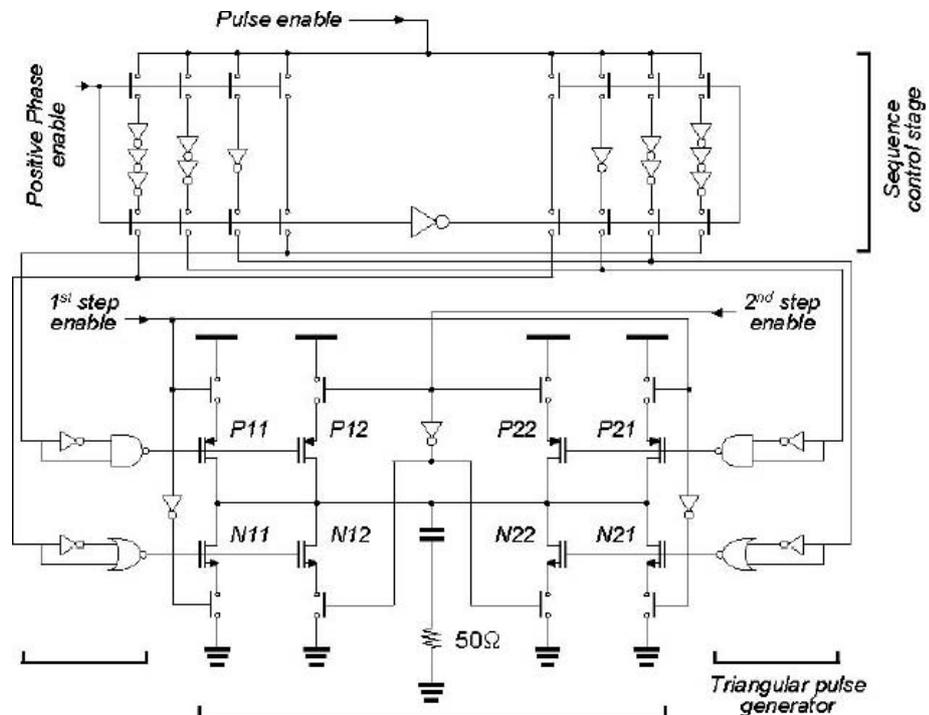


FIG. 5.26 – Générateur biphasé contrôlé numériquement

dans le temps est encore utilisé dans [67]. La réalisation est cette fois faite en portes en technologie ECL (alimentation de 5V , différence de tension entre états logiques haut et bas de 800mV). Les portes logiques utilisées possèdent une sortie complémentaire inversée. Compte

tenu de la nécessité de maîtriser le délai de retard du signal afin d'obtenir une impulsion suffisamment brève, un compromis doit être choisi entre la durée de l'impulsion et son amplitude (impulsion gaussienne de durée $350ps$ mesurée pour une amplitude de $200mV$). Les portes logiques utilisées possèdent une sortie complémentaire inversée. Afin d'accroître la largeur de bande et de supprimer la composante continue, l'idée mise en œuvre consiste à exploiter la sortie complémentaire en la décalant dans le temps afin de constituer un monocycle. La maîtrise du délai permet soit de privilégier la largeur de bande, soit l'amplitude de l'impulsion (délai plus court et front raide mais recombinaison partiellement destructive). Dans ce travail, la combinaison des signaux est réalisée grâce à un coupleur de puissance (choix d'un coupleur de Wylkinson) pour former le monocycle. Des impulsions de durée $500ps$, d'amplitude $400mV$ et de bande $3,7GHz$ à $-10dB$ ont été mesurées. Un PRF de $100MHz$ est utilisable. Dans [43], une génération est produite par combinaison de portes logiques de façon assez conventionnelle. L'originalité réside dans l'utilisation d'un amplificateur de puissance réalisant en même temps la mise en forme pour le gabarit de la FCC et l'adaptation à l'antenne (FIG. 5.27). Grâce à ce circuit, une amplitude de $1,2V$ est obtenue pour une technologie CMOS $180nm$ sous $1,8V$.

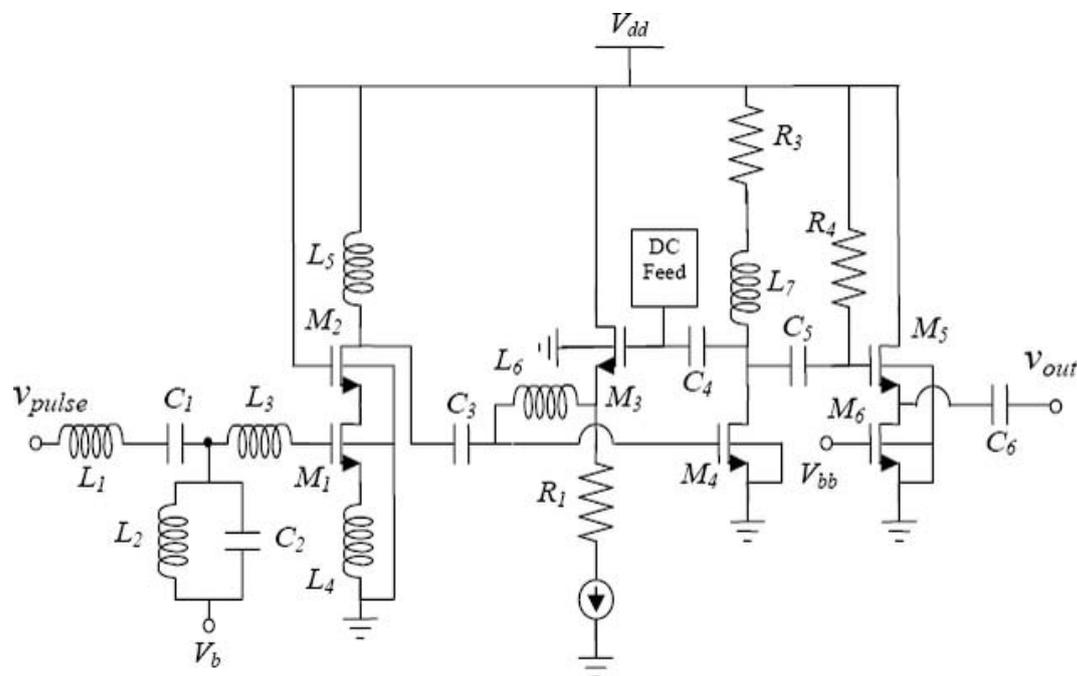


FIG. 5.27 – Circuit d'amplification et mise en forme

5.5.4 Générateurs d'impulsions programmables

Générateur d'impulsions triangulaires modulées

Dans [64] et [65], la technique consiste à générer une impulsion triangulaire, ce qui est relativement aisé à réaliser en technologie CMOS par charge puis décharge d'une capacité. Cette impulsion triangulaire est ensuite modulée sur une porteuse afin de choisir le canal dans le cas d'un système multi-bandes. L'étude montre que le signal triangulaire modulé est plus résistant aux dispersions qu'une dérivée gaussienne du fait de la non symétrie du spectre de celle-ci par rapport à la fréquence centrale et plus résistant également qu'un signal carré modulé du fait de la remontée de lobes secondaires dans le spectre de celui-ci. Pour les signaux carrés et triangulaires, du fait de leur modulation, l'impact des dispersions est symétrique autour de la fréquence centrale (FIG. 5.28).

La FIG. 5.29 présente le schéma de principe du générateur. Un générateur de triangle et un

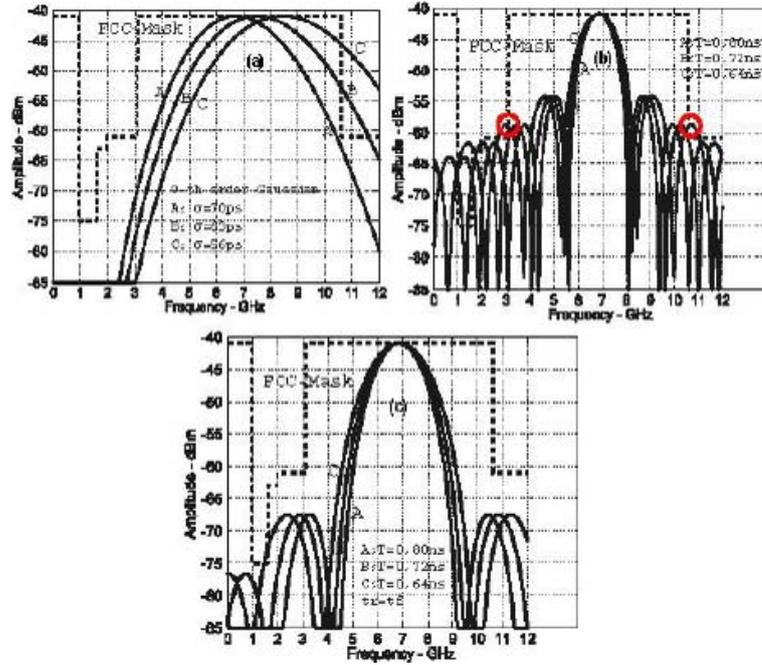


FIG. 5.28 – Influence des dispersions sur la densité spectrale de puissance

oscillateur en anneau sont activés simultanément uniquement lorsqu’une impulsion doit être produite afin de minimiser la consommation. La durée de l’impulsion est réglée en fonction de la largeur de bande désirée. Le choix d’un oscillateur en anneau est motivé d’une part par sa rapidité de démarrage et d’autre part par le peu d’importance du bruit de phase dans une application IR-UWB. La modulation PPM est obtenue en amont par l’introduction éventuelle d’un délai sur l’instant de déclenchement.

La FIG. 5.30 présente le circuit de génération d’impulsion triangulaire. En changeant la valeur

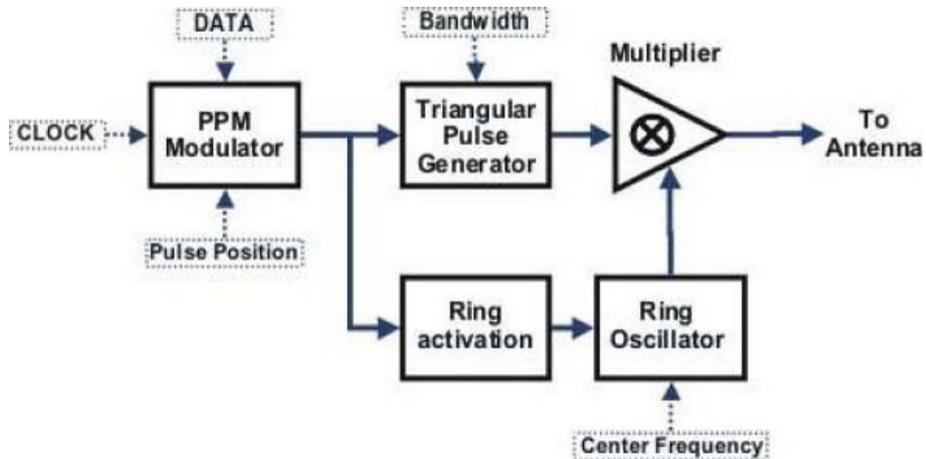


FIG. 5.29 – Schéma de principe du générateur d’impulsions

de la capacité, il est possible d’altérer la durée de l’impulsion et donc sa bande passante, ici ajustable entre 500MHz et 2GHz . Un circuit de calibrage de l’impulsion triangulaire est intégré sur la puce.

Le multiplieur est réalisé comme montré sur la FIG. 5.31. L’étude de sensibilité montre une faible dépendance de la densité spectrale de puissance par rapport à β .

Finalement, la FIG. 5.32 montre l’évolution de la consommation du circuit en fonction du taux de répétition des impulsions (PRF). La consommation évolue rapidement au-delà de

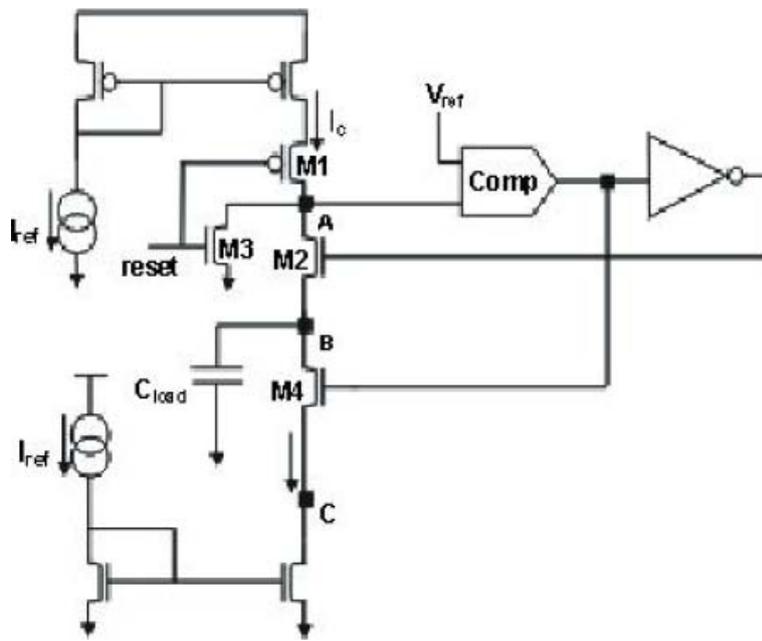


FIG. 5.30 – Générateur d'impulsions triangulaires

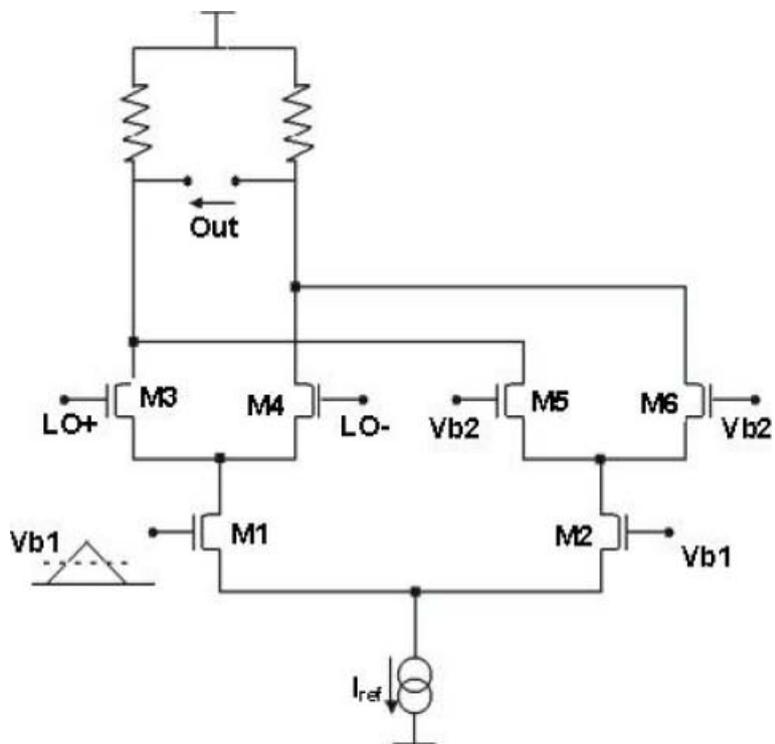


FIG. 5.31 – Multiplieur

10MHz. L'énergie consommée par impulsion est de 50pJ pour $PRF = 40MHz$.

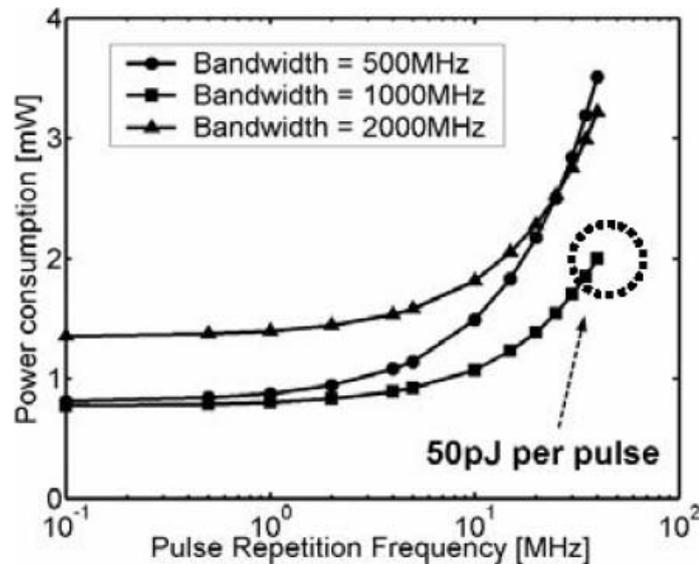


FIG. 5.32 – Influence de la PRF sur la consommation

Générateur d'impulsions à signaux carrés

En jouant sur le délai entre deux fronts de signaux carrés et le nombre de fronts consécutifs, il est possible de modifier la fréquence centrale d'une impulsion et sa largeur de bande. C'est le principe décrit dans [70] et [69]. De façon assez classique, des impulsions sont générées par combinaison de signaux via des portes OU-exclusif. Les signaux numériques sont contrôlés par une boucle à verrouillage de phase multiphasés et permettent d'obtenir des formes d'onde différentes (FIG. 5.33). La modulation PPM est obtenue par l'insertion d'un retard sur les signaux d'horloge et la modulation BPSK est obtenue par la sélection d'une branche du transformateur symétrique en sortie. Le circuit est réalisé en technologie CMOS 130nm, 1,2V et utilise la logique MCML du fait de la rapidité de celle-ci (nécessité de combiner des signaux de temps de montée ou descente de moins de 50ps et de délais de l'ordre de 100ps). Le circuit fabriqué et mesuré, conçu pour la bande 3 – 5GHz, nécessite l'utilisation d'un filtre passe-bande en sortie (FIG. 5.34). La FIG. 5.35 présente deux exemples de formes d'onde mesurées avec ce générateur : la première est relative courte et fournit une largeur de bande à $-10dB$ de 1GHz à 5GHz ; la seconde est plus longue et possède une bande passante à $-10dB$ de 3GHz à 5GHz. Le PRF de 160MHz est trop faible pour répondre au mode burst du futur standard IEEE802.15.4a.

5.6 Autres contributions

Dans [34], une méthode consistant à produire des impulsions à partir d'un filtre résonateur commuté est exposée. L'idée consiste à distinguer le temps de charge du « réservoir » constitué d'une inductance et d'une capacité en parallèle via une résistance de source R_s et le temps de décharge vers la charge d'impédance R_L . Si R_s est supérieure à R_L (et en négligeant l'impédance du commutateur), l'énergie emmagasinée dans le réservoir est déchargée en moins de temps qu'il n'en a fallu pour l'acquérir conduisant en même temps à une augmentation de l'amplitude impulsionnelle. La FIG. 5.36 présente un schéma de principe et la FIG. 5.37 des résultats de simulation.

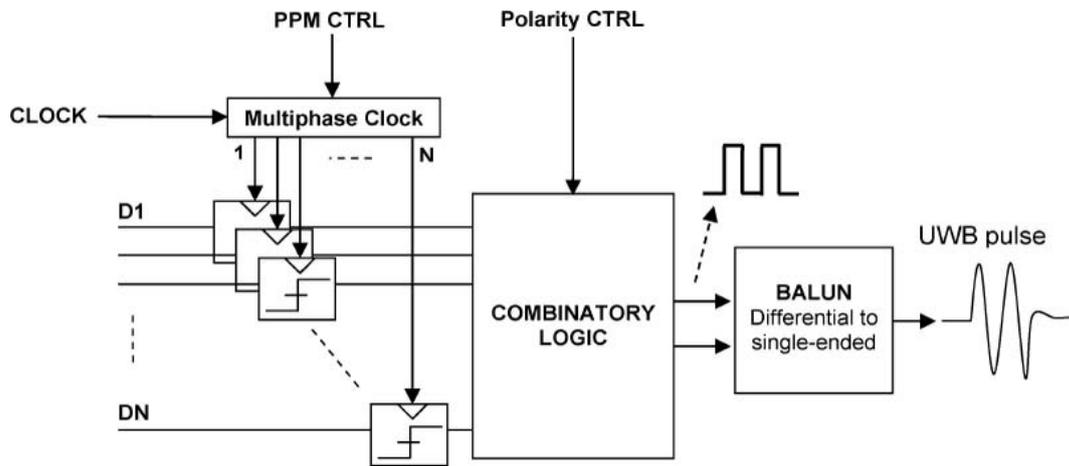


FIG. 5.33 – Générateur d'impulsions programmable

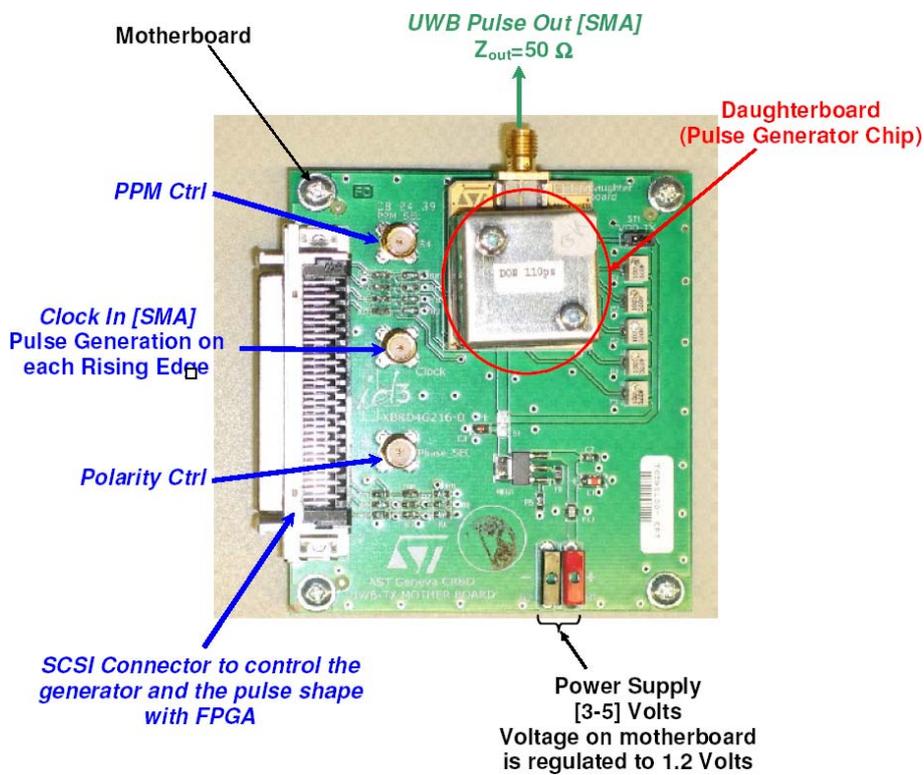


FIG. 5.34 – Platine de mesure

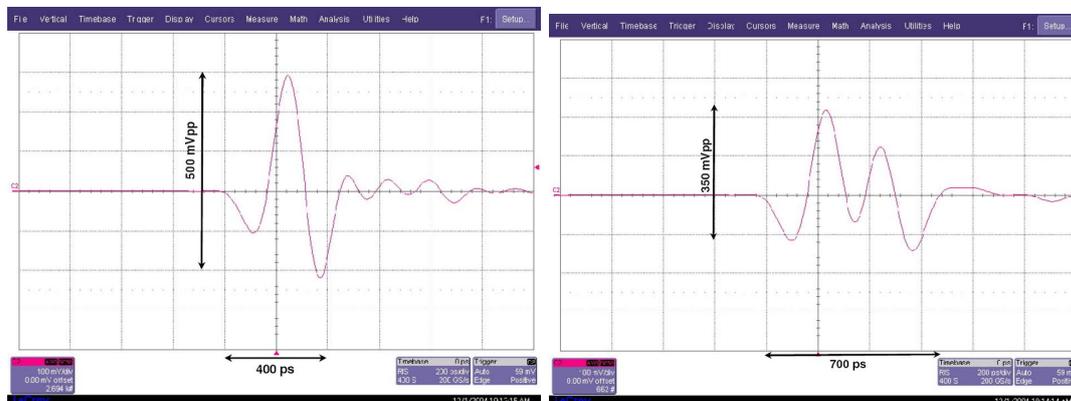


FIG. 5.35 – Formes d'onde obtenues

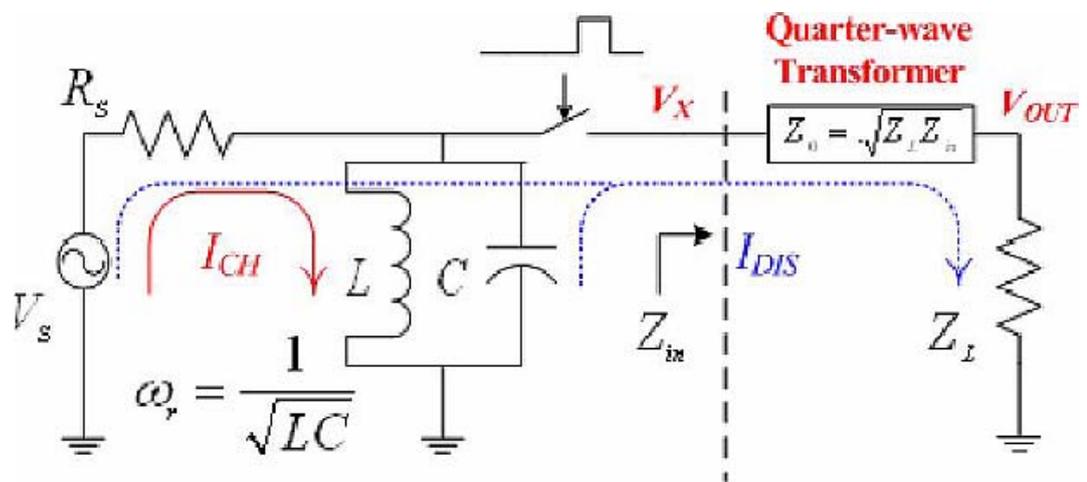


FIG. 5.36 – Résonateur commuté - schéma de principe

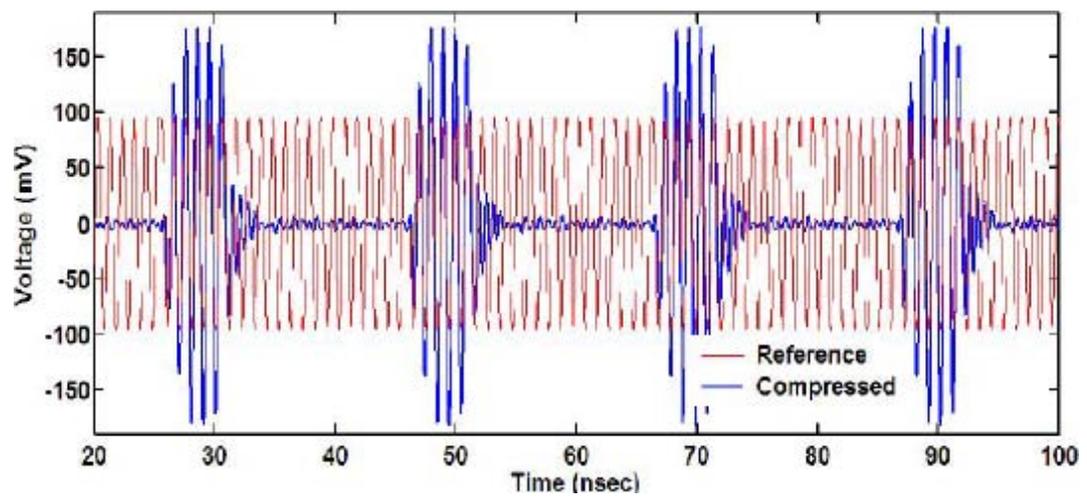


FIG. 5.37 – Résonateur commuté - simulations

5.7 Bilan et comparaisons

Nous présentons dans le tableau 5.1 un résumé des caractéristiques mesurées des générateurs d'impulsions décrits dans ce chapitre.

Réf.	PRF MHz	RBW GHz	$P_{tot.}$ mW	V_{pp} V ($R = 50\Omega$)	Alim. V	techno.	aire mm^2	mod.	config.
[4]	-	-	243	-	2,7	BiCMOS 0, 18 μm	2,5 \times 2,5	PPM, BPSK	PRF
[5]	-	-	45	175m ($R = 100\Omega$)	1,8	(Bi)CMOS 0, 18 μm	1,225	PPM	-
[22]	-	0,15 \leftrightarrow 3,7	-	5,8 \leftrightarrow 9,8	-	hybride	-	-	RBW
[30]	20	-	1,6	148m	3,3	CMOS 0, 5 μm	0,499 \times 0,370	-	-
[43]	max. 200	1,4	18	1,2	1,8	CMOS 180nm	1,71 \times 0,71	BPSK	PRF
[51]	10	-	-	0,6	2,5	CMOS 250nm	0,3 \times 0,25	-	durée
[64]	40	0,5 \leftrightarrow 2	2	200m	-	CMOS 0, 18 μm	0,6 \times 0,6	PPM	RBW, Fc
[69]	160	< 2-4	10	450m	1,2	CMOS 130nm	1,56 \times 1	2-PPM, BPSK	PRF, RBW, Fc
[78]	500	-	66	170m	3,3	BiCMOS SiGe 250nm	0,25	-	-
[91]	-	-	10,8	120m	1,8	CMOS 180nm	0,6 \times 1,6	-	-
[98]	125	1,5	25	-	1,8	CMOS 180nm	1 \times 1	BPSK, DBPSK	-

TAB. 5.1 – Bilan des caractéristiques des réalisations

La comparaison directe des réalisations reportées dans ce tableau doit être effectuée avec prudence. En effet, Certaines réalisations n'intègrent que le générateur d'impulsions stricto-sensu voire laisse à l'extérieur certaines fonctions pourtant indispensables (filtres de mise en forme, amplificateur de puissance, oscillateur, etc.). D'autres au contraire intègrent un émetteur relativement complet permettant diverses modulations et des possibilités d'ajustement ou de programmation.

Les résultats de ce tableau attestent néanmoins que l'intégration d'un générateur d'impulsions de quelques centaines de mV crête-à-crête et pour une fréquence de répétition des impulsions de $PRF = 500MHz$ demeure un défi en technologie CMOS. L'évolution technologique est de ce point de vue profitable à l'obtention d'un PRF important mais rend plus complexe le maintien d'amplitudes de quelques centaines de mV crête-à-crête. Une voie déjà exploitée par quelques auteurs consiste alors à concevoir conjointement le générateur et l'antenne de façon à optimiser globalement les performances à l'émission.

La majeure partie des générateurs décrits dans ce chapitre est conçue pour la bande $3-5GHz$. Ceci correspond au souci d'éviter la bande Hyperlan mais est surtout plus aisé à obtenir que la bande supérieure (au-delà de $6GHz$). L'avènement des réglementations européenne, japonaise et d'autres, plus contraignantes que la réglementation en vigueur aux Etats-Unis, va désormais pousser la recherche vers la bande supérieure en y incluant la nécessité soit d'adresser plusieurs canaux de $500MHz$ de bande soit de pouvoir ajuster la largeur et les limites de bande en fonction de la réglementation locale. Des possibilités accrues de configuration sont nécessaires sous contrainte permanente d'une très faible consommation d'énergie.

Chapitre 6

Produits commerciaux

6.1 Introduction

Ce chapitre fait état de quelques produits commerciaux basés sur la transmission de signaux impulsionnels à ultra-large bande. IL ne fait pas mention des générateurs d'impulsions d'instrumentation.

6.2 TimeDomain

Cette société¹ est spécialisée depuis 1987 dans le développement de produits à base de signaux ULB impulsionnels pour les communications, la localisation, le radar. Les produits sont regroupés sous la marque « Pulson Technology ».

Time Domain propose aujourd'hui un kit d'évaluation de sa technologie basé sur deux cartes (P210 RF module et P210 UWB module). Le module RF réalise la génération d'impulsions compatibles avec le gabarit « indoor » de la FCC. Le module permet de produire des impulsions jusqu'à une $PRF = 9,6MHz$, avec une largeur de bande à $-10dB$ de $3,2GHz$ centrée sur $4,7GHz$ et une consommation totale de $6,5W$. Le constructeur annonce un débit de $9,6Mbps$ à $6,4m$ en intérieur et de $150kbps$ à $25m$.

Le module P210 RD est représenté sur la FIG. 6.1. Ce module est prévu pour le prototypage et le développement d'applications.

Time Domain propose également des modules RFID pour la localisation de personnes dans



FIG. 6.1 – Module PulseON 210 RD de Time Domain

des locaux.

6.3 Pulse-Link

La société PulseLink² conçoit des circuits, des cartes et des produits pour des applications à haut débit (de type HTDV) avec des communications basées sur des signaux ULB impulsionnels. Les produits s'appuient sur un jeu de trois circuits : le LNA et l'émetteur-récepteur sont intégrés en technologie SiGe et le processeur bande de base en technologie CMOS (FIG. 6.2). Une carte implantant le jeu de circuits est de format mini-PCI.

¹www.timedomain.com

²www.pulselink.net

Les produits sont développés conformément aux spécifications de la couche MAC du stan-

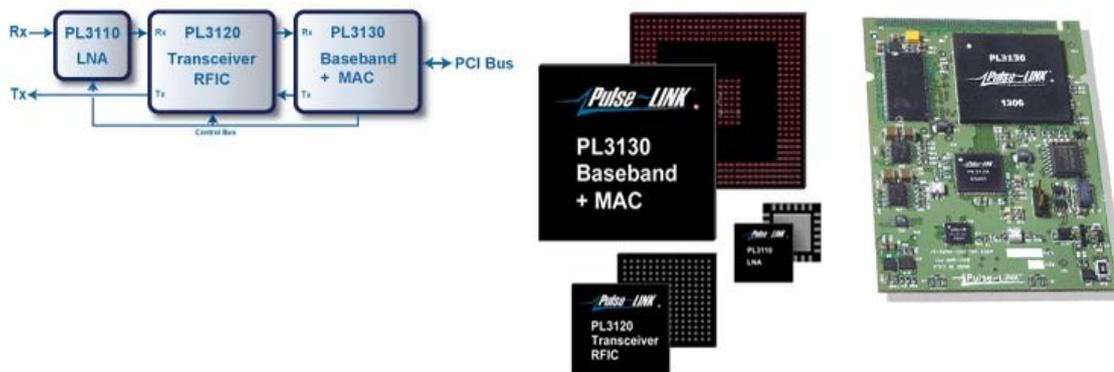


FIG. 6.2 – Jeu de circuits Pulse-Link

dard IEEE 802.15.3b et permettent des communications coaxiales ou sans fil permettant d’obtenir des débits de données jusqu’à 675Mbps . Deux bandes de fréquences sont utilisées : de 3,3 à 4,7 et de 7,4 à 8,7.

6.4 Freescale

Le jeu de circuits proposé par Freescale³ est conforme à la couche MAC du standard IEEE 802.15.3 et prévu pour le gabarit « indoor » de la FCC. Utilisant la technique Direct Sequence Spread Spectrum (DS-UWB), ce jeu permet d’obtenir des débits jusqu’à 114Mbps pour une consommation de 750mW sous $3,3\text{V}$. Les circuits ont été conçus en technologies CMOS et SiGe 180nm . Les applications visées sont la télévision, la HDTV, du transfert de données à haut débit sans fil.

6.5 General Atomics

L’approche développée par General Atomics⁴ utilise un découpage du spectre en sous-bandes de 500MHz et le codage d’un symbole par l’émission de cinq impulsions, chaque impulsion appartenant à une bande de fréquence différente. L’ordre des bandes utilisées détermine le symbole. Avec 5 bandes, le nombre de valeurs possibles de symboles est de $5! = 120$, ce qui correspond à $\log_2(120) = 6,9\text{bit}$. Cette technique est appelée « spectral keying ». Si plus de 5 bandes sont disponibles, l’agilité spectrale est exploitable en fonctions des contraintes réglementaires et des interférences présentes. La FIG. 6.3 présente le spectre à cinq bandes entre 3,1 et $7,3\text{GHz}$, évitant la bande UNII.

Le jeu de circuits (sous la marque ASPEN) permet d’atteindre des débits bruts de données de 78Mbps (soit 50Mbps après codage) suffisant pour des flux de données HDTV par exemple ou de l’USB 2.0 sans fil. Le circuit de traitement en bande de base est intégré en technologie CMOS et la partie radiofréquence en technologie SiGe.

Outre un kit d’évaluation contenant notamment deux émetteurs-récepteurs UWB-USB (voir FIG. 6.4), General Atomics intègre son jeu de circuits pour des applications à la demande.

6.6 Multispectral Solutions

La société Multispectral⁵ développe des applications de localisation (système Sapphire-DART), de détection et localisation précise (système Spider-650) et de communications sans

³www.freescale.com

⁴photonics.ga.com/uwb

⁵www.multispectral.com

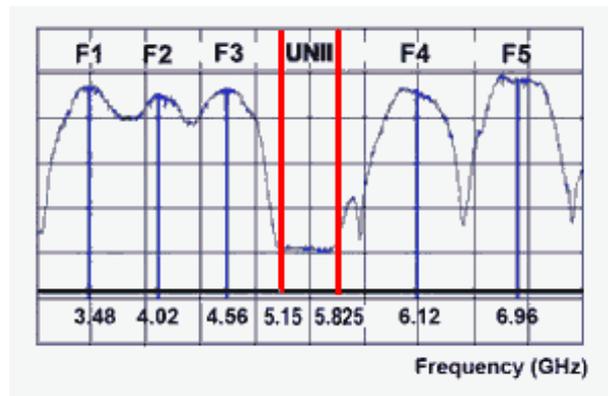


FIG. 6.3 – Spectre à cinq bandes de fréquences



FIG. 6.4 – Kit d'évaluation

fil dans un avion ou hélicoptère [2].

Le système Sapphire-DART utilise une bande à $-10dB$ de 5,94 à 7,12GHz. Les « tags » émettent une puissance crête de $0dBm/50MHz$ avec une consommation entre 0,5 et $2,0\mu A$ sous 3V.

La portée est typiquement de 50m en environnement intérieur.

Chapitre 7

Techniques étudiées à l'ENST

7.1 Introduction

Des études ont été réalisées à l'ENST selon deux approches différentes :

- l'une a consisté à exploiter des commutations décalées de transistors MOS pour reconstituer un monocycle ;
- l'autre a consisté à exploiter des fonctions de transfert de Laplace pour déterminer quel filtre passif permet le mieux de satisfaire aux contraintes d'un gabarit pour une complexité fixée. Deux techniques principales ont été envisagées dans ce cas.

Nous présentons succinctement ces deux approches ci-dessous.

7.2 Générateur d'impulsions à logique CMOS

Une première étude a été réalisée à l'ENST en 2003 dans le cadre du stage de D.E.A. de Christophe Entringer [17]. L'objet du projet était d'étudier la faisabilité d'un générateur d'impulsions intégré en technologie CMOS conventionnelle $350nm$. Deux défis ont été considérés :

- la production de fronts raides de signaux ;
- la génération d'un monocycle gaussien à partir d'un ou de plusieurs fronts raides.

7.2.1 Production de fronts raides

La problématique est double :

- rendre suffisamment raides des fronts de signaux de façon à pouvoir obtenir une bande de fréquences très large et autour d'une fréquence centrale élevée ;
- fournir suffisamment d'énergie au signal pour que l'impulsion ne soit pas dégradée par la charge (capacitive notamment) en sortie du circuit.

L'approche considérée à consister à optimiser une chaîne d'inverseurs pour satisfaire les deux critères ci-dessus mentionnés. Par modélisation des temps de transition de l'inverseur CMOS puis par simulation, il a été étudié les limites du raidissement de fronts pour la technologie considérée. La FIG. 7.1 illustre cette étude : le graphe fournit le temps de descente en sortie en fonction du temps de montée en entrée d'un inverseur CMOS déséquilibré pour optimiser cette transition. La courbe obtenue montre qu'en deçà d'un temps de montée d'environ $50ps$ en entrée, il n'est plus possible de réduire le temps de descente. Ce résultat est ici obtenu sans charge connectée à l'inverseur.

L'étude a montré que pour approcher ce temps de transition minimal, la capacité de charge connectée en sortie d'un inverseur doit être au moins 3 fois inférieure à la capacité de sortie intrinsèque de celui-ci. Ceci impose donc de concevoir une chaîne d'inverseurs de dimensions décroissantes. Cependant, le dernier inverseur de la chaîne doit pouvoir fournir suffisamment de puissance à la charge 50Ω . En amont, de la chaîne d'accélération des fronts, une autre chaîne d'inverseurs est donc nécessaire pour l'obtention de cette puissance FIG. 7.2. Cette solution présente l'avantage de ne pas nécessiter de courant de polarisation à l'inverse d'une approche en logique MCML.

Compte tenu de la génération technologique utilisée ($0,35\mu m$), la chaîne d'accélération des fronts représente une part importante de la surface du générateur d'impulsions et de sa consommation.

7.2.2 Production d'un monocycle gaussien

Deux approches ont été étudiées :

- génération d'impulsion en exploitant la réflexion sur une ligne ;
- génération d'impulsion par commutation décalée de transistors.

La seconde approche étant exposée dans le chapitre 5, nous ne décrivons ici que la technique à ligne artificielle. Le schéma de principe du montage à ligne artificielle est représenté sur

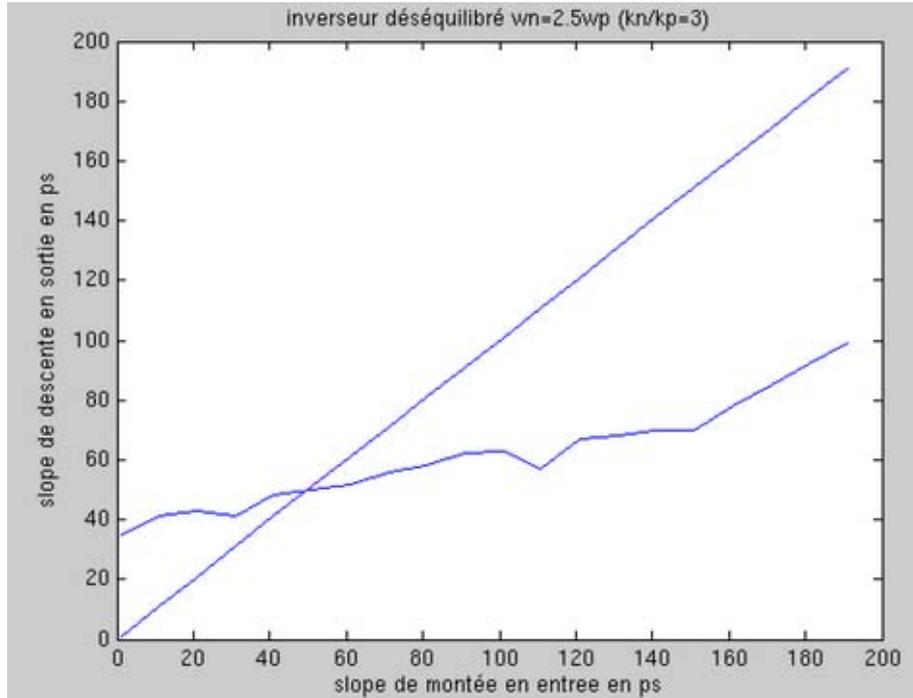


FIG. 7.1 – Simulation cadence d'un inverseur déséquilibré en faveur du Nmos avec une pente en entrée variable

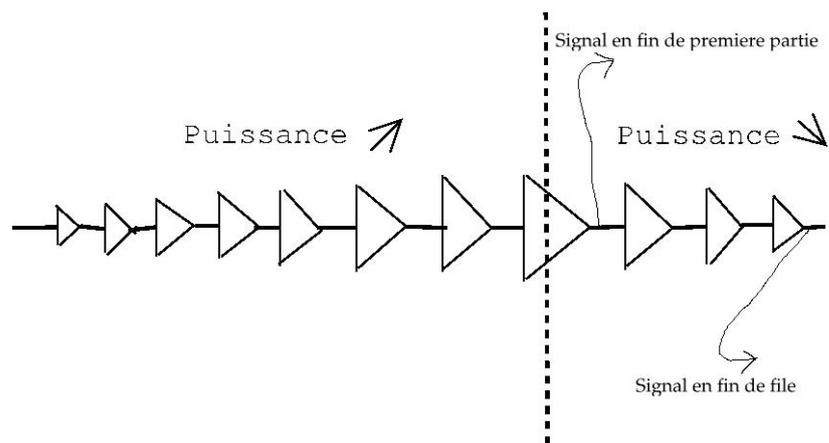


FIG. 7.2 – Simulation cadence d'un inverseur déséquilibré en faveur du Nmos avec une pente en entrée variable

la FIG. 7.3. La ligne artificielle, montée en court-circuit, permet d'obtenir une forme d'onde en monocycle gaussien grâce à la réflexion de l'onde incidente. Deux suites d'inverseurs sont utilisées. L'une déclenche le front montant et l'autre le front descendant. Le signal *cmda* étant à l'état bas au début de l'impulsion et *cmdb* à l'état haut, le transistor *P1* est passant et *P2* est bloqué. Le signal *cmdb* passe alors à l'état bas, *P2* devient passant et la tension aux bornes de l'antenne augmente. La ligne à retard réagit en imposant un front descendant pour ramener la tension de sortie à 0. Un temps de retard plus tard (réglé à l'aide de R_{retard} et C_{retard}), *cmda* passe à l'état haut, et *P1* devient bloqué, ce qui crée une impulsion négative. La FIG. 7.4 donnent des résultats de simulation pour une technologie CMOS 0,35 μ m. Les

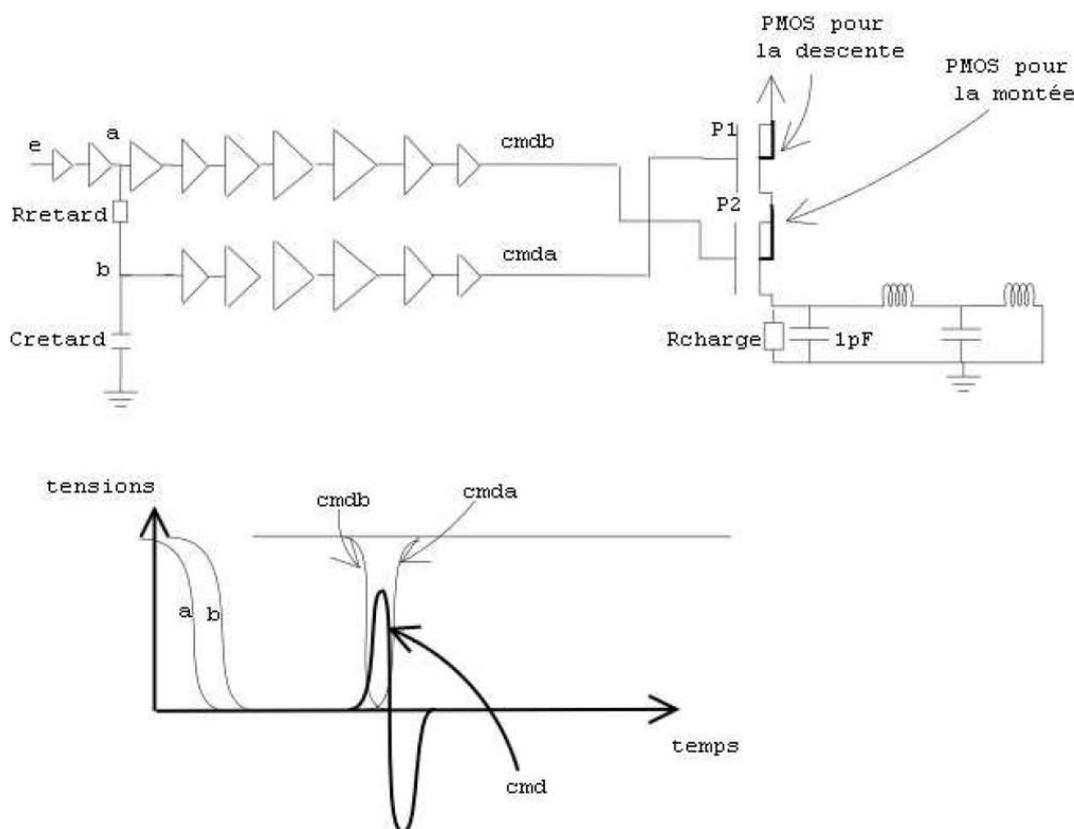


FIG. 7.3 – Circuit générateur à ligne artificielle

transistors *P1* et *P2* ont des largeurs de quelques *mm*. Outre ces dimensions, un point critique de ce circuit consiste en la nécessité d'inductances de faibles valeurs (de l'ordre de 0,1nH) : les valeurs des inductances parasites des connexions entre le générateur et l'antenne sont du même ordre de grandeur.

7.3 Générateur d'impulsions à filtre réjecteur et oscillateur

Une étude a débuté en 2003 dans le cadre du stage de D.E.A. de Richard Thai Singama portant sur la possibilité de générer des impulsions à partir de filtres et sans requérir de façon importante des circuits actifs. Dans le cadre de cette étude, un générateur d'impulsions utilisant le comportement transitoire d'un filtre réjecteur a été étudié. Le montage produit a été l'objet d'un dépôt de brevet [82].

Le principe est basé sur la génération d'un signal sinusoïdal exponentiellement amorti par un filtre réjecteur dont la fréquence de réjection correspond à celle du signal sinusoïdal. Le schéma de principe est représenté sur la figure FIG. 7.5. Un filtre en sortie permet de parfaire l'adaptation au gabarit, si besoin est. En particulier, si le gabarit autorisé est passe-bande, un filtre passe-haut ou passe-bande est nécessaire.

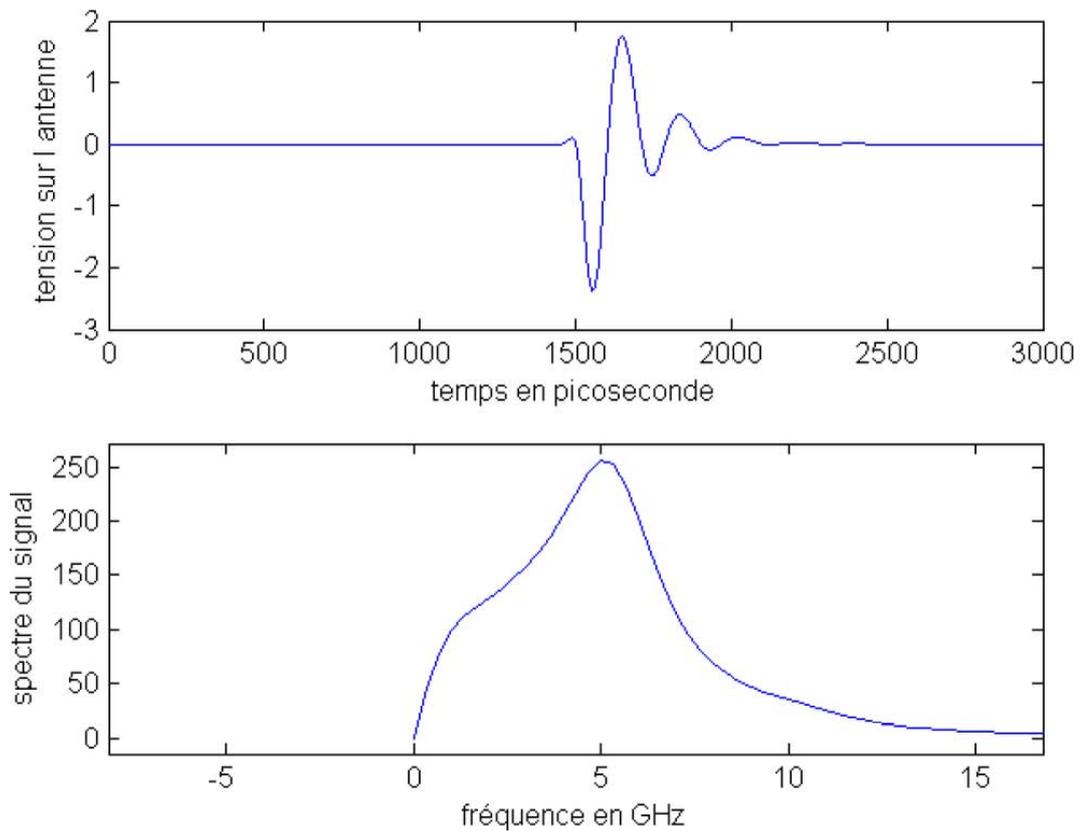


FIG. 7.4 – Résultats de simulation du montage à ligne artificielle

Il est intéressant de noter qu’avec ce circuit tel que le définit le schéma de principe, une

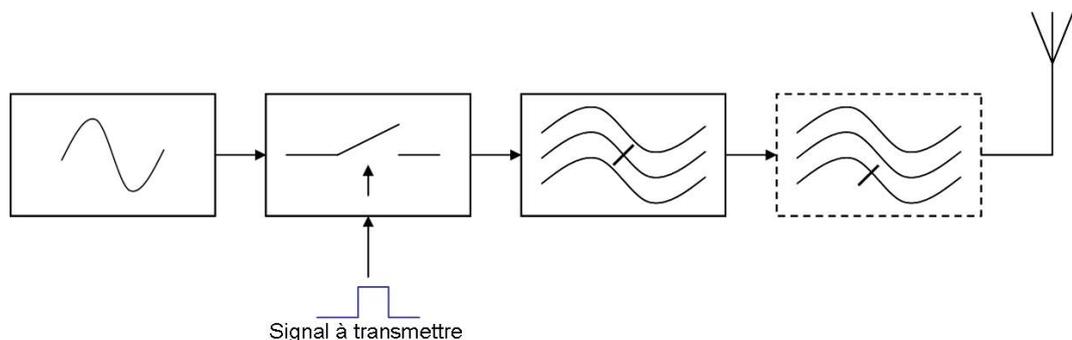


FIG. 7.5 – Schéma de principe du générateur d’impulsions à filtre réjeteur

impulsion est générée à chaque transition du signal de commande. Les impulsions constituant une paire d’impulsions successives sont en opposition de phase.

La FIG. 7.6 présente la réalisation en composants discrets du circuit de génération d’impulsions dans lequel la résistance R_1 , la capacité C_1 et l’inductance L_1 définissent les caractéristiques du filtre réjeteur. La FIG. 7.7 montre la forme d’onde obtenue en simulation. Une amplitude de $200mV$ est obtenue ici pour un signal sinusoïdal de $1V$ crête-à-crête. La FIG. 7.8 présente la réponse spectrale obtenue et y superpose le gabarit de la FCC. La réponse obtenue montre une bande passante très large, supérieure à celle imposée par le gabarit considéré. Il est dès lors nécessaire d’adjoindre un filtre passe-haut avant l’antenne.

La fonction de transfert en transformée de Laplace du filtre réjeteur donne l’équation 7.1

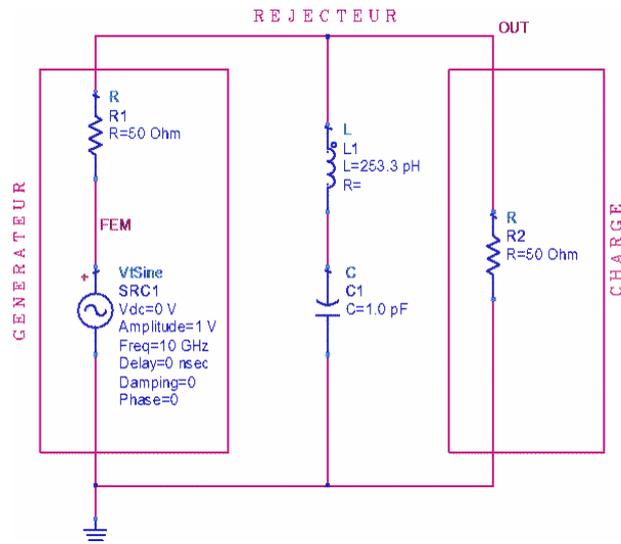


FIG. 7.6 – Circuit du générateur d'impulsions à filtre réjecteur

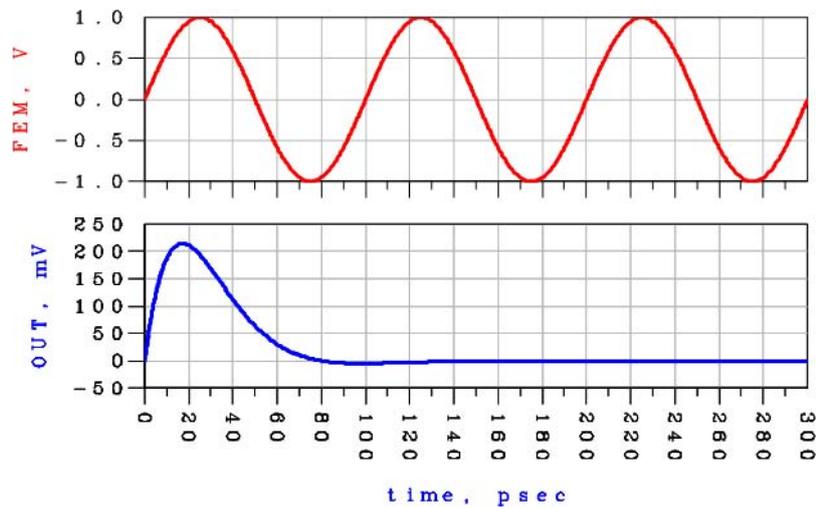


FIG. 7.7 – Forme d'onde temporelle

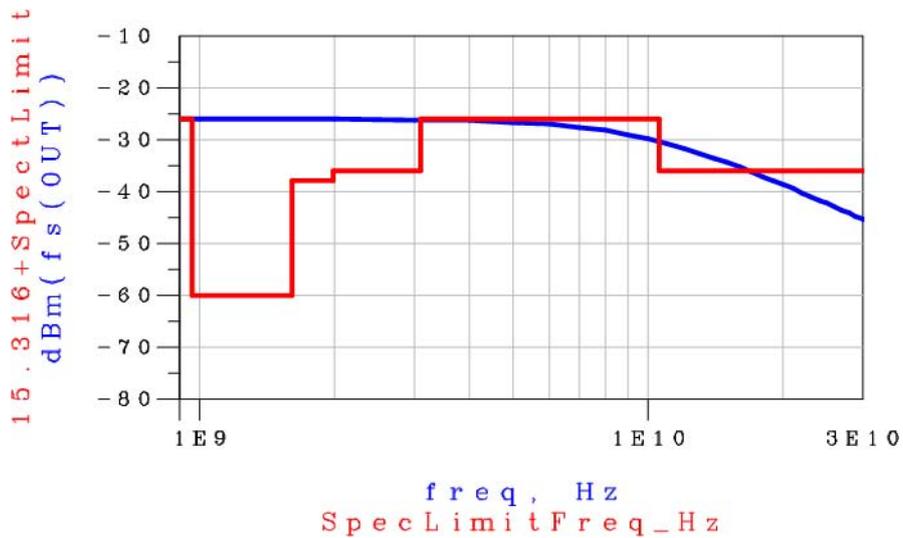


FIG. 7.8 – spectre de l'impulsion

$$H(p) = \frac{1 + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2}{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2} = \frac{1 + \frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2 \cdot m \cdot \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (7.1)$$

dans laquelle $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_1}$ est la pulsation de réjection et $m = \frac{R_1 \cdot C_1}{2} \cdot \omega_0$ est le coefficient d'amortissement. L_1 et C_1 définissent donc la pulsation propre et R_1 le coefficient d'amortissement.

Par ailleurs, l'expression de Laplace de la fonction sinusoïde $e(t) = A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$ est donnée par l'équation 7.2.

$$E(p) = \frac{A \cdot \omega_0}{\omega_0^2 + p^2} \quad (7.2)$$

L'expression en sortie est alors donnée par l'équation 7.3 ou encore dans le domaine temporel par l'équation 7.4. Le comportement en sortie est donc de type passe-bas du second ordre.

$$S(p) = E(p) \cdot H(p) = \frac{\frac{A}{\omega_0}}{1 + 2 \cdot m \cdot \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (7.3)$$

$$s(t) = e(t) * h(t) = \frac{A}{\sqrt{1 - m^2}} \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2} \cdot t) \quad (7.4)$$

ω_0 doit être placé à la limite supérieure de la bande souhaitée. Le coefficient d'amortissement influe sur la largeur et la forme du spectre obtenu. En pratique, m est choisi entre 0,3 et 0,707 afin d'obtenir un spectre plat et éviter un pic de résonance important. A titre d'exemple, le filtre passe-haut du cinquième ordre représenté sur la FIG. 7.8 permet d'obtenir une réponse spectrale compatible avec la limite basse du gabarit de la FCC. Il reste cependant un débordement non corrigé en l'état sur la limite haute. Un filtre passe bande est donc nécessaire. La principale limitation de cette technique telle qu'elle décrite ici réside dans la

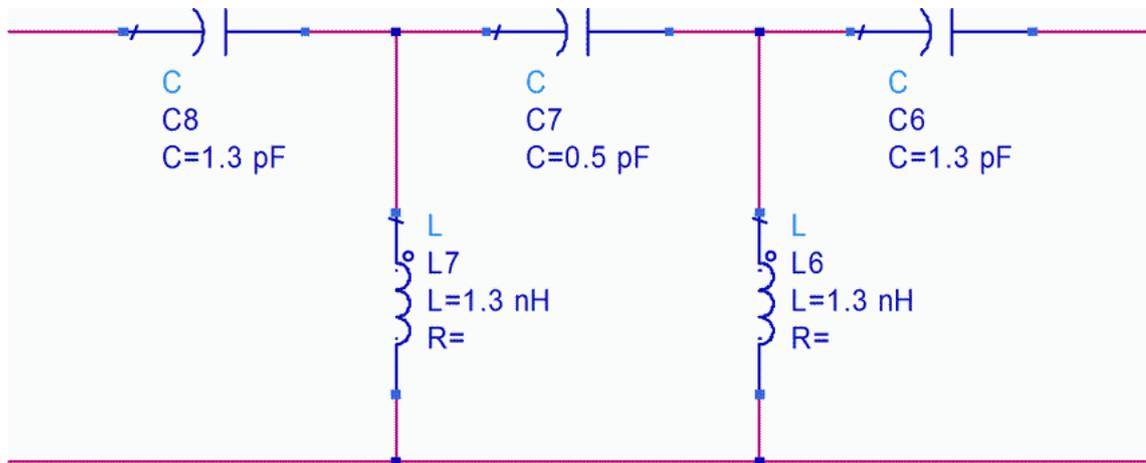


FIG. 7.9 – Filtre passe-haut du cinquième ordre

nécessité d'un oscillateur calé sur la fréquence de réjection du filtre placée à la limite haute de la bande. Cette caractéristique peut représenter un handicap en terme de coût d'implantation (surface et consommation) par rapport à des techniques sans oscillateur. Dans les résultats de simulation montrés ci-dessus, le temps de montée ou de descente de la commutation du signal sinusoïdale est considéré nul constituant ainsi un cas idéal. Or, en pratique, la commutation n'étant pas instantanée. Il est donc important de considérer l'impact de ce délai sur la réponse du générateur et de fixer une contrainte sur les temps de montée et de descente. Pour ne pas interférer sur la réponse, ce délai doit être inférieur ou égal à $\frac{T_0}{2} \cdot \pi$ soit environ 16ps dans le cas d'une limite supérieure à 10GHz. Les simulations montrent cependant qu'un délai de 35ps peut être acceptable en pratique.

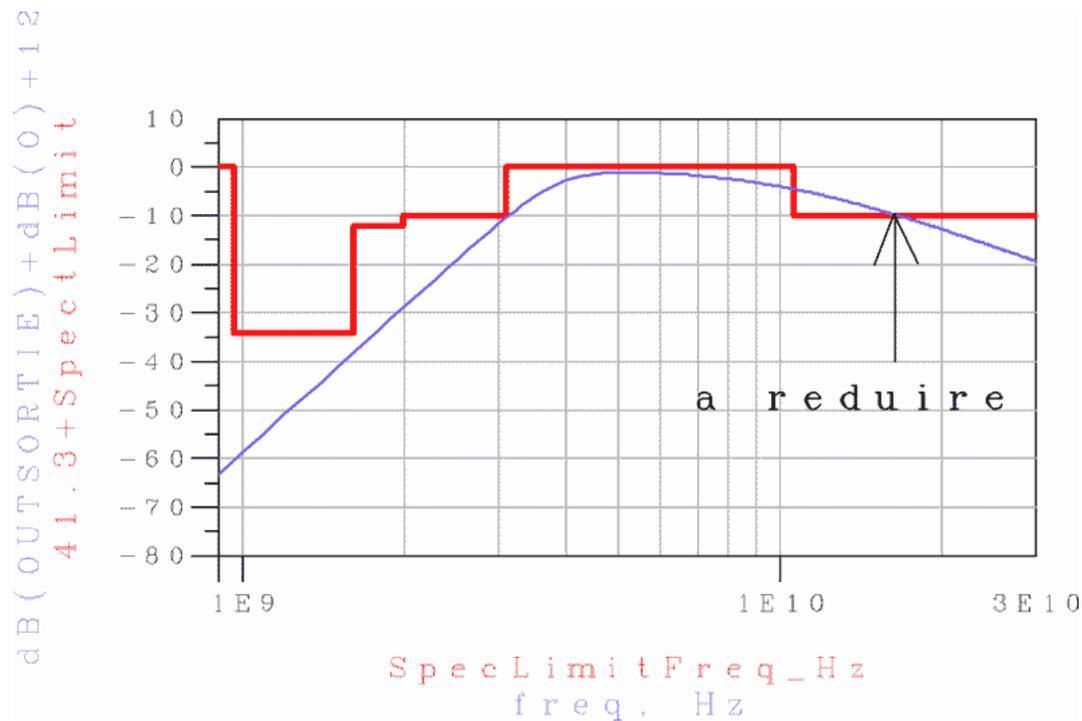


FIG. 7.10 – Spectre pour générateur avec réjecteur et filtre passe-haut

7.4 Générateur d’impulsions à filtre passe-bande avec réjection et oscillateur

Une amélioration de la première technique pour le respect d’un gabarit donné consiste à utiliser un filtre passe-bande possédant des réjections à l’extérieur de la bande de part et d’autre. Cette étude a été menée par Richard Thai Singama dans le cadre de sa thèse de doctorat¹ ([80], [81]). Un signal sinusoïdal de fréquence égale à la fréquence de réjection supérieure est utilisé en entrée du filtre. L’ordre du filtre détermine le nombre de réjections et dès lors la raideur de la réponse en limite de bande. La fréquence de l’oscillateur est placée sur la réjection la plus élevée. Cette réjection disparaît dans le spectre en sortie du générateur. La FIG. 7.11 représente un générateur à filtre passe-bande avec deux réjections. Les impédances formées par C_1 et L_1 d’une part et par C_4 et L_4 déterminent la bande passante et les impédances formées par C_2 et L_2 d’une part et par C_3 et L_3 déterminent les réjections. Dans cet exemple, la fréquence de réjection haute est placée à $17,38\text{GHz}$, ce qui nécessite des valeurs très petites des composants C_3 et L_3 . Ceci peut être une limitation selon la technique de réalisation employée.

La FIG. 7.12 présente la forme temporelle de l’impulsion générée et la FIG. 7.13 son spectre.

Le montage a été l’objet d’expérimentation sur un circuit en lignes microrubans en ramenant le gabarit à un centième des valeurs nominales. Autrement dit, afin de respecter le gabarit de la FCC transposé en fréquence d’un facteur 100, il est nécessaire d’émettre une impulsion dont le spectre est contenu entre 31MHz et 106MHz . Ce transfert en fréquence est justifié dans le cadre d’une première expérimentation par la volonté de pouvoir travailler avec des fronts de signaux de l’ordre de $3,5\text{ns}$, ce qui s’obtient assez aisément et ne nécessite pas d’instrumentation coûteuse.

La FIG. 7.14 présente une photo du montage prototype. La FIG. 7.15 présente le spectre obtenu avec ce montage. Ce spectre montre un décrochement important vers les fréquences hautes. Ce problème est dû à deux facteurs : d’une part un dessin insuffisamment précis des pistes et d’autre part et surtout l’emploi de câbles de qualité insuffisante lors de la mesure.

¹Thèse de doctorat financée dans le cadre d’un Contrat de Recherche Externe FT R&D-ENST

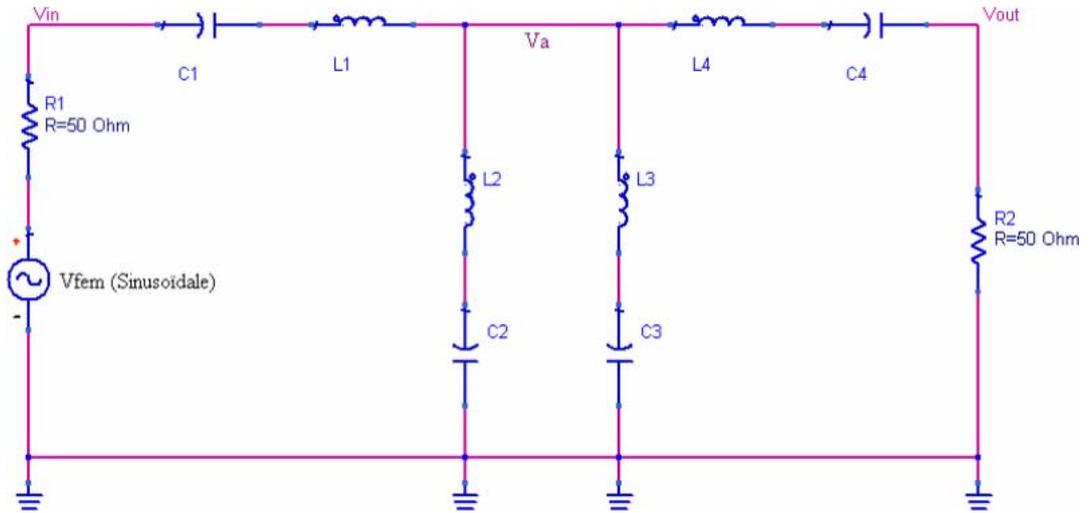


FIG. 7.11 – Générateur à oscillateur et filtre passe-bande

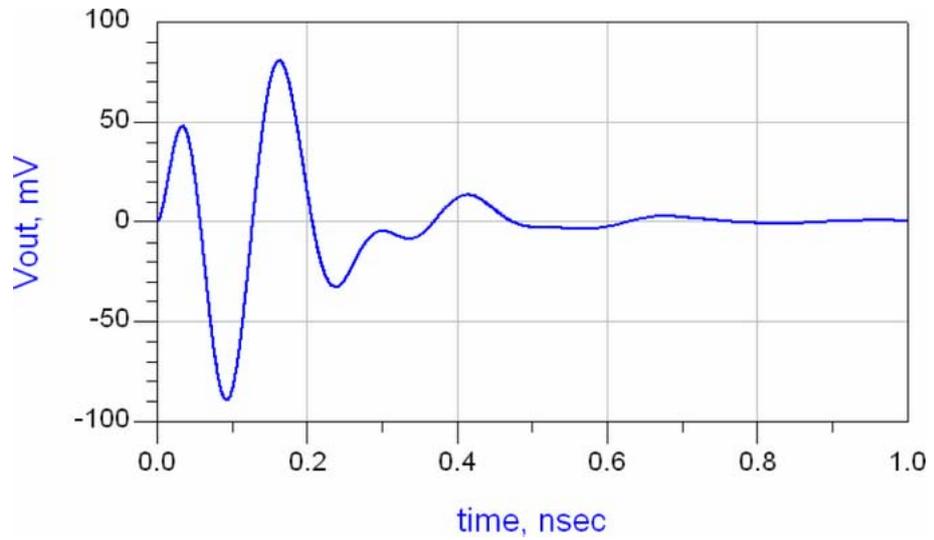


FIG. 7.12 – Impulsion produite

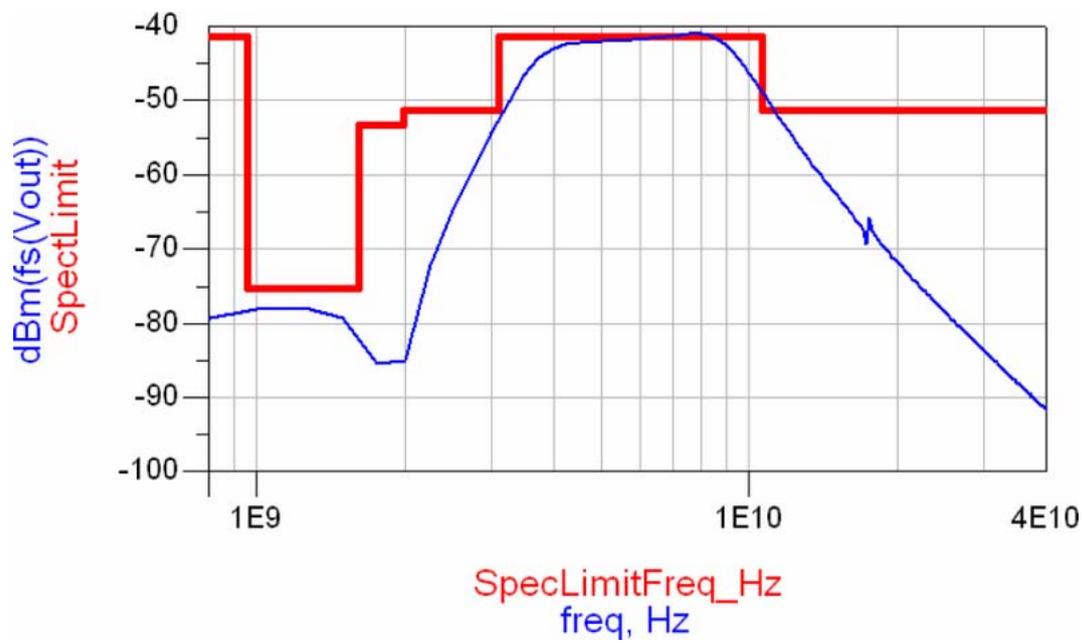


FIG. 7.13 – Spectre de l'impulsion

La réalisation et la mesure d'un nouveau prototype a permis de confirmer ces hypothèses (mesures effectuées en février 2007). La FIG. 7.16 représente le spectre finalement obtenu. Celui-ci est conforme aux résultats de simulations apportant ainsi une validation expérimentale à cette approche. La FIG. 7.17 présente la forme temporelle simulée de l'impulsion.

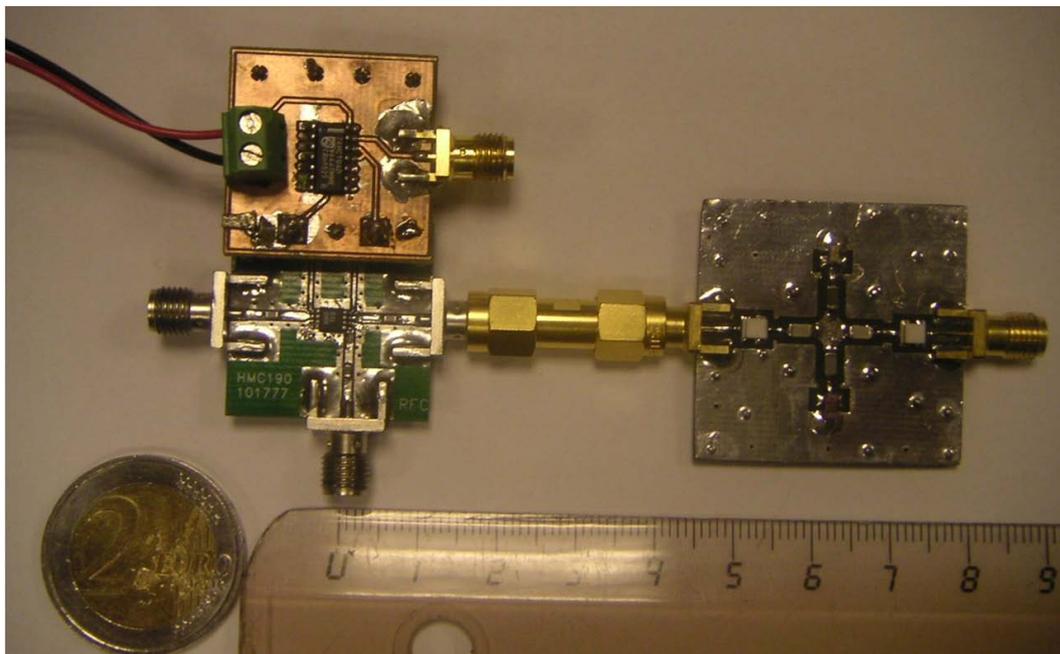


FIG. 7.14 – Prototype réalisé à $F/100$

7.5 Générateur direct d'impulsions à filtre passe-bande

Cette étude a été menée par Richard Thai Singama dans le cadre de sa thèse de doctorat ([80], [81]).

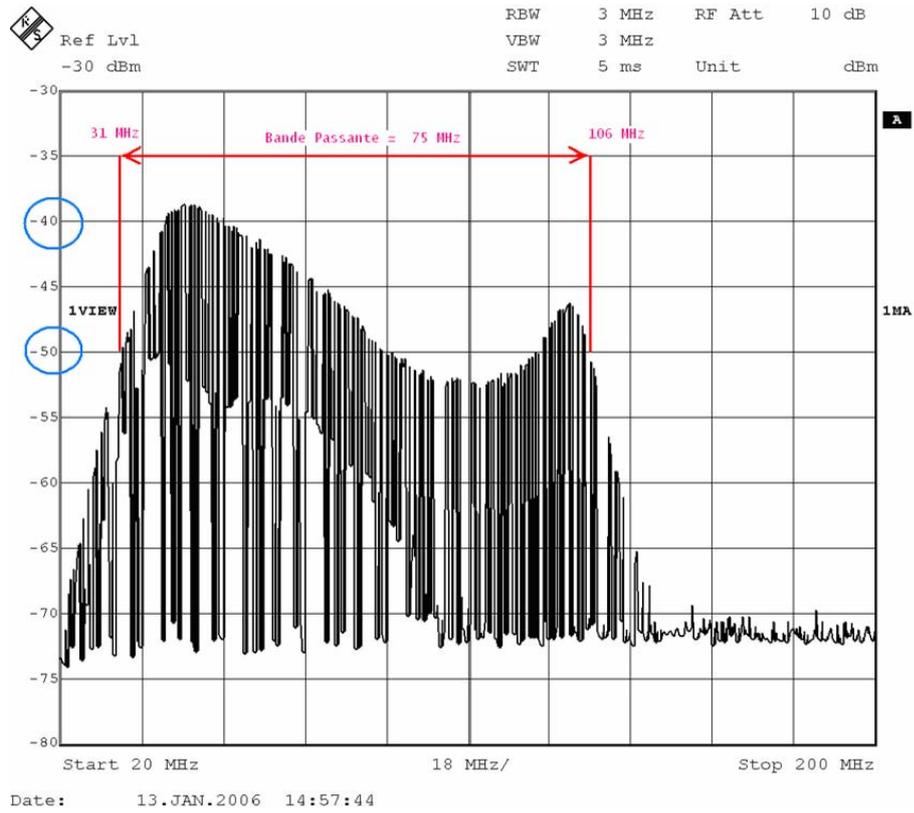


FIG. 7.15 – Spectre obtenu lors des mesures en janvier 2006

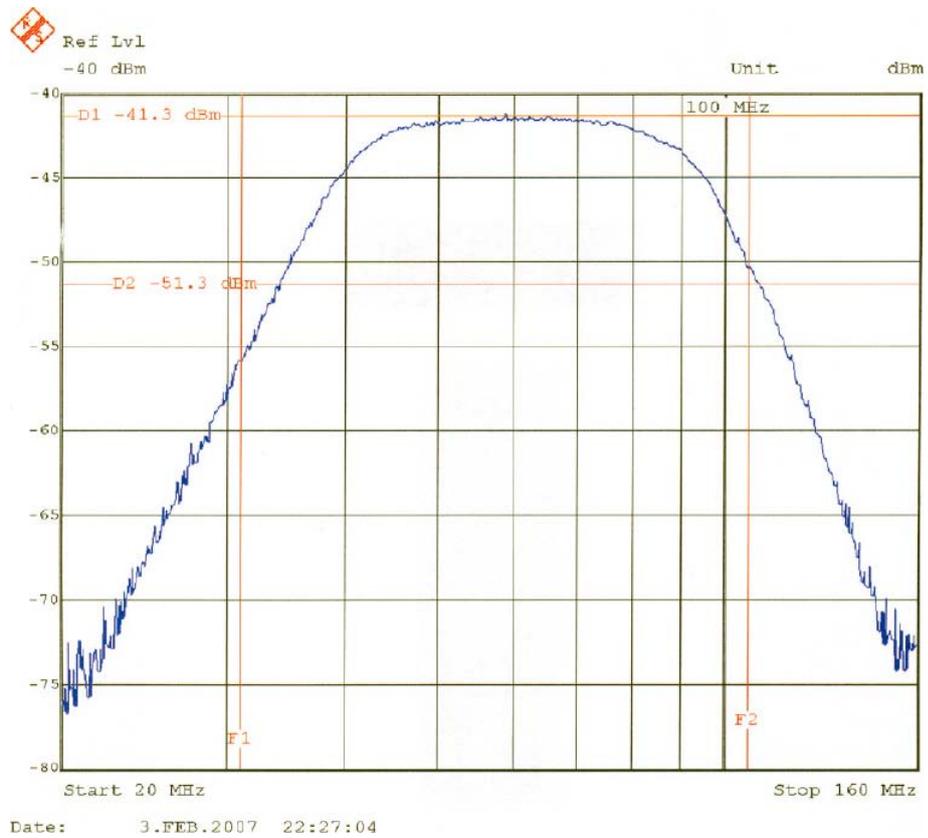


FIG. 7.16 – Spectre obtenu lors de mesures en février 2007

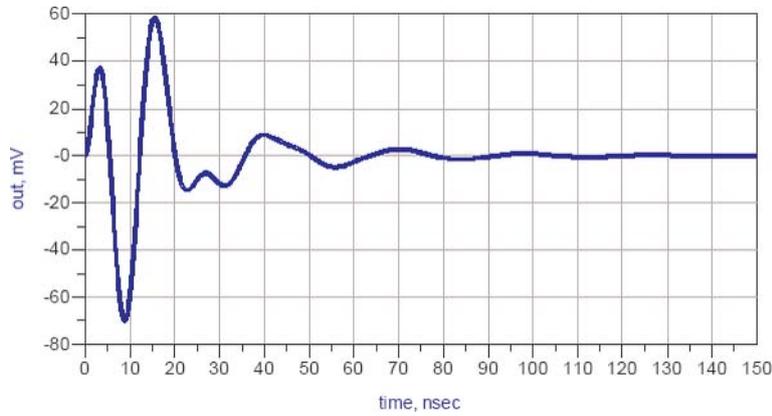


FIG. 7.17 – Forme temporelle simulée de l'impulsion

La solution proposée consiste à générer une impulsion en utilisant la réponse indicielle d'un filtre passe-bande et à déterminer quelles sont les caractéristiques minimales que doivent respecter le signal de déclenchement (idéalement un échelon d'Heaviside) et le filtre pour satisfaire les limites d'un gabarit. La formulation d'une méthode de dimensionnement est une conséquence de cette étude.

7.5.1 Méthode de détermination des caractéristiques d'un générateur d'impulsions

Nous décrivons dans cette section la méthode de détermination des caractéristiques d'un générateur direct d'impulsions à filtre passe-bande. La méthode est présentée en considérant un gabarit de la FCC mais elle peut être appliquée à tout autre.

Nous recherchons le filtre minimal satisfaisant une bande passante donnée et ayant la réponse la plus plate possible dans cette bande. Nous ne faisons pas d'hypothèse a priori quant à la forme temporelle de l'impulsion. Le gabarit « indoor » de la FCC spécifie une bande entre $3,1\text{GHz}$ et $10,6\text{GHz}$ avec une atténuation d'au moins 10dB en limite de bande. Pour dimensionner le filtre, il convient également de tenir compte des autres contraintes du gabarit, notamment une atténuation de 34dB à $1,6\text{GHz}$ par rapport à la puissance maximale dans la bande.

Le tableau (7.1) renseigne sur les atténuations asymptotiques atteintes en fonction de l'ordre du filtre (ici calculées sur un filtre passe-haut). Dans le cas du gabarit considéré, un peu

Ordre	Pente dB/décade	Pente dB/octave
1	+20	+6
2	+40	+12
3	+60	+18
4	+80	+24
5	+100	+30

TAB. 7.1 – Atténuation d'un filtre passe-haut en fonction de l'ordre

moins d'une octave sépare les fréquences $1,6\text{GHz}$ et $3,1\text{GHz}$ et une atténuation minimale de 24dB est requise entre ces deux fréquences. Dès lors, un filtre d'ordre 4 au moins est nécessaire. L'ondulation dans la bande passante n'est pas critique mais doit toutefois restée faible afin de maximiser la densité spectrale de puissance sur l'ensemble de la bande. Un filtre elliptique peut être avantageux car il offre une atténuation brutale en limite de bande.

Par contre, il faut veiller au niveau du signal sur l'ensemble des bandes atténuées. Un filtre de Butterworth n'a aucune ondulation en bande passante mais un ordre plus important est nécessaire pour obtenir la rapidité d'atténuation. Un filtre de Tchebychev permet d'avoir cette rapidité d'atténuation mais les ondulations en bande passante sont importantes et la distorsion de phase également.

7.5.2 Réalisation d'un générateur direct d'impulsions à filtre passe-bande

Un exemple de circuit, dimensionné pour le gabarit « indoor » de la FCC est représenté sur la FIG. 7.18. L'expression de la fonction de transfert du filtre est donnée par l'équation 7.5. La réponse en fréquence du filtre est donnée sur la FIG. 7.19 et la forme temporelle sur la FIG. 7.20. La bande passante obtenue est égale à celle spécifiée, soit $7,5\text{GHz}$. Des temps de transition de 35ps sont considérés pour le signal de déclenchement.

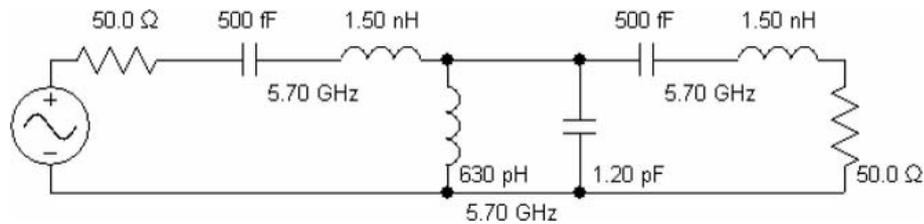


FIG. 7.18 – Générateur direct à filtre passe-bande

$$T(p) = \frac{3,49 \cdot 10^{31} \cdot p^3}{p^6 + 10^{11} \cdot p^5 + 6,03 \cdot 10^{21} \cdot p^4 + 2,04 \cdot 10^{32} \cdot p^3 + 7,48 \cdot 10^{42} \cdot p^2 + 1,1 \cdot 10^{53} \cdot p + 2,18 \cdot 10^{63}} \quad (7.5)$$

La FIG. 7.21 illustre l'effet de la dégradation du temps de transition du signal de commande :

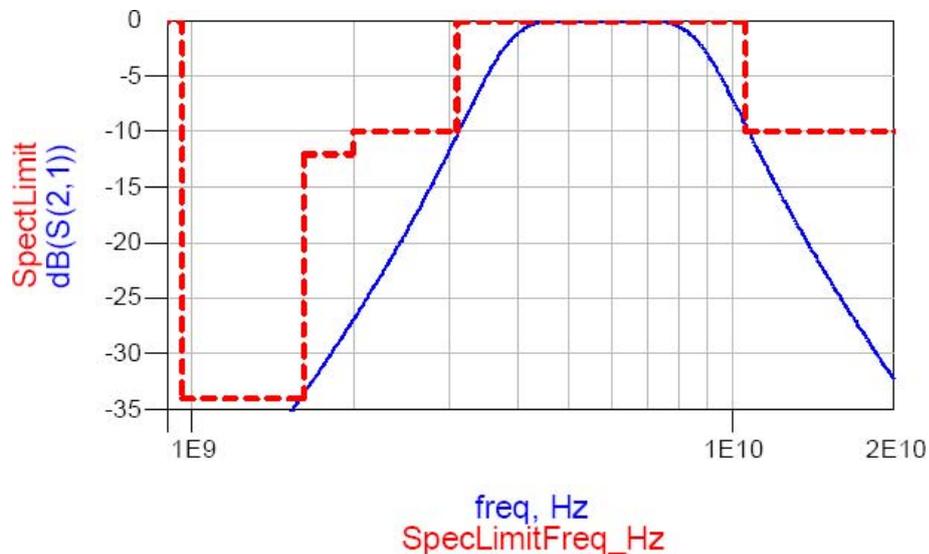


FIG. 7.19 – Réponse en fréquence du filtre passe-bande

la limite haute de la bande passante est réduite et le niveau de puissance (ou l'amplitude de l'impulsion) diminue. Un prototype en composants discrets de ce type de générateur a été réalisé à fréquence nominale divisée par 100 (FIG. 7.22) et mesuré, fournissant des résultats satisfaisants (FIG. 7.23).

Ces générateurs doivent encore être implantés et tester à fréquence nominale pour être pleinement validés. De plus, l'étude de leur intégration en technologie CMOS reste à mener.

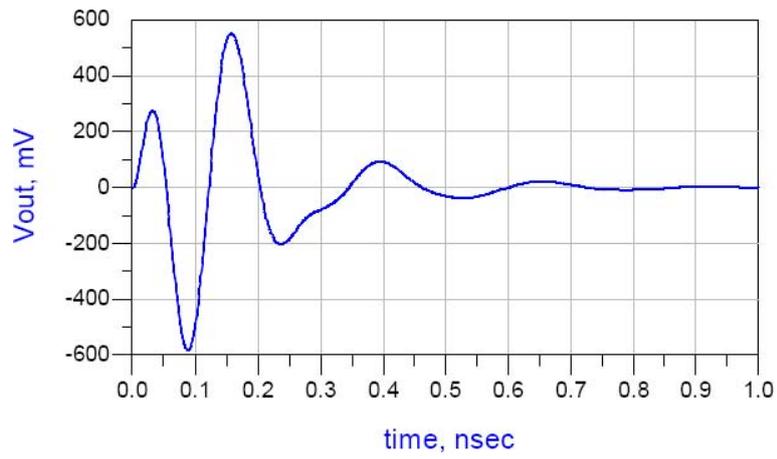


FIG. 7.20 – Forme temporelle de l'impulsion

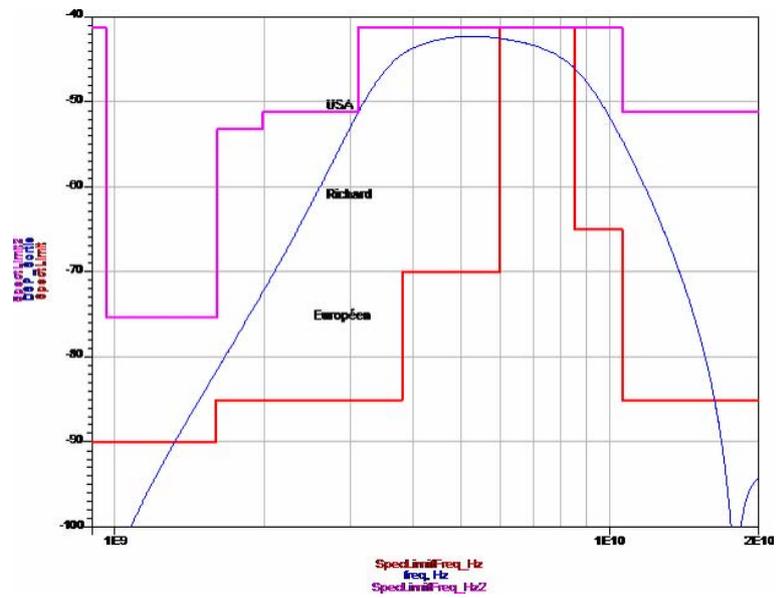


FIG. 7.21 – Réponse en fréquence du générateur avec temps de transition dégradé de la commande

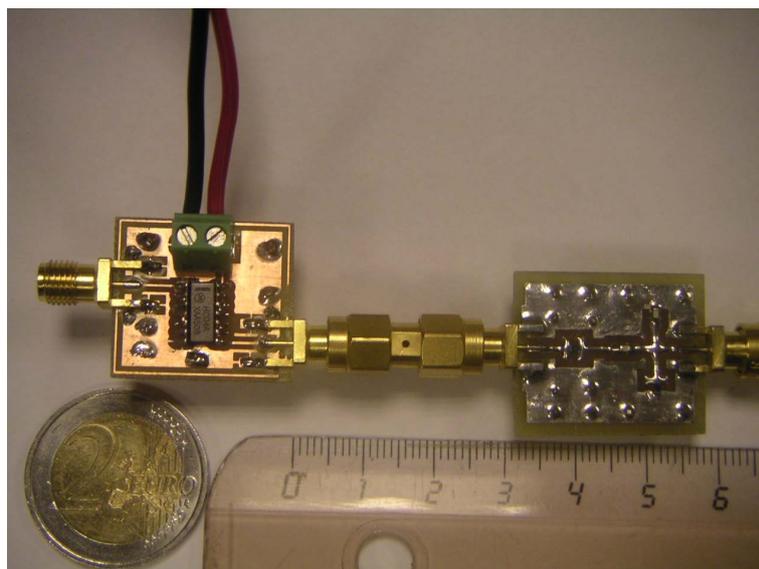


FIG. 7.22 – Prototype réalisé à $F/100$

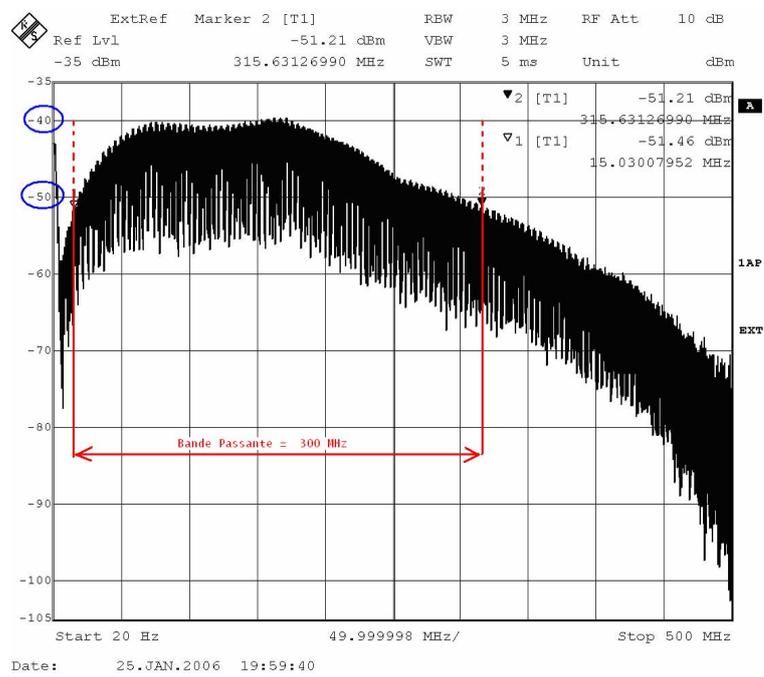


FIG. 7.23 – Mesure du prototype réalisé à $F/100$

Chapitre 8

Conclusions

Depuis quelques années, de nombreux travaux ont porté sur l'intégration de générateurs d'impulsions pour l'émission de signaux à ultra-large bande. Aujourd'hui, plusieurs circuits intégrés CMOS ont prouvé la faisabilité d'un tel générateur à bas coût et faible consommation. Au stade commercial, seuls quelques générateurs en technologie SiGe sont pour le moment disponibles.

La sortie prochaine du standard IEEE 802.15.4a, prévue pour fin juin 2007 et la publication de nouvelles réglementations dont celle récente de l'Europe donnent un cadre précis dans lequel les communications impulsionnelles à ultra-large bande peuvent désormais se développer. Ce cadre apporte de nouvelles contraintes auxquelles les systèmes ULB devront se conformer et donc en particulier les générateurs d'impulsions.

Peu de travaux ont jusqu'alors abordé la conception conjointe de l'antenne et du récepteur, ou éventuellement l'adaptation des caractéristiques du générateur en fonction de celles de l'antenne. Ceci constitue une voie d'investigation importante afin de réduire la consommation et les coûts.

Enfin, la possibilité de programmer largement les caractéristiques du générateur d'impulsions sera un atout face à la diversité des réglementations et des contextes d'applications.

Annexe A

Références bibliographiques

- [1] ZigBee Alliance. Zigbee specification. Standard, ZigBee Alliance, Dec 2004.
- [2] A. Ameti, R.J. Fontana, E.J. Knight, and E. Richley. Ultra wideband technology for aircraft wireless intercommunications systems (awics) design. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 19(7) :14–18, 2004.
- [3] James R. Andrew. Tunnel diode pulse generator. *U.S. patent*, (us0396714), 1975.
- [4] A. Azakkour, M. Regis, F. Pourchet, and G. Alquie. A new integrated monocycle generator and transmitter for ultra-wideband (uwb) communications. In *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, pages 79–82, 2005.
- [5] S. Bagga, A.V. Vorobyov, S.A.P. Haddad, A.G. Yarovoy, W.A. Serdijn, and J.R. Long. Codesign of an impulse generator and miniaturized antennas for ir-uwb. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4) :1656–1666, 2006.
- [6] C.R. Berger, M. Eisenacher, H. Jakel, and F. Jondral. Pulseshaping in uwb systems using semidefinite programming with non-constant upper bounds. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on*, pages 1–5, 2006.
- [7] S.J. Burgess and G. Trombino. A low-cost microstrip uwb pulse generator with integral bi-phase switching modulation. In *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, pages 201–205, 2006.
- [8] Danijela Cabric, Mike S. W. Chen, David A. Sobel, Stanley Wang, Jing Yang, and Robert W. Brodersen. Novel radio architectures for uwb, 60 ghz, and cognitive wireless systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pages Article ID 17957, 18 pages, 2006. doi :10.1155/WCN/2006/17957.
- [9] Xiaomin Chen and S. Kiaei. Monocycle shapes for ultra wideband system. In *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, volume 1, pages I–597–I–600 vol.1, 2002.
- [10] Zhi Ning Chen, Xuan Hui Wu, Hui Feng Li, Ning Yang, and M.Y.W. Chia. Considerations for source pulses and antennas in uwb radio systems. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 52(7) :1739–1748, 2004.
- [11] U.S. Federal Communications Commission. Fcc Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems : First report and order. Technical report, U.S.F.C.C., Feb 2002.
- [12] U.S. Federal Communications Commission. Fcc Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems : Memorandum Opinion and Order and Further Notice of Proposed Rules Making. Technical report, U.S.F.C.C., Feb 2003.
- [13] Electronic Communications Committee. Ecc decision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices using ultra-wideband (uwb) technology in bands below 10.6 ghz. Technical report, CEPT, Mar 2006.
- [14] J.T. Conroy, J.L. LoCicero, and D.R. Ucci. Communication techniques using monopulse waveforms. In *Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, volume 2, pages 1181–1185 vol.2, 1999.
- [15] C.A. Corral, S. Sibecas, S. Emami, and G. Stratis. Pulse spectrum optimization for ultra-wideband communication. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 31–35, 2002.
- [16] Samuel Dubouloz and Laurent Ouvry. Régulation et normalisation pour les communications ultra large bande (UWB). In *Journées Scientifiques du CNFRS*, Mars 2006.

- [17] Christophe Entringer. Génération d'impulsion ultra large bande. Rapport de stage, dea asime, université pierre et marie curie, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2003.
- [18] Minoru Fujishima, B.B.M. Wasanthamala Badalawa, A. Oncu, and Tong Wang. 22-29ghz cmos pulse generator for ultra-wideband radar application. In *Solid-State Circuits Conference, 2006. ESSCIRC 2006. Proceedings of the 32nd European*, pages 279–282, 2006.
- [19] S. Gezici, Z. Sahinoglu, H. Kobayashi, and H.V. Poor. Ultra-wideband impulse radio systems with multiple pulse types. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 24(4) :892–898, 2006.
- [20] B. Godara, G. Blamon, and A. Fabre. Uwb : A new efficient pulse shape and its corresponding simple transceiver. In *Wireless Communication Systems, 2005. 2nd International Symposium on*, pages 365–369, 2005.
- [21] A.C. Gordillo, G.T.F. de Abreu, and R. Kohno. Band-limited frequency efficient orthogonal pulse shape modulation for uwb communications. In *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004 IEEE Eighth International Symposium on*, pages 498–502, 2004.
- [22] J. Han and C. Nguyen. On the development of a compact sub-nanosecond tunable monocycle pulse transmitter for uwb applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54 :285–293, 2006.
- [23] Jeong-Woo Han, Meng Miao, and Cam Nguyen. Recent development of srd- and fet-based sub-nanosecond pulse generators for ultra-wideband communications. In *Wireless Communication Technology, 2003. IEEE Topical Conference on*, pages 441–442, 2003.
- [24] Jeongwoo Han and Cam Nguyen. A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 12(6) :206–208, 2002.
- [25] Ecma International. High rate ultra wideband phy and mac standard. Standard, ECMA, Dec 2005.
- [26] Won Mee Jang. Pulse design in uwb communications using nyquist criterion. In *Advanced Communication Technology, 2006. ICACT 2006. The 8th International Conference*, volume 1, page 6 pp., 2006.
- [27] Youngkyun Jeong, Sungyong Jung, and Jin Liu. A cmos impulse generator for uwb wireless communication systems. In *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, volume 4, pages IV–129–32 Vol.4, 2004.
- [28] Byunghoo Jung, Yi-Hung Tseng, J. Harvey, and R. Harjani. Pulse generator design for uwb ir communication systems. In *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, pages 4381–4384 Vol. 5, 2005.
- [29] H. Kim, D. Park, and Y. Joo. All-digital low-power cmos pulse generator for uwb system. *Electronics Letters*, 40(24) :1534–1535, 2004.
- [30] Hyunseok Kim and Youngjoong Joo. Fifth-derivative gaussian pulse generator for uwb system. In *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, pages 671–674, 2005.
- [31] Hyunseok Kim, Youngjoong Joo, and Sungyong Jung. Digitally controllable bi-phase cmos uwb pulse generator. In *Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on*, pages 442–445, 2005.
- [32] Hyunseok Kim, Youngjoong Joo, and Sungyong Jung. A tunable cmos uwb pulse generator. In *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, pages 109–112, 2006.

- [33] Hyunseok Kim, Dongwon Park, and Youngjoong Joo. Design of cmos scholtz's monocycle pulse generator. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 81–85, 2003. TY - CONF.
- [34] Shinho Kim and Yuanxun Ethan Wang. Uwb pulse generation techniques with switched resonators. In *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, pages 91–95, 2006.
- [35] S. Krishnan, O. Kyaw, Low Zhen Ning, V.P. Kumar, and N.L. Leng. Tunable monocycle doublet generator. In *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pages 387–390, 2006.
- [36] Jeong Soo Lee, C. Nguyen, and T. Scullion. New uniplanar subnanosecond monocycle pulse generator and transformer for time-domain microwave applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 49(6) :1126–1129, 2001.
- [37] Jeong Soo Lee and Cam Nguyen. Novel low-cost ultra-wideband, ultra-short-pulse transmitter with mesfet impulse-shaping circuitry for reduced distortion and improved pulse repetition rate. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 11(5) :208–210, 2001.
- [38] K. Li. Experimental study on uwb pulse generation using uwb bandpass filters. In *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, pages 103–108, 2006.
- [39] K. Li, D. Kurita, and T. Matsui. A novel uwb bandpass filter and its application to uwb pulse generation. In *Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on*, pages 446–451, 2005.
- [40] Wei Li and T.A. Gulliver. Optimal pulse shaping for pulse position modulation uwb systems with sparsity-driven signal detection. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, volume 3, pages 1455–1458, 2006.
- [41] Xiaohua Li, Wa Kong, and Gang Wang. On the selection of template pulse waveform in uwb impulse communications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pages 1311–1314, 2006.
- [42] C.-F. Liang, S.-T. Liu, and S.-I. Liu. A calibrated pulse generator for impulse-radio uwb applications. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 41(11) :2401–2407, 2006.
- [43] Gui-Duo Lim, Yuanjin Zheng, Wooi-Gan Yeoh, and Yong Lian. A novel low power uwb transmitter ic. In *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006 IEEE*, page 4 pp., 2006.
- [44] Huang Ling, Zhang Hong-xin, and Lu Ying-hua. A novel method to generate uwb shaping pulses based on chip pulse. In *ITS Telecommunications Proceedings, 2006 6th International Conference on*, pages 290–293, 2006.
- [45] Guofeng Lu, P. Spasojevic, and L. Greenstein. Antenna and pulse designs for meeting uwb spectrum density requirements. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 162–166, 2003.
- [46] X. Luo, L. Yang, and G. Giannakis. Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios. *Journal on Communications and Networks*, 5(4) :344–353, Dec. 2003.
- [47] Xiliang Luo, Liuqing Yang, and G.B. Giannakis. Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 349–353, 2003.
- [48] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot. Uwb pulse generation in the 3.1-5.1 ghz band. In *International Wireless Summit, WPMC - Wireless Personal Multimedia Communications*, 2005.

- [49] K. Marsden, Hyung-Jin Lee, Dong Ha, and Hyung-Soo Lee. Low power cmos re-programmable pulse generator for uwb systems. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 443–447, 2003.
- [50] M. Matsuo, M. Kamada, and H. Habuchi. Design of uwb pulses by spline approximation. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE*, volume 2, pages 764–769 Vol. 2, 2005.
- [51] M. Miao and C. Nguyen. On the development of an integrated cmos-based uwb tunable-pulse transmit module. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(10) :3681–3687, 2006.
- [52] L.B. Michael, M. Ghavami, and R. Kohno. Multiple pulse generator for ultra-wideband communication using hermite polynomial based orthogonal pulses. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 47–51, 2002.
- [53] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, Y. Ookuma, M. Hayakawa, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura. A novel uwb impulse-radio transmitter with all-digitally-controlled pulse generator. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European*, pages 267–270, 2005. TY - CONF.
- [54] Official Journal of the European Union. Commission decision of 21 february 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the community. Technical report, E.C.C., Fébruary 2007.
- [55] Laurent Ouvry. Uwb bas débit et standardisation à l’IEEE 802.15.4a. In *Ecole d’Automne Ultra-Large Bande*, Oct 2006.
- [56] Laurent Ouvry, Samuel Dubouloz, and Maggio Gian Mario. Text submission to task group 4a - power measurements for UWB signals. Text submission, IEEE, Jun 2005.
- [57] Hewlett Packard. Pulse and waveform generation with step recovery diodes. Application note 918, H.P., Oct 1984.
- [58] A.B. Parr, B.L. Cho, and Z. Ding. A new uwb pulse generator for fcc spectral masks. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, volume 3, pages 1664–1666 vol.3, 2003.
- [59] B. Parr, ByungLok Cho, K. Wallace, and Zhi Ding. A novel ultra-wideband pulse design algorithm. *Communications Letters, IEEE*, 7(5) :219–221, 2003.
- [60] H. Ray, N. Udar, and R. Viswanathan. A weighted sum of gaussian-derived pulse design for uwb. In *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pages 383–386, 2006.
- [61] S. Roy, J.R. Foerster, V.S. Somayazulu, and D.G. Leeper. Ultrawideband radio design : The promise of high-speed, short-range wireless connectivity. *Proceedings of the IEEE*, 92(2) :295–311, 2004.
- [62] A. Ruengwaree, A. Ghose, J. Weide, and G. Kompa. Ultra-fast pulse transmitter for uwb microwave radar. In *Radar Conference, 2006. 3rd European*, pages 354–357, 2006.
- [63] P. Rulikowski and J. Barrett. Truly balanced step recovery diode pulse generator with single power supply. In *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pages 347–350, 2004.
- [64] J. Ryckaert, M. Badaroglu, C. Desset, V. De Heyn, G. ven der Plas, P. Wambacq, B. van Poucke, and S. Donnay. Carrier-based uwb impulse radio : simplicity, flexibility, and pulser implementation in 0.18-micron cmos. In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 432–437, 2005.
- [65] J. Ryckaert, C. Desset, A. Fort, M. Badaroglu, V. De Heyn, P. Wambacq, G. Van der Plas, S. Donnay, B. Van Poucke, and B. Gyselinckx. Ultra-wide-band transmitter for low-power wireless body area networks : design and evaluation. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on [Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on]*, 52(12) :2515–2525, 2005.

- [66] M. Sablatash. Pulse shaping, modulation and spectrum shaping for uwb wireless communications and the effects on interference for single and multiband transmission of uwb signals. In *Electrical and Computer Engineering, Canadian Conference on*, pages 1640–1645, 2006.
- [67] J. Schwoerer, B. Miscopain, B. Uguen, and G. El-Zein. A discrete fully logical and low-cost sub-nanosecond uwb pulse generator. In *Wireless and Microwave Technology, 2005. The 2005 IEEE Annual Conference*, page 4 pp., 2005.
- [68] Joo A. Ney da Silva and Marcello L. R. de Campos. Spectrally efficient uwb pulse shaping with application in orthogonal psm. *Communications, IEEE Transactions on*, 55(2) :313–322, 2007.
- [69] L. Smaini, C. Tinella, D. Helal, C. Stoecklin, L. Chabert, C. Devaucelle, R. Cattenoz, N. Rinaldi, and D. Belot. Single-chip cmos pulse generator for uwb systems. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 41(7) :1551–1561, 2006.
- [70] L. Smaini, C. Tinilla, D. Helal, C. Stoecklin, L. Chabert, C. Devaucelle, R. Cattanoz, and D. Belot. Single-chip cmos pulse generator for uwb systems. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European*, pages 271–274, 2005.
- [71] IEEE Computer Society. Ieee standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks specific requirements part 15.4 : wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (LR-WPANs). Standard, IEEE, Oct 2003.
- [72] IEEE Computer Society. Part 15.3 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Standard, IEEE, Sep 2003.
- [73] IEEE Computer Society. Ieee standard for information technology- telecommunications and information exchange between systems- local and metropolitan area networks-specific requirements part 15.4 : Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs). Standard, IEEE, Sept 2006.
- [74] L. Stoica, A. Rabbachin, H.O. Repo, T.S. Tiuraniemi, and I. Oppermann. An ultrawideband system architecture for tag based wireless sensor networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 54(5) :1632–1645, 2005.
- [75] L. Stoica, S. Tiuraniemi, I. Oppermann, and H. Repo. An ultra wideband low complexity circuit transceiver architecture for sensor networks. In *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, pages 364–367 Vol. 1, 2005.
- [76] L. Stoica, S. Tiuraniemi, H. Repo, A. Rabbachin, and I. Oppermann. Low complexity uwb circuit transceiver architecture for low cost sensor tag systems. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, volume 1, pages 196–200 Vol.1, 2004.
- [77] Denis Sweeney, Ha Dong S., Annamalai Annamalai, and Sridharan Muthuswamy. *Transmitter Design*, chapter 5, pages 213–247. Prentice Hall, 2005.
- [78] Adrian Eng-Choon Tan, M.Y.-W. Chia, and S.-W. Leong. Sub-nanosecond pulse-forming network on sige bimos for uwb communications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(3) :1019–1024, 2006.
- [79] T. Terada, S. Yoshizumi, Y. Sanada, and T. Kuroda. Transceiver circuits for pulse-based ultra-wideband. In *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, volume 4, pages IV–349–52 Vol.4, 2004.
- [80] Richard Thai Singama. Premier rapport d’avancement : Architectures radiofréquences pour l’émission et la réception de signaux uwb. Technical report, GET-ENST, Sep 2005.

- [81] Richard Thai Singama. Second rapport d'avancement : Architectures radiofréquences pour l'émission et la réception de signaux uwb. Technical report, GET-ENST, Aug 2006.
- [82] Richard Thai Singama and Jean-François Naviner. Générateur d'impulsions uwb et émetteur uwb. *French patent*, (FR04 11619), mar 2004.
- [83] Chih-Yung Tsai and Shyh-Kang Jeng. Design of a legendre-polynomial-based orthogonal pulse generator for ultra-wideband communications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, volume 2B, pages 680–683 vol. 2B, 2005.
- [84] Chih-Yung Tsai and Shyh-Kang Jeng. Design of an ultra-wideband waveform shaping network using an analog microwave differentiator array fed by a gaussian pulse signal. In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pages 1307–1310, 2006.
- [85] T.K.K. Tsang and M.L. El-Cramal. Fully integrated sub-microwatt cmos ultra wide-band pulse-based transmitter for wireless sensors networks. In *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, page 4 pp., 2006.
- [86] USB. Wireless universal serial bus specification. Specification, Wireless USB, Mai 2005.
- [87] Yue Wang, Xiaodai Dong, and I.J. Fair. A method for spectrum shaping and nbi suppression in uwb communications. In *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, volume 4, pages 1476–1481, 2006.
- [88] D.D. Wentzloff and A.P. Chandrakasan. A 3.1-10.6 ghz ultra-wideband pulse-shaping mixer. In *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, pages 83–86, 2005.
- [89] D.D. Wentzloff and A.P. Chandrakasan. Gaussian pulse generators for subbanded ultra-wideband transmitters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4) :1647–1655, 2006.
- [90] James M. Wilson. Ultra-Wideband / a Disruptive RF Technology? In <http://www.intel.com/technology/comms/uwb/>, Sep 2002.
- [91] King Wah Wong, S. Reddy Karri, and Yuanjin Zheng. Low-power full-band uwb active pulse shaping circuit using 0.18- μm cmos technology. In *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006 IEEE*, page 4 pp., 2006.
- [92] Xianren Wu, Zhi Tian, T.N. Davidson, and G.B. Giannakis. Optimal waveform design for uwb radios. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, 54(6) :2009–2021, 2006.
- [93] Haolu Xie, Siqiang Fan, Xin Wang, A. Wang, Zhihua Wang, and Hongyi Chen. A pulse-based full-band uwb transceiver soc in 0.18 μm sige bicmos. In *International SOC Conference, 2006 IEEE*, pages 73–76, 2006.
- [94] S. Yilmaz and I. Tekin. Ultra-wideband n-bit digitally tunable pulse generator. In *Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on*, pages 438–441, 2005.
- [95] Lu Yin and Zhu Hongbo. Interference mitigation in uwb communications through pulse waveform design. In *Environmental Electromagnetics, The 2006 4th Asia-Pacific Conference on*, pages 569–572, 2006.
- [96] Dongsong Zeng, Jr. Annamalai, A., and A.I. Zaghloul. Pulse shaping filter design in uwb system. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 66–70, 2003.
- [97] J. Zhao, C. Maxey, A. Narayanan, and S. Raman. A sige bicmos ultra wide band rfc transmitter design for wireless sensor networks. In *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pages 215–218, 2004.

- [98] Jun Zhao and S. Raman. A 0.18/spl mu/m rf cmos ultra wide band transmitter front end rfc. In *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006 IEEE*, page 4 pp., 2006.
- [99] Li Zhao and A.M. Haimovich. Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 20(9) :1684–1691, 2002.
- [100] Liu-Lei Zhou and Hong-bo Zhu. Waveform design and performance analysis of ultra-wideband (uwb) pulse based on iterative algorithm. In *Environmental Electromagnetics, The 2006 4th Asia-Pacific Conference on*, pages 755–758, 2006.
- [101] Yunliang Zhu, J.D. Zuegel, J.R. Marciante, and Hui Wu. A 0.18 /spl mu/m cmos distributed transversal filter for sub-nanosecond pulse synthesis. In *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pages 563–566, 2006.
- [102] R. Zimmer, P. Waldow, and A. Beyer. An improved method of generating uwb pulses for high datarate communication. In *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pages 143–145, 2006.

Annexe B

Glossaire

Glossaire

AWGN Additive White Gaussian Noise, bruit additif blanc gaussien, [35](#)

BER Bit Error Rate, taux d'erreur binaire, [35](#)

BPSK Binary Phase Shift Keying modulation binaire en phase, [17](#)

CEPT Conférence Européenne des postes et Télécommunications, [12](#)

chip intervalle de temps élémentaire au cours duquel une seule impulsion peut être émise., [15](#)

DAA Detection and Avoiding : Détection et évitement, [13](#)

DC Duty Cycle Rapport cyclique : rapport en pourcentage de la durée effective d'émission sur une période donnée, [13](#)

EIRP Equivalent Isotropic Radiated Power : le produit de la puissance fournie à une antenne et du gain de l'antenne divisé par les pertes dans le câble entre la source et l'antenne. Le gain de l'antenne est pris dans la direction spécifique par rapport à celui d'une antenne isotropique, [10](#)

FCC U.S. Federal Communications Commission, [10](#)

MB-OFDM MultiBand Orthogonal Frequency Division Multiplexing, [15](#)

MCML MOS current mode logic, [49](#)

PPM Pulse Position Modulation : modulation par position d'impulsion, [17](#)

PRF Pulse Repetition Frequency, Fréquence de répétition des impulsions, [11](#)

PRI Pulse Repetition Interval Intervalle de répétition des impulsions : intervalle de temps élémentaire dans lequel une impulsion au plus peut être émise, [17](#)

PRP Pulse Repetition Period : Période de répétition des impulsions, [21](#)

RBW Resolution BandWidth Bande de fréquences sur laquelle est effectuée la mesure, [12](#)

SRD Step Recovery Diode ou Snap-off Diode, diode à recouvrement par échelon, [39](#)

WPAN Wireless Personal Area Network : Réseau personnel de communications sans fil, [15](#)

