



**HAL**  
open science

# Radar automobile, simulateur de cible, ligne à retard, système de test, large bande, reconfigurable, SER

Fabien Arzur

## ► To cite this version:

Fabien Arzur. Radar automobile, simulateur de cible, ligne à retard, système de test, large bande, reconfigurable, SER. Electronique. Université de Bretagne Occidentale, 2017. Français. NNT : . tel-02524168

**HAL Id: tel-02524168**

**<https://theses.hal.science/tel-02524168>**

Submitted on 30 Mar 2020

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

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



université de bretagne  
occidentale

UNIVERSITE  
BRETAGNE  
LOIRE

**THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE LOIRE**

*Mention : STIC (Sciences et Technologies de l'Information et de la  
Communication)*

**École Doctorale MathSTIC**

présentée par

**Fabien Arzur**

Préparée à l'Unité Mixte de Recherche UMR CNRS 6285  
Lab-STICC

Laboratoire en Sciences et Techniques de l'Information,  
de la Communication et de la Connaissance

# Développement de simulateurs de cibles pour radars automobiles 77 GHz

**Thèse soutenue le 27 octobre 2017**

devant le jury composé de :

**Nathalie Raveu**

Professeur, ENSEEIHT Toulouse / *Présidente*

**Philippe Ferrari**

Professeur, Université Grenoble Alpes / *Rapporteur*

**Raphaël Gillard**

Professeur, INSA Rennes / *Rapporteur*

**Gérard Tanné**

Professeur, Université de Bretagne Occidentale / *Directeur de thèse*

**Marc Le Roy**

Maître de conférence, Université de Bretagne Occidentale / *Co-encadrant*

**Nicolas Bordais**

Ingénieur, ZF TRW Autocruise / *Co-encadrant*

Invité ;

**André Pérennec**

Maître de conférence, HDR, Université de Bretagne Occidentale / *Co-encadrant*







# Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont issus d'une collaboration entre le laboratoire Lab-STICC de l'Université de Bretagne Occidentale, travaux réalisés au sein du pôle MOM, dans l'équipe Dispositifs et Interfaces Multi-physiques (DIM) et l'entreprise ZF TRW Autocruise dirigée par Monsieur Mickaël Léon, au sein du département Test.

Ces trois années de thèse m'ont permis de faire de nombreuses rencontres et de grandir, tant sur un plan professionnel que personnel. L'aspect industriel de cette thèse m'a également permis de confronter deux visions si proches et pourtant éloignées que sont les domaines de la recherche et de l'industrie.

Je remercie Madame Nathalie Raveu, Professeur à l'ENSEEIH d'avoir accepté de présider ce jury de thèse.

Je remercie également Messieurs Philippe Ferrari, Professeur des Universités à l'INP Grenoble et Raphaël Gillard, Professeur des Universités à l'IETR, de m'avoir fait l'honneur de rapporter mes travaux.

Je souhaiterais remercier très sincèrement Monsieur le Professeur Gérard Tanné d'avoir dirigé ma thèse. J'adresse ma reconnaissance à Messieurs Marc Le Roy et André Pérennec, pour avoir encadré mes travaux durant ces trois années, d'avoir apporté un œil critique sur mon travail, de m'avoir guidé et encouragé tout au long de cette thèse et d'avoir partagé avec moi leurs expériences et leurs connaissances.

Je souhaiterais aussi remercier les doctorants du département et du laboratoire et plus chaleureusement ceux du bureau cosmopolite C122, Nathan, Mohammad, Vassidiki, Marcos, mais aussi Sarra, Younès, pour ne citer qu'eux.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Nicolas Bordais, Manager de l'équipe Test, ainsi qu'à Bernard Cerdan, Directeur des Opérations, pour m'avoir accordé leur confiance et permis de réaliser cette thèse au sein de l'équipe Test devenue aujourd'hui un département.

Je ne pourrais évidemment pas oublier les collègues de l'équipe Test, Laurent, Pierre, Julien, Théo, Gaël pour leur aide et leur soutien. Je n'oublierai pas les bons moments passés à et hors d'Autocruise ainsi que les nombreux moments plus ou moins sérieux. Je remercie également les membres de l'équipe Programme, Thierry L., François-Marie, Christophe, Jean-Michel, David dirigée par Guillaume Bessière pour leurs précieux conseils.

Enfin, je voudrais tout simplement remercier mes parents ainsi que ma sœur Camille pour m'avoir toujours suivi dans mes choix et pour leur soutien. Je n'oublie pas ma femme Roxane, pour ses encouragements et son soutien à toute épreuve, sans faille, dans les moments où la motivation faisait défaut.

Pour finir, j'adresse ma profonde reconnaissance à toutes les personnes que je n'ai pas citées ici, personnes que j'ai eu la chance de connaître durant ces quelques années, au Lab-STICC ainsi qu'à Autocruise et qui ont contribué à la bonne réalisation de ce travail.



*« Pour comprendre un système,  
Il faut ... s'en extraire. »*

Bernard Werber





# Sommaire

<b>Remerciements</b> .....	<b>5</b>
<b>Sommaire</b> .....	<b>9</b>
<b>Glossaire</b> .....	<b>15</b>
<b>Table des illustrations</b> .....	<b>19</b>
<b>Introduction générale de l'étude</b> .....	<b>3</b>
<b>1 Contexte de l'étude</b> .....	<b>9</b>
1.1 Introduction.....	9
1.2 Principe des systèmes radars.....	9
1.2.1 Mesure de la vitesse .....	10
1.2.2 Mesure de la distance.....	10
1.3 Radars automobiles.....	10
1.3.1 Types de radars .....	11
1.3.2 Bandes de fréquence allouées .....	12
1.3.3 Performances des capteurs radars .....	13
1.3.4 Modes de fonctionnement du radar.....	14
1.4 Voitures autonomes.....	17
1.4.1 Introduction.....	17
1.4.2 Etapes vers l'autonomie .....	17
1.4.3 Capteurs .....	19
1.5 EuroNCAP .....	22
1.5.1 Scénarios EuroNCAP.....	23
1.6 Conclusion .....	24
<b>2 Simulateur de cible radar</b> .....	<b>27</b>
2.1 Introduction.....	27
2.2 Descriptif et généralités.....	27
2.3 Fonctionnement d'un RTS .....	27
2.4 Caractéristiques des cibles .....	28
2.4.1 Simuler une distance .....	28
2.4.2 Simuler une vitesse .....	29
2.4.3 Simuler une SER.....	29
2.5 Etat de l'art.....	30
2.5.1 Anritsu – SM5407.....	30
2.5.2 Anritsu – ME7720A.....	31

2.5.3	Keysight – E8707A .....	32
2.5.4	Rohde & Scharwz – ARTS9510 .....	33
2.5.5	SmartMicro – TSDG-0002xx.....	34
2.5.6	National Instruments – NI VRTS.....	35
2.5.7	Bilan.....	35
2.6	Méthodes de test.....	37
2.6.1	Banc de test radar .....	37
2.6.2	Spécifications radars .....	39
2.6.3	Propagation des ondes.....	39
2.6.4	Spécifications du simulateur .....	42
2.7	Design d'un simulateur de cible.....	43
2.7.1	Introduction.....	43
2.7.2	Front-end.....	44
2.7.3	Fréquence intermédiaire.....	49
2.7.4	Partie contrôle .....	51
2.7.5	Intégration mécanique.....	52
2.8	Conclusion .....	52
<b>3</b>	<b>Ligne à retard variable large bande .....</b>	<b>57</b>
3.1	Introduction .....	57
3.2	Spécifications de la ligne à retard .....	57
3.3	Temps de propagation de groupe .....	58
3.4	Etat de l'art.....	58
3.4.1	Câble coaxial.....	58
3.4.2	Filtres à ondes acoustiques.....	61
3.4.3	Technologies planaires.....	70
3.4.4	Supraconduction.....	74
3.4.5	Technologie optique.....	75
3.4.6	Technologie LTCC.....	81
3.4.7	Lignes à retard numérique.....	83
3.4.8	Bilan .....	83
3.5	Topologies de ligne à retard.....	85
3.6	Commutation.....	86
3.6.1	Caractéristique d'un commutateur .....	87
3.6.2	Etat de l'art.....	87
3.6.3	Choix retenu .....	89
3.6.4	Prototypage .....	91

3.7	Blocs retard .....	92
3.7.1	Topologie d'égalisation large-bande.....	93
3.7.2	Amplification .....	96
3.7.3	Design des blocs retards.....	98
3.7.4	Simulation de la ligne à retard.....	110
3.8	Conclusion .....	111
<b>4</b>	<b>Contrôle de la SER.....</b>	<b>115</b>
4.1	Introduction.....	115
4.2	Contrôle de la SER.....	115
4.2.1	Notions et calcul de SER.....	115
4.2.2	Cas 1 - Compensation totale des pertes d'insertion des lignes à retard SAW... 117	
4.2.3	Cas 2 - Non compensation des pertes d'insertion des lignes à retard SAW..... 117	
4.2.4	Cas 3 - Compensation partielle des pertes d'insertion des lignes à retard SAW 118	
4.3	Etude du facteur de bruit.....	119
4.3.1	Cas 1 – Compensation totale des pertes d'insertion.....	119
4.3.2	Cas 2 - Non compensation des pertes d'insertion .....	120
4.3.3	Cas 3 - Compensation partielle des pertes d'insertion .....	120
4.3.4	Bilan.....	121
4.4	Topologies.....	121
4.5	Conclusion .....	121
	<b>Conclusion générale et perspectives .....</b>	<b>125</b>
	<b>Communications et valorisation .....</b>	<b>131</b>
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>135</b>
	<b>Annexes .....</b>	<b>143</b>
	Annexe 1 – PCB fréquence intermédiaire .....	143
	Annexe 2 – Photos RTS.....	144
	Annexe 3 : Développement du calcul de la SER.....	146
	Annexe 4 – Listes de composants – Ligne à retard variable.....	147







# Glossaire

RADAR	:	Radio Detection And Ranging
LIDAR	:	Light Detection And Ranging
RTS	:	Radar Target Simulator
ARTS	:	Automotive Radar Target Simulator
ONISR	:	Observatoire National Interministériel de la Sécurité Routière
MIMO	:	Multiple Input Multiple Output
SER	:	Surface Equivalente Radar
GPS	:	Global Positioning System
FOV	:	Field of view
EuroNCAP	:	European New Car Assessment Program
UIT	:	Union International des Télécommunications
BW	:	Bandwidth
UWB	:	Ultra-Wide Band
DBF	:	Digital BeamForming
MIMO	:	Multiple Input Multiple Output
FSK	:	Frequency Shift Keying
FMCW	:	Frequency Modulated Continuous Wave
ACC	:	Adaptive Cruise Control
AEB	:	Automatic Emergency Braking
SRR	:	Short Range Radar
MRR	:	Mid-Range Radar
LRR	:	Long Range Radar
BSD	:	Blind Spot Detection
RTCA	:	Rear Cross Traffic Alert
PIRE	:	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
AEL	:	Atténuation en espace libre
MMIC	:	Monolithic Microwave Integrated Circuit
VCO	:	Voltage Controlled Oscillator
R&R	:	Répétabilité & Reproductibilité
LNA	:	Low Noise Amplifier
PA	:	Power Amplifier
OL	:	Oscillateur Local
RF	:	Radiofréquence
FI	:	Fréquence Intermédiaire
SPI	:	Serial Peripheral Interface
CAN	:	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	:	Convertisseur Numérique Analogique
BF	:	Basse-Fréquence
HF	:	Haute-Fréquence
SAW	:	Surface Acoustic Wave
TC SAW	:	Thermally Compensated Surface Acoustic Wave
BAW	:	Bulk Acoustic Wave
LTCC	:	Low Temperature Co-fired Ceramic
HTCC	:	High Temperature Co-fired Ceramic



RTPS	:	Reflection Type Phase Shifter
SPDT	:	Single Pole Double Throw
ROS	:	Rapport d'Ondes Stationnaires
MEMS	:	Micro Electro Mechanical Systems
PIN	:	Positive Intrinsic Negative
FET	:	Field Effect Transistor
EM	:	Electromagnétique





# Table des illustrations

Figure 1-1 : Principe de fonctionnement du radar.....	9
Figure 1-2 : Frequency Modulation Continuous Wave (FMCW), (a) cas d'une cible immobile, (b) cas d'une cible mobile.....	11
Figure 1-3 : Allocation du spectre en fonction des zones géographiques .....	12
Figure 1-4 : Résolution en angle et distance .....	13
Figure 1-5 : Comparaison des capteurs radars .....	13
Figure 1-6 : Résolution spatiale .....	14
Figure 1-7 : Champs de vision du radar, ACC / AEB.....	15
Figure 1-8 : Niveaux d'autonomie d'un véhicule.....	19
Figure 1-9 : Exemple de fusion de capteurs.....	19
Figure 1-10 : Exemple de cartographie Lidar .....	20
Figure 1-11 : Capteur Lidar - Ford Mondeo .....	20
Figure 1-12 : Détection de piétons .....	20
Figure 1-13 : Capteurs et applications .....	22
Figure 1-14 : Notation d'une Renault Mégane 4 .....	23
Figure 1-15 : Scénarios EuroNCAP - AEB interurbain .....	23
Figure 1-16 : Scénario EuroNCAP - AEB piéton .....	24
Figure 2-1 : Synoptique simplifié d'un RTS .....	28
Figure 2-2 : Simulation d'une cible.....	28
Figure 2-3: Simulation d'une cible de taille importante, (a) cas d'une cible en visibilité partielle, (b) cas d'une cible en visibilité totale .....	29
Figure 2-4 : Simulation de la SER d'un piéton à 77 GHz par le logiciel FEKO .....	30
Figure 2-5 : RTS SM5407A.....	31
Figure 2-6 RTS ME7720A.....	32
Figure 2-7 RTS E8707A .....	33
Figure 2-8 ARTS9510.....	34
Figure 2-9 RTS TSDG-0002xx.....	35
Figure 2-10 : Evolution des simulateurs de cible dans l'entreprise .....	36
Figure 2-11 : Banc de test radar .....	37
Figure 2-12 : Résultats de mesures en banc de test.....	38
Figure 2-13 : Banc de test radar .....	38
Figure 2-16 : Absorption atmosphérique des ondes électromagnétiques.....	40
Figure 2-17 : Amplification d'une chaîne d'émission/réception.....	42
Figure 2-18: Bilan de liaison.....	42
Figure 2-19 : Synoptique détaillé d'un RTS Autocruise .....	44
Figure 2-20 : Configurations d'antennes, (a) bi-statique, (b) mono-statique .....	45
Figure 2-21 : Zones de propagation .....	45
Figure 2-22 : Layout de l'antenne réseau 10x10 en technologie planaire .....	47
Figure 2-23 : Front-end du simulateur de cible.....	48
Figure 2-24 : Câblage du PCB antenne.....	48
Figure 2-25 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 10x10 .....	49
Figure 2-26 : PCB « Fréquence intermédiaire » .....	49
Figure 2-27 : Synoptique du module Doppler.....	51
Figure 2-28 : Module Doppler .....	51

Figure 2-29 : Carte de contrôle .....	52
Figure 2-30 : Boîtier mécanique du simulateur de cible .....	52
Figure 3-1 : Ligne à retard coaxiale de 20 m (134 ns) .....	59
Figure 3-2 : Lignes à retard en technologie coaxiale : (a) Paramètres S - 8 m, (b) TPG – 8 m, (c) Paramètres S - 20 m, (d) TPG - 20 m.....	59
Figure 3-3 : Ligne à retard variable en technologie coaxiale.....	60
Figure 3-4 : Caractéristiques principales d'un filtre passe bande .....	62
Figure 3-5 : Mode de fonctionnement d'un filtre à ondes acoustiques de surface .....	62
Figure 3-6 : Filtre SAW SDL-150001-S61 .....	63
Figure 3-7 : Filtre SAW - 500 ns, (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	64
Figure 3-8 : Synoptique du RTS et de la ligne à retard SAW .....	64
Figure 3-9 : Conditions de mesures .....	65
Figure 3-10 : Simulation d'une cible - Ligne à retard SAW, (a) « birdview », (b) Interface 1, (c) Interface 2 .....	66
Figure 3-11 : Filtre SAW - 300 ns, (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	67
Figure 3-12 : Mode de fonctionnement d'un résonateur à ondes acoustiques de volume .....	68
Figure 3-13 : Filtres SAW/BAW – Complexité vs fréquence .....	68
Figure 3-14 : Filtre BAW packagé - 400 ns.....	69
Figure 3-15 : Filtre BAW - 400 ns, (a) paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	69
Figure 3-16 : Déphaseurs de type réflectif (RTPS) ; (a) Synoptique, (b) Système proposé par Chaudhary .....	71
Figure 3-17 : Déphaseur RTPS ; (a) Evolution des pertes d'insertion, (b) Variation du TPG ....	71
Figure 3-18 : Déphaseur de type passe-tout proposé par Hayashi .....	72
Figure 3-19 : Déphaseur de type Hayashi ; (a) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 0,5$ pF et $C_2 = 4.C_1$ ), (b) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 5$ pF et $C_2 = 4.C_1$ ), (c) Simulation du TPG, (d) Simulation de la phase .....	72
Figure 3-20 : Déphaseur de type passe-tout développé par le Lab-STICC.....	73
Figure 3-21 : Déphaseur de type passe-tout développé par le Lab-STICC ; (a) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 0,5$ pF et $C_2 = 2.C_1$ ), (b) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 10$ pF et $C_2 = 2.C_1$ ), (c) Simulation du TPG, (d) Simulation de la phase .....	73
Figure 3-22 : Double Spiral Meander Line (DSML) .....	74
Figure 3-23 : DSML, (a) Paramètres S, (b) TPG .....	75
Figure 3-24 : Système de transmission sur fibre optique.....	76
Figure 3-25 : Principe d'une liaison RF sur fibre .....	77
Figure 3-26 : AFBR-1310, (a) composant, (b) bloc diagramme.....	78
Figure 3-27 : AFBR-2310, (a) composant, (b) bloc diagramme.....	79
Figure 3-28 : PCB de test, (a) AFBR1310 - layout, (b) AFBR-2310 - layout, (c) AFBR-1310 + AFBR-2310.....	79
Figure 3-29 : Ligne à retard optique, (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	80
Figure 3-30 : Ligne à retard variable optique - 5021D-D11, (a) Boîtier, (b) Synoptique du système .....	80
Figure 3-31 : Ligne à retard en technologie LTCC.....	81
Figure 3-32 : Lignes à retard montées sur des PCBs de test .....	82
Figure 3-33 : Lignes à retard, (a) DL1.5 - Paramètres S, (b) DL1.5 - TPG, (c) DL4 - Paramètres S, (d) DL4 –TPG.....	82
Figure 3-34 : Retards vs dimensions.....	84
Figure 3-35 : Pertes d'insertion vs dimensions.....	84

Figure 3-36 : Architecture globale de la ligne à retard .....	86
Figure 3-37: Commutateur HMC545A .....	90
Figure 3-38 : Paramètres S du switch HMC545A, (a) cas – pertes d'insertion, (b) cas RF1 – réflexion, (c) cas RF2 – pertes d'insertion, (d) cas RF2 – réflexion.....	90
Figure 3-39 : Temps de propagation de groupe du commutateur HMC545A .....	91
Figure 3-40 : Prototypes des commutateurs HMC545A .....	91
Figure 3-41 : Simulations électromagnétiques, (a) cas RF1 – pertes d'insertion, (b) cas RF1 - réflexion, (c) cas RF2 – pertes d'insertion, (d) cas RF2 - réflexion, (e) TPG.....	92
Figure 3-42 : Exemple d'un bloc retard .....	93
Figure 3-43 : Diagrammes fonctionnels, (a) égaliseur fixe, (b) égaliseur variable.....	93
Figure 3-44 : Paramètres $S_{21}$ , (a) égaliseur fixe, (b) égaliseur variable contrôlé en tension .....	94
Figure 3-45 : Topologies d'égalisation.....	94
Figure 3-46 : Paramètres $S_{21}$ des différentes topologies d'égaliseurs.....	95
Figure 3-47 : Circuit d'égalisation, filtre de type non-réfléctif .....	95
Figure 3-48 : Paramètres $S_{21}$ , (a) des circuits à égaliser, (b) des circuits d'égalisation, (c) après égalisation .....	96
Figure 3-49 : Amplificateur ADL5611, (a) mesures en réflexion, (b) mesures en transmission .....	97
Figure 3-50 : Simulation des paramètres S d'un élément de retard avant/après égalisation.....	97
Figure 3-51 : Design des blocs retard .....	98
Figure 3-52 : Simulation du bloc retard 0,2 m - synoptique .....	99
Figure 3-53: Simulation du bloc retard 0,2 m, (a) Paramètres S, (b) TPG.....	99
Figure 3-54 : PCB du bloc retard 0,2 m.....	99
Figure 3-55 : Simulation du bloc retard 0,5 m - synoptique .....	100
Figure 3-56 : Simulation du bloc retard 0,5 m, (a) Paramètres S, (b) TPG.....	100
Figure 3-57 : Simulation du bloc retard 1 m - synoptique .....	100
Figure 3-58 : Simulation du bloc retard 1 m, (a) Paramètres S, (b) TPG.....	101
Figure 3-59 : Simulation du bloc retard 2 m - synoptique .....	101
Figure 3-60 : Simulation du bloc retard 2 m, (a) Paramètres S, (b) TPG.....	102
Figure 3-61 : Simulation du retard minimum - synoptique.....	102
Figure 3-62 : Simulation du bloc retard minimum, (a) Paramètres S, (b) TPG .....	102
Figure 3-63 : PCB conversion RF - optique, optique – RF .....	103
Figure 3-64 : Ligne à retard optique, (a) Fibre 4 m - Paramètres $S_{21}$ , (b) Fibre 4 m – TPG, (c) Fibre 8 m – Paramètres $S_{21}$ , (d) Fibre 8 m - TPG.....	104
Figure 3-65 : Ligne à retard SAW de 16 m - Filtre SAW M383-1350M4, (a) PCB de test, (b) package.....	104
Figure 3-66 : Lignes à retard SAW de 16 m - (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG .....	105
Figure 3-67 : Ligne à retard SAW de 16 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG .....	106
Figure 3-68 : Ligne à retard SAW de 32 m – Filtre SAW M383-1350M3, (a) PCB de test, (b) package.....	106
Figure 3-69 : Ligne à retard SAW de 32 m - (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	107
Figure 3-70 : Ligne à retard SAW de 32 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG .....	107
Figure 3-71 : Ligne à retard SAW de 64 m – Filtre SAW M383-1350M2, (a) PCB de test, (b) package.....	108
Figure 3-72 : Ligne à retard SAW de 64 m - (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG.....	108

Figure 3-73 : Ligne à retard SAW de 64 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG .....	109
Figure 3-74 : Lignes à retard de 128 m - (a) Paramètre $S_{21}$ , (b) TPG .....	109
Figure 3-75 : Ligne à retard SAW de 128 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG .....	110
Figure 3-76 : Temps de propagation de groupe simulé de la ligne à retard, (a) de 6,67 ns à 26,7 ns, (b) de 53,3 ns à 1,67 $\mu$ s.....	110
Figure 4-1 : SER en fonction de la distance simulée et du gain du RTS .....	116
Figure 4-2 : Illustration de la SER simulée en fonction de la distance .....	116
Figure 4-3 : Variation de la SER - compensation totale des pertes d'insertion .....	117
Figure 4-4 : Variation de la SER : Non compensation des pertes d'insertion .....	118
Figure 4-5 : Variation de la SER - compensation partielle des pertes d'insertion.....	119
Figure 4-6 : Etude du facteur de bruit - Compensation des pertes d'insertion .....	119
Figure 4-7 : Etude du facteur de bruit - Non compensation des pertes d'insertion .....	120
Figure 4-8 : Etude du facteur de bruit - Compensation partielle des pertes d'insertion .....	120
Figure 0-1 : PCB fréquence intermédiaire - TOP .....	143
Figure 0-2 : PBC fréquence intermédiaire - BOTTOM .....	143
Figure 0-3 : ARTS77.....	144
Figure 0-4 : ARTS77.....	144
Figure 0-5 : ARTS77 - face arrière .....	145
Figure 0-6 : Liste des composants - ligne à retard .....	147

# Introduction Générale





# Introduction générale de l'étude

Ce travail a été effectué dans le cadre d'une collaboration industrielle entre l'entreprise ZF TRW Autocruise et le laboratoire universitaire Lab-STICC. Cette thèse CIFRE fait suite à de précédents travaux réalisés lors d'un stage de fin d'études de Master Electronique pour les Systèmes Communicants (ESCo) au sein de l'entreprise ZF TRW Autocruise.

Ces travaux ont été effectués au sein du laboratoire Lab-STICC, dans le pôle Micro-ondes, Optoélectronique et Matériaux (MOM) où j'ai pu intégrer l'équipe Dispositifs et Interfaces Multiphysiques (DIM). Le Lab-STICC (Laboratoire des Sciences et Techniques de L'Information, de la Communication et de la Connaissance) est un laboratoire multidisciplinaire divisé en trois pôles scientifiques : MOM (Micro-ondes, Optoélectroniques et Matériaux), CID (Connaissance, Information et Décision) et CACS (Communications, Architecture, Circuits et Systèmes).

Le travail présenté a également été réalisé dans l'entreprise ZF TRW Autocruise, au sein du département Test.

En 17 ans, l'entreprise Autocruise est devenue un acteur mondial sur le marché du développement et de la fabrication de radars de régulation de distances et d'alerte à la collision pour l'aide à la conduite automobile.

L'entreprise est née en 2000, d'une joint-venture entre le radariste Thalès et l'équipementier automobile américain TRW, leader dans le design, le développement et la fabrication de technologies de sécurité active et passive. L'entreprise est implantée sur la commune de Plouzané, à proximité de la ville de Brest, sur le Technopôle Brest Iroise. Devenue filiale à 100% de TRW depuis 2003, l'entreprise poursuit son développement sur les marchés internationaux en s'appuyant sur un réseau commercial mondial et une importante équipe de techniciens et d'ingénieurs, ce qui lui permet de travailler en étroite collaboration avec partenaires et clients.

En 2015, le fournisseur automobile allemand ZF Friedrichshafen rachète officiellement l'américain TRW prenant ainsi place parmi les trois principaux équipementiers automobiles au niveau mondial. TRW devient ainsi une division à part entière de ZF. L'entreprise allemande fait partie des leaders mondiaux dans les domaines tels que les systèmes de transmission ou encore en matière de sécurité active et passive. Le groupe est aujourd'hui visible sur près de 230 sites à travers le monde, dans 40 pays.

Selon les estimations de l'Observatoire National Interministériel de la Sécurité Routière (ONISR), en 2016, 3469 personnes auraient perdu la vie sur les routes françaises. C'est 8 décès de plus que pour l'année 2015 (+0,2%) et 494 de moins qu'en 2011 avec 3963 décès (-12,5%). En 2016, la mortalité routière des automobilistes est en recul alors que celle des cyclistes et des piétons est en hausse. La mortalité des cyclomoteurs, elle, poursuit sa baisse [1]. Les accidents ainsi que la gravité qui en résulte s'expliquent par une combinaison de plusieurs facteurs liés en premier lieu, au véhicule, à la route, aux conditions de circulation mais aussi et surtout au conducteur. Dans la majorité des accidents corporels, le facteur humain intervient (dans près de 90% des cas) [2]. La politique actuelle des constructeurs automobiles est de proposer aux clients des véhicules de plus en plus sûrs, dans le but notamment de réduire la mortalité routière, avec comme objectif annoncé, la voiture autonome d'ici quelques années. Pour cela, les constructeurs n'hésitent pas à intégrer au sein des véhicules différents systèmes d'aide à la conduite, permettant par exemple de prévenir les baisses de vigilance, proposer des fonctions de co-pilotage, des systèmes anticollisions ainsi

que des systèmes d'aide au parking [3]. Il peut s'agir d'éléments de sécurité « active » et ou « passive ». Certains grands constructeurs n'hésitent pas à faire des annonces ambitieuses, pleines de promesses, comme Volvo qui promet « zéro mort » à l'horizon 2020. La marque suédoise promet que ses véhicules ne causeront plus jamais d'accidents [4]. Dès aujourd'hui, on retrouve dans certains véhicules des systèmes avancés d'aide à la conduite (ADAS) comme des radars ou des caméras. Ces systèmes vont permettre d'avertir le conducteur d'un possible danger imminent, ou dans certains cas, d'agir directement sur les organes moteurs et de freinage voire de direction du véhicule pour éviter ou réduire les risques de collisions. En cas de choc inévitable, le véhicule basculera en mode pré-crash et armera les systèmes de sécurité passive tels que les airbags et les ceintures de sécurité par exemple en prévision de la collision.

Les exigences en termes de sécurité devenant de plus en plus drastiques, on observe une forte évolution notamment dans le domaine des radars automobiles. Dans les années 2000, seuls les véhicules haut de gamme étaient équipés de tels systèmes. Le coût d'un capteur était alors supérieur à 1000€. Seule la fonction de régulation de distance adaptative était alors disponible. Avec les années, les radars ont gagné en précision, permettant une meilleure résolution angulaire, une portée plus importante ainsi qu'un champ de vision plus important. De nouvelles fonctions voient le jour comme les fonctions d'alerte à la collision et de freinage d'urgence.

Les capteurs actuels équipent désormais des véhicules de série (en partie dû à une réduction sévère du coût du produit). Ils permettent de réaliser des fonctions avancées de détection telles que la détection en angle mort par exemple, en plus des fonctions précédemment citées. Les capteurs radars peuvent désormais s'adapter à la situation rencontrée en adaptant le champ de vision en fonction de la vitesse du véhicule hôte. En effet, le champ de vision nécessaire à la détection d'un piéton dans un environnement urbain ne sera pas le même que pour la détection d'une voiture dans un environnement autoroutier.

L'évolution constante des radars au fil des années ainsi que la démocratisation de tels systèmes, nécessitent le développement de moyens de test de plus en plus performants s'adaptant aux nouvelles spécifications des capteurs. Il est facilement imaginable de voir les concessions, constructeurs automobiles, garages être équipés de systèmes de test radars dans les années à venir. Des moyens de test bas coût, répondant aux spécifications radars, suffisamment flexibles et aisément déployables ne sont pas disponibles actuellement et doivent être développés.

Le but de cette thèse est de concrétiser le développement d'un simulateur de cible pour des radars automobiles à 77 GHz. Le système doit être à bas coût, correspondre aux spécifications des radars en phase de développement, être flexible et évolutif afin de pouvoir être intégré dans différents bancs de test, voire de permettre un déploiement plus large du produit.

La première partie du manuscrit décrit le contexte général de l'étude, incluant les radars automobiles, ainsi que le concept de voiture autonome. Les différents systèmes radars automobiles, ainsi que les capteurs de la voiture autonome sont présentés et expliqués. Le chapitre II développe le principe d'un simulateur de cible et de test radar. Un état de l'art des systèmes existants y est présenté ainsi qu'une description détaillée du système et de ses fonctionnalités. Des méthodes de test fonctionnel actuelles et futures y seront également abordées. Le troisième chapitre traite du développement d'une ligne à retard variable large bande. Verrou technologique, c'est un élément primordial du simulateur de cible permettant de simuler la distance d'un véhicule. Un état de l'art comparatif de différentes technologies et approches permettant de générer un retard a été réalisé et est présenté. Des prototypes ont été réalisés pour différentes technologies puis testés et caractérisés. Différentes topologies d'égalisation du gain ont également été étudiées puis simulées. L'étude a aussi porté sur le choix d'une architecture de ligne à retard innovante. Enfin la section IV du manuscrit abordera le sujet de la surface équivalente radar

(SER) car la ligne à retard développée devra également permettre le contrôle de la SER afin de simuler des cibles de taille différente. Pour finir, une conclusion et des perspectives futures seront ensuite développées.

D'autres tâches dans le domaine du test radar ont été réalisées durant ces trois années de thèse, comme l'optimisation et le développement des équipements de test actuels, l'évolution des moyens de test (industrialisation et validation des nouveaux équipements, veille technologique) mais ne seront pas développées dans ce manuscrit.



# Contexte de l'étude



# 1 Contexte de l'étude

## 1.1 Introduction

Dans le but de rendre la conduite automobile toujours plus sûre, de nombreux fabricants intègrent de plus en plus de capteurs dans leurs véhicules permettant de réaliser différentes fonctions améliorant la sécurité. Parmi ces capteurs, on retrouve les radars automobiles, les caméras, les lidars entre autres. De manière générale, les systèmes radars sont également présents dans de nombreux domaines tels que la météorologie, le domaine militaire ou l'aéronautique, etc... Ces systèmes ont commencé à émerger dans le domaine automobile à la fin des années 90, début des années 2000. Autrefois dédiés aux véhicules haut de gamme, ils équipent désormais des véhicules grand public. Les systèmes radars vont agir directement sur les organes moteurs et de direction afin de réaliser des actions comme le freinage d'urgence ou la régulation de distance adaptative par exemple. Cela va impliquer un haut niveau de fiabilité des systèmes utilisés. De plus, des organismes comme l'EuroNCAP [5] incitent les constructeurs automobiles à intégrer, dans leurs véhicules, des systèmes de sécurité active et passive. Les véhicules doivent alors répondre à différents scénarios autoroutiers complexes, en environnement urbain ou extra-urbain, représentant des situations réelles. Les exigences de sécurité imposées par les fabricants impliquent alors des protocoles de test toujours plus drastiques. La course au véhicule autonome pousse également les fournisseurs de capteurs (radar, lidar ou caméra) à proposer des systèmes toujours plus innovants et performants.

Le droit à l'erreur pour ce type d'équipement n'est pas autorisé. Il est impensable que de tels éléments de sécurité puissent causer un accident.

## 1.2 Principe des systèmes radars

Qu'est-ce qu'un radar? Le dictionnaire Larousse donne la définition suivante :

« Appareil de radiorepérage qui permet de déterminer la position et la distance d'un obstacle, d'un aéronef, etc... par l'émission d'ondes radioélectriques et la détection des ondes réfléchies à sa surface ».

Un radar est un système qui utilise les ondes électromagnétiques pour détecter la vitesse ainsi que la position d'objets, tels que des voitures, des navires ou des avions par exemple. Le but d'un radar est de détecter la présence d'une cible et d'en déterminer la distance cible/radar. Le système radar émet une onde électromagnétique qui sera réfléchié en partie au contact d'un objet, dans la direction du radar. Cet écho va permettre au radar de déterminer la distance, la vitesse ainsi que la position de la cible [6],[7]. La Figure 1-1 illustre le fonctionnement d'un capteur radar.

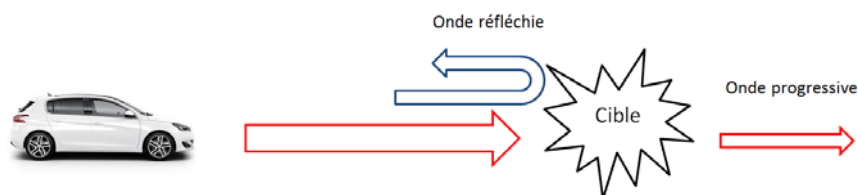


Figure 1-1 : Principe de fonctionnement du radar



### 1.2.1 Mesure de la vitesse

Lorsque le radar détecte une cible en mouvement, on va observer une variation de la fréquence par rapport au signal incident. L'onde reçue par le radar va arriver en avance ou en retard (suivant que la cible s'éloigne ou se rapproche) par rapport à une cible fixe. La vitesse radiale de l'objet détecté peut alors être déterminée via la mesure de cette variation de fréquence. Cet effet est appelé effet Doppler. Il est défini comme étant le décalage en fréquence d'une onde, entre la mesure à l'émission et la mesure à la réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps. Ce décalage en fréquence est défini de la manière suivante :

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \quad (1)$$

$v$  représente la vitesse de la cible détectée,  $\lambda$  désigne la longueur d'onde de l'onde émise par le radar.

### 1.2.2 Mesure de la distance

L'onde électromagnétique émise par le radar va parcourir une distance  $d$ , soit la distance cible/radar, à la vitesse de la lumière  $c$ , c'est-à-dire 300000 km/s. Au contact d'un objet, une partie de l'énergie de l'onde est réfléchiée vers le radar. Le temps  $t$  que l'onde met à faire l'aller-retour cible/radar va permettre de déterminer avec précision la distance à laquelle se situe la cible (voir équation 2). Le signal reçu sera atténué (dû aux pertes en espaces libres) et retardé temporellement (durée du trajet aller-retour).

Le calcul du retard permet de déterminer la distance  $d$  entre le radar et la cible.

$$t = \frac{2d}{c} \quad (2)$$

## 1.3 Radars automobiles

Afin de proposer des produits toujours plus sûrs en termes de sécurité, les constructeurs automobiles intègrent aujourd'hui de plus en plus de systèmes de sécurité active et passive sur leurs véhicules. Autrefois réservés à des véhicules haut de gamme, on retrouve désormais ces systèmes d'assistance à la conduite automobile (ADAS : Advanced Driver Assistance System) en option, voire de série sur des véhicules de moyenne gamme, accessibles à un public plus large notamment grâce à la réduction des coûts. Les radars font partie de ces nouveaux systèmes de sécurité embarqués. Ils proposent des fonctions de régulation de distance et d'alerte à la collision. Autrefois considérés comme des produits de confort, ils font aujourd'hui partie intégrante du véhicule en tant qu'organe de sécurité.

Les radars conçus par les constructeurs automobiles peuvent être du type FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) [8], [9]. Les radars FMCW émettent et reçoivent des signaux simultanément et cela de manière continue. Ce type de radar va permettre de déterminer la vitesse radiale de la cible grâce à l'effet Doppler. La distance sera quant à elle définie suivant la modulation utilisée. Ils offrent de très bons résultats pour la détection à courte portée, ainsi qu'une excellente résolution. Ils sont plus précis que les radars à impulsion mais ont cependant une portée moins importante.

La Figure 1-2 décrit un exemple de modulation FMCW dans le cas d'une cible immobile (a) ainsi que dans le cas d'une cible mobile (b) [10].

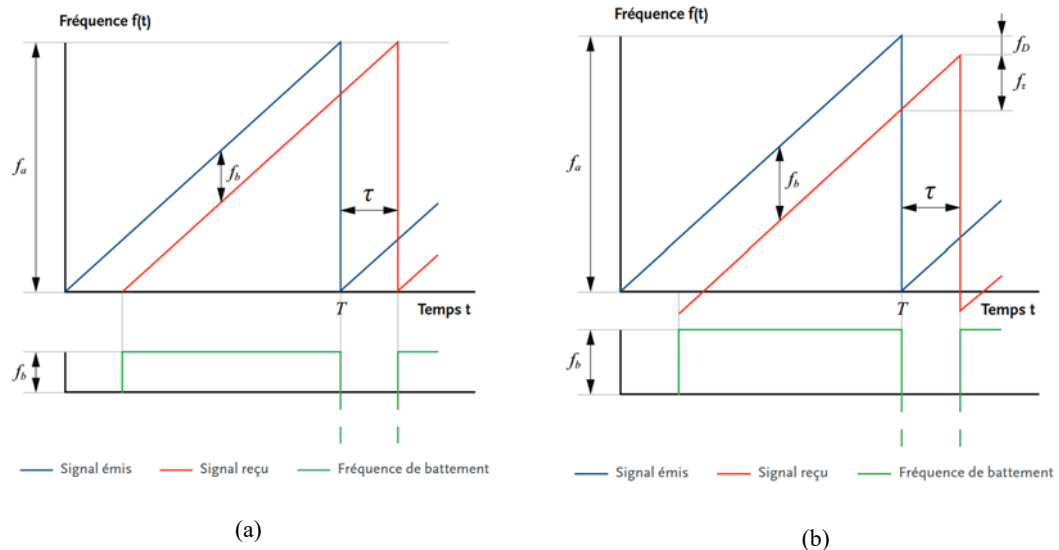


Figure 1-2 : Frequency Modulation Continuous Wave (FMCW), (a) cas d'une cible immobile, (b) cas d'une cible mobile

Le signal émis sera de la forme  $f_a + f_m(t)$ , avec  $f_m$  la fréquence de modulation. Dans le cadre de la détection d'une cible immobile et mobile, le signal sera de la forme  $f_a + f_m(t - \tau)$ , où  $\tau$  représente le temps entre le signal émis et le signal réfléchi. Il permet de déterminer la distance à laquelle se trouve la cible. Dans le cadre d'une cible mobile, le signal reçu sera de la forme  $f_a + f_m(t - \tau) + f_D$ . On constate l'apparition d'un décalage en fréquence ( $f_D$ ). Selon la direction de déplacement de la cible par rapport au radar,  $f_D$  va varier. Si l'objet se rapproche, la fréquence de l'écho va augmenter. Si au contraire, l'objet s'éloigne, la fréquence de l'écho va diminuer [11].

### 1.3.1 Types de radars

Il existe différents types de radars selon les fonctions que l'on souhaite intégrer au véhicule comme la régulation de vitesse adaptative, le freinage d'urgence automatique par exemple. Parmi ces radars, on trouve les radars longue portée (LRR : Long Range Radar), les radars moyenne portée (MRR : Mid Range Radar) et les radars courte portée (SRR : Short Range Radar). Le Tableau 1 décrit les performances actuelles des différentes catégories de radar.

Tableau 1 : Exemple de performances des différentes catégories de radars

Type	LRR	MRR	SRR
Bande de fréquence	77 – 81 GHz	77 – 81 GHz	77 – 81 GHz
Distance $R_{min}, R_{max}$	10 – 250 m	1 – 100 m	0.15 – 30 m
Résolution en distance $\Delta R$	0.5 m	0.5 m	0.1 m
Précision en distance $\partial R$	0.1 m	0.1 m	0.02 m
Résolution en vitesse $\Delta v$	0.6 m/s	0.6 m/s	0.6 m/s
Précision en vitesse $\partial v$	0.1 m/s	0.1 m/s	0.1 m/s
Précision angulaire $\partial \phi$	0.1°	0.5°	1°
Ouverture <sub>-3dB</sub> en azimut $\pm \phi_{max}$	$\pm 15^\circ$	$\pm 40^\circ$	$\pm 80^\circ$
Ouverture <sub>-3dB</sub> en élévation $\pm \theta_{max}$	$\pm 5^\circ$	$\pm 5^\circ$	$\pm 10^\circ$

### 1.3.2 Bandes de fréquence allouées

L'Union Internationale des Télécommunications (UIT) [12], institution spécialisée des Nations Unies pour les technologies de l'information et de la communication, attribue les fréquences radioélectriques dans le monde entier, par région (1 – Europe/Afrique, 2 – Asie/Océanie, 3 – Amérique). La Figure 1-3 illustre le découpage mondial en fonction des zones géographiques [13]. Les Recommandations UIT-R sont un ensemble de normes techniques internationales définies par le secteur des radiocommunications de l'UIT. Chaque bande est attribuée à un ou plusieurs services, et non à une application.

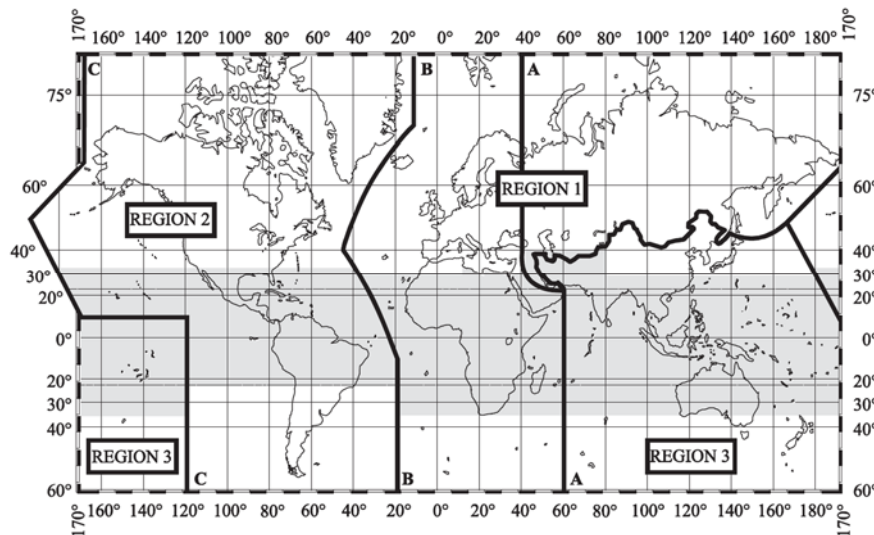


Figure 1-3 : Allocation du spectre en fonction des zones géographiques

Les radars fonctionnent à des fréquences de 24 GHz et 77 GHz. Afin de pouvoir réaliser leurs différentes fonctions, en ville ou sur autoroute, et d'avoir un meilleur pouvoir discriminant en distance et en angle, il est nécessaire de travailler sur des largeurs de bande de fréquence de plus en plus importantes. La future bande de fréquence allouée aux radars automobiles s'établira aux alentours de 77 – 81 GHz. L'utilisation d'une largeur de bande de 4 GHz va permettre d'obtenir une meilleure résolution spatiale et ainsi d'augmenter de manière importante la capacité à détecter des objets.

Travailler sur la bande de fréquence 77 – 81 GHz va permettre ainsi une certaine harmonisation dans l'attribution des fréquences au niveau international [14]. Le Tableau 2 récapitule les bandes de fréquence allouées ainsi que les spécifications en fonction des zones géographiques [14] [15]. De plus, travailler à des fréquences plus élevées, donc à longueur d'onde plus petite, va permettre de réduire les dimensions du système radar [16].

Tableau 2 : Bandes de fréquence allouées et PIRE en fonction des zones géographiques

		24 GHz Narrow band	24 GHz UWB	77 GHz LRR	79 GHz SRR
<b>Europe</b>	BW	200 MHz	5 GHz	1 GHz	4 GHz
	PIRE	20 dBm	-41.3 dBm/MHz	55 dBm	-9 dBm/MHz
<b>USA</b>	BW	100/250 MHz	7 GHz	1 GHz	-
	PIRE	32.7/12.7 dBm	-41.3 dBm/MHz	23 dBm	-
<b>Japon</b>	BW	76 MHz	5 GHz	0.5 GHz	-
	PIRE	10 dBm	-41.3 dBm/MHz	10 dBm	-

### 1.3.3 Performances des capteurs radars

Les radars automobiles ont évolué au fil des années, notamment avec des changements de fréquences et une augmentation des largeurs de bande. Ces changements ont permis une amélioration des caractéristiques des radars telles que la résolution en vitesse, la résolution en angle et en distance. La Figure 1-4 représente la division du champ de vision d'un radar en fonction de la résolution en distance et de la résolution en angle. Afin d'assurer la meilleure séparation possible entre deux cibles, les cellules doivent être les plus petites possibles.

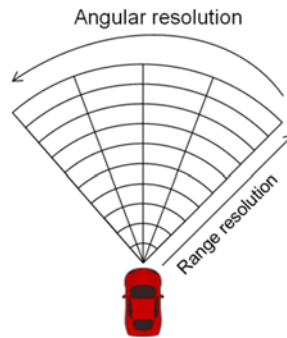


Figure 1-4 : Résolution en angle et distance

La Figure 1-5 illustre la comparaison de la performance des capteurs radar en fonction de la fréquence et de la bande passante du radar. Plus le cube sera petit, meilleures seront les performances du radar.  $\Delta V$  représente la résolution en vitesse qui va dépendre de la fréquence du radar. Plus la fréquence sera élevée, meilleure sera la résolution en vitesse. La résolution en angle, représentée par  $\Delta\Phi$ , sera donnée pour une ouverture d'antenne donnée. La résolution va également augmenter en fonction de la fréquence. Elle sera directement liée au Digital Beam Forming (DBF) ainsi qu'au nombre de voies utilisées par les techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output).  $\Delta R$  représente la résolution en distance qui est directement liée à la bande de fréquence de la modulation utilisée.

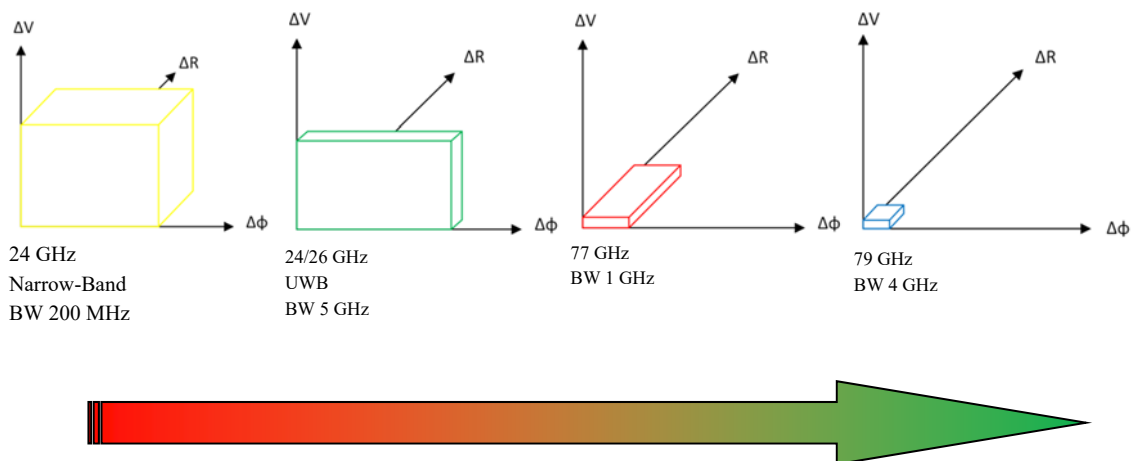


Figure 1-5 : Comparaison des capteurs radars

Pour une configuration identique, l'équation (3) permet de définir la résolution en distance du radar en fonction de la bande passante [17], où  $c$  représente la vitesse de la lumière dans le vide et  $BW$  la largeur de la bande de fréquence du radar. Le Tableau 3 décrit la relation entre la largeur de bande (modulation) et la résolution.

$$\Delta d = \frac{c}{2 \cdot BW} \quad (3)$$

Tableau 3 : Résolution en distance en fonction de la largeur de bande

Largeur de bande	Résolution
200 MHz	75 cm
400 MHz	37,5 cm
600 MHz	25 cm
800 MHz	18,8 cm
1 GHz	15 cm
4 GHz	3,75 cm

L'emploi d'une bande de fréquence plus importante (4 GHz) va permettre d'obtenir une meilleure résolution spatiale et ainsi de mieux pouvoir discriminer des objets [18]. Un système avec une basse résolution spatiale aura un taux d'ambiguïté plus important lors de la détection de cibles alors qu'un système avec une haute résolution aura un plus fort pouvoir discriminant. La Figure 1-6 illustre le pouvoir de reconnaissance des objets en fonction de la résolution spatiale.

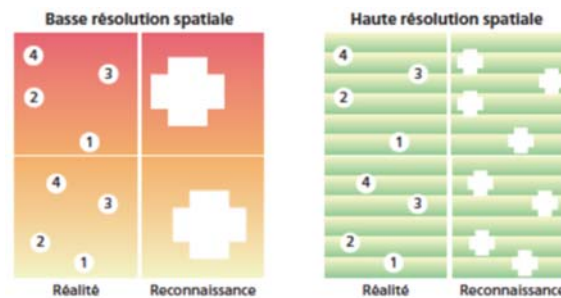


Figure 1-6 : Résolution spatiale

### 1.3.4 Modes de fonctionnement du radar

Les radars disposent de différents modes de fonctionnement afin de s'adapter au mieux à la situation rencontrée. Il existe différents types de radars selon les fonctions à réaliser. Dans le cas du radar situé à l'avant du véhicule, deux fonctions sont possibles. Sur le réseau autoroutier ou extra-urbain, le radar doit permettre la détection d'un véhicule situé devant la voiture hôte, pour une distance pouvant aller jusqu'à 250 m. De ce fait, le champ de vision du radar sera plus faible (mode ACC : Adaptive Cruise Control). En revanche, en ville, le radar doit permettre la détection de piétons ou de cyclistes pouvant à tout moment traverser les voies. La détection se fera sur une distance plus courte que sur autoroute, cependant, le champ de vision sera lui beaucoup plus important afin de détecter le plus tôt possible la présence d'objet traversant la voie (mode AEB : Automatic Emergency Braking). Ces différents modes vont donc influencer le champ de vision du radar (FOV : Field Of View), la largeur de la bande de fréquence, ainsi que le type de modulation utilisé. Il s'agira de radar longue portée (LRR) ou moyenne portée (MRR).

La Figure 1-7 illustre le champ de vision d'un radar en fonction du mode utilisé (ACC ou AEB).



Figure 1-7 : Champs de vision du radar, ACC / AEB

Dans le cas de la voiture autonome, un autre type de radar est utilisé afin d'assurer une couverture radar à 360° du véhicule. Il s'agit de radars « de coin ». Ces radars disposent d'un champ de vision plus important, mais d'une portée réduite. Disposés aux quatre angles du véhicule, ils permettent une détection des objets au niveau des angles morts notamment (BSD : Blind Spot Detection, RCTA : Rear Cross Traffic Alert). Il s'agira, dans ce cas, de radars courte portée (SRR) [19].

#### 1.3.4.1 Fonction ACC

Dans un environnement extra-urbain, le radar va permettre au conducteur d'utiliser la fonction de régulation automatique de la distance (ACC : Adaptive Cruise Control). Le dispositif fonctionne en association avec le régulateur de vitesse. Le mode ACC va permettre de réguler la vitesse de croisière du véhicule tout en maintenant de manière automatique une distance inter-véhicule de sécurité. Pour ce faire, le conducteur définit une distance souhaitée ainsi qu'une vitesse. Le capteur radar va surveiller la zone avant de la voiture, sur une distance de 200 m, et va ajuster la vitesse du véhicule hôte en fonction du véhicule précédent en actionnant au besoin le système de freinage ou bien l'accélérateur. Si la distance de sécurité avec le véhicule qui précède diminue, un freinage automatique sera enclenché de manière à rétablir la distance choisie. Le conducteur peut reprendre le contrôle à tout moment. Il s'agit d'une fonction de confort. Le conducteur doit pouvoir être en mesure de reprendre la main sur la conduite à tout instant. Des radars longue portée et moyenne portée seront utilisés pour cette fonction [20].

#### 1.3.4.2 Fonction AEB

Le mode urbain, d'assistance automatique au freinage d'urgence (AEB : Automatic Emergency Braking) va permettre le déclenchement du freinage d'urgence en cas de nécessité. Ce mode est utilisé pour de faibles vitesses. L'AEB fonctionne avec ou sans l'intervention du conducteur, contrairement au mode ACC. Il va permettre d'obtenir en temps réel une image de la route devant le véhicule. En cas de danger, une force est appliquée automatiquement sur les freins afin de permettre un freinage optimal lorsque le conducteur va désirer freiner. En cas d'extrême nécessité ou de collision inévitable, si l'action du conducteur sur les freins et la direction ne suffit pas, un freinage d'urgence automatique est activé afin de réduire les effets de l'impact. Le véhicule sera alors en situation de pré-crash, les différents éléments de sécurité tels que les ceintures et les airbags seront pré-armés afin de protéger les occupants du véhicule.

Ce mode de fonctionnement du radar nécessite un champ de vision supérieur à celui du mode extra-urbain afin de pouvoir détecter d'éventuels piétons traversant la route, cependant la distance de détection sera elle réduite [21]. Il s'agit pour cette fonction de radar MRR.

### 1.3.4.3 Fonction BSD

La fonction de détection en angle mort (ou BSD : Blind Spot Detection) réalisée grâce à des radars courte portée (SRR) permet une surveillance des angles morts du véhicule. Un signal sonore ou lumineux (avertisseur à LED) avertit alors le conducteur si un véhicule est présent dans l'angle mort et qu'un dépassement est envisagé. Le système va alors signaler la situation de danger au conducteur en allumant par exemple la DEL du rétroviseur du côté où le danger se présente. Le radar dispose ici d'un champ de vision plus important ( $>100^\circ$ ) mais d'une portée beaucoup plus faible ( $< 20$  m) en comparaison avec radar permettant les fonctions ACC et AEB. La réalisation de cette fonction va nécessiter l'utilisation de radars courte portée (SRR) [22].

### 1.3.4.4 Fonction RCTA

Le système d'alerte de trafic transversal arrière (ou RCTA : Rear Cross Traffic Alerte) utilise la même infrastructure radar que pour la détection de véhicule en angle mort (BSD) et peut aider à éviter tout accident lorsqu'un véhicule quitte une place de stationnement. Cette fonction est basée sur l'utilisation de deux capteurs radar courte portée, lesquels surveillent chacun un angle supérieur à  $100^\circ$ . Ce mode utilise le même type de radars que la fonction BSD (SRR). Si une collision imminente est détectée, un signal lumineux s'affichera alors au niveau du rétroviseur intérieur [23].

### 1.3.4.5 Récapitulatif des fonctions

Chaque fonction citée précédemment va nécessiter l'utilisation d'un type de radar particulier, avec un champ de vision et une plage de détection qui leur est propre. Le Tableau 4 récapitule les principales fonctions décrites précédemment.

Tableau 4 : Récapitulatif des fonctions radar

		ACC	AEB	BSD	RCTA
<b>Distance de détection maximum (m)</b>		200	100	50	20
<b>Distance de détection minimum (m)</b>		2	2	0.5	0.2
<b>Champ de vision (<math>^\circ</math>)</b>		20	70	150	150
<b>Type de radar</b>		LRR / MRR	MRR	SRR	SRR
<b>Objet</b>	<b>Piéton</b>		X	X	X
	<b>Voiture</b>	X	X		X
<b>Direction</b>	<b>Avant</b>	X	X		
	<b>Arrière</b>			X	X
	<b>Coté</b>			X	X

## 1.4 Voitures autonomes

### 1.4.1 Introduction

De nombreux constructeurs automobiles s'engagent aujourd'hui dans la course pour la voiture de demain, la voiture autonome, capable de conduire sans assistance humaine. Il semble utile de noter que, aujourd'hui, dans 90% des accidents de la circulation, l'homme a une part de responsabilité [24]. La conduite autonome semble être une alternative possible à la baisse de ce chiffre. En quoi consisterait ce mode de conduite ? Il suffira simplement de rentrer dans l'ordinateur de bord la destination souhaitée, la voiture calculera elle-même l'itinéraire optimal et amènera le passager à destination. La voiture pourra prendre des décisions de conduite en fonction de l'environnement proche autour de celle-ci. Pour cela, le véhicule ne sera pas équipé d'un, mais de plusieurs capteurs. Cette fusion de données permettra d'avoir une cartographie précise de l'environnement.

### 1.4.2 Etapes vers l'autonomie

Derrière le terme « véhicule autonome » se cache une conduite automatisée à différents degrés. Une voiture autonome va prétendre à ce titre, uniquement si elle peut se passer d'un facteur humain lors de la conduite. Elle associe des modèles dits « semi-autonome » ou « 100% autonomes », à différents systèmes d'assistance à la conduite [25] [26].

- Autonomie de niveau 0

Le niveau 0 est l'étape la plus simple à appréhender, celle dans laquelle tout est manuel. Il s'agit d'un véhicule sans aucune assistance à la conduite. Ce niveau n'apporte aucune fonction automatisée. L'ensemble de la conduite du véhicule est délégué au conducteur. Celui-ci a le contrôle exclusif des fonctions principales du véhicule (direction, freins, accélération...) à n'importe quel moment. Néanmoins, le conducteur peut bénéficier de systèmes d'avertissement comme le radar de recul ou encore un signal sonore ou visuel lors d'un changement de ligne.

- Autonomie de niveau 1

Il est important de citer que les trois premiers niveaux d'autonomie n'impliquent pas de responsabilité de la voiture, il s'agit uniquement de systèmes d'aide à la conduite. Dans le cadre du niveau 1, le conducteur peut déléguer au véhicule une action de conduite à la condition que le véhicule ne prenne en charge que la dimension longitudinale ou transversale du guidage. Ce niveau va introduire au sein du véhicule des dispositifs tels que le régulateur de vitesse par exemple. La dimension longitudinale est alors prise en charge par la voiture, mais l'action de se positionner dans la voie de circulation est à la charge du conducteur. La responsabilité des manœuvres est à tout moment du fait du conducteur, qui va déléguer une tâche au véhicule. Si la situation l'exige, il doit être en mesure de pouvoir reprendre la main à tout moment sur la conduite. Le facteur humain est présent ici 100% du temps.

- Autonomie de niveau 2

Dans le cadre du niveau 2, le conducteur va intervenir dans la conduite qu'à un niveau de supervision. On peut parler alors d'autonomie partielle. En cas d'accident, ce dernier est entièrement responsable car il n'a pas été suffisamment attentif à l'environnement alentour. La responsabilité des manœuvres est à tout moment conservée par le conducteur qui doit être en mesure de reprendre la main sur la conduite à chaque instant. Des actions comme l'accélération,



la décélération, ou le contrôle du volant peuvent être prises en charge par le véhicule. Exemple de fonction de niveau 2 : le park assist. Ici la voiture va gérer en autonomie les différents paramètres de guidage sous la supervision du chauffeur qui peut reprendre la main sur la conduite à chaque instant. Autres systèmes d'assistance : le régulateur de vitesse adaptatif, ou le système de maintien dans la voie. La limite juridique pour laquelle il n'est pas possible de transférer la responsabilité à une machine est atteinte par le niveau 2.

- Autonomie de niveau 3

Dans le cadre du niveau 3, le conducteur peut réduire son niveau de vigilance pour se consacrer à des tâches autres que la conduite en déléguant une partie des actions de conduite sur les deux dimensions de guidage au véhicule. On parle ici d'autonomie conditionnelle. Le système permet d'automatiser la conduite sans contrôle du conducteur. Cependant, ce dernier doit être en mesure de reprendre la main sur la conduite quand la situation se présente. Un exemple d'autonomie de niveau 3 : le système maintient et positionne le véhicule dans la voie de circulation dans les bouchons par exemple tout en conservant une vitesse adaptée aux conditions de l'environnement alentour. La voiture va solliciter la reprise en main du conducteur lorsque les bouchons vont se dissiper. Dans les phases de conduite automatique, la responsabilité est transférée au système.

- Autonomie de niveau 4

A ce niveau d'autonomie, le véhicule est capable de rouler en toute autonomie sans intervention du conducteur. Le véhicule doit être en mesure de gérer des situations dans un grand nombre de cas. On atteint ici un niveau d'autonomie dit élevé où la conduite est entièrement déléguée. Le système prend en charge la totalité des fonctions de conduite du véhicule de manière autonome, sans nécessité d'action du conducteur. Cependant, l'action d'activation ou de désactivation du système reste du fait du conducteur.

- Autonomie de niveau 5

Le niveau 5 correspond à l'autonomie complète du véhicule. Celui-ci est autonome à 100%. Le conducteur est ici spectateur de la conduite. Le système détient alors des capacités de conduite totales et permanentes. Le véhicule a la capacité d'effectuer des actions non-souhaitées par le conducteur dans un but de sécurité par exemple, ou encore de refuser d'effectuer une action décidée par le conducteur si le système juge celle-ci dangereuse ou anormale et qui mettrait en danger les passagers, le conducteur ou le véhicule.

Les six niveaux d'autonomie d'un véhicule sont représentés Figure 1-8.

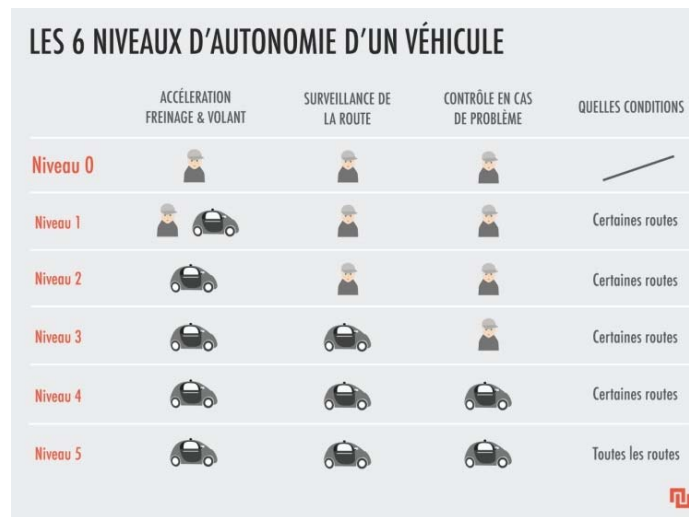


Figure 1-8 : Niveaux d'autonomie d'un véhicule

### 1.4.3 Capteurs

Les années à venir seront riches en innovation concernant le développement de nouveaux capteurs et l'amélioration de ceux existants. Afin de permettre une conduite suivant les différents degrés d'autonomie, en plus du capteur radar, différents types de capteurs doivent être intégrés au sein du véhicule. En effet, ces derniers devront permettre une couverture à 360° autour du véhicule afin de permettre au système d'appréhender à tout moment l'environnement autour du véhicule, c'est-à-dire les obstacles, marquages, panneaux, usagers et autres véhicules. La Figure 1-9 propose une illustration de couverture de l'environnement proche autour d'un véhicule via une fusion de différents capteurs [27].

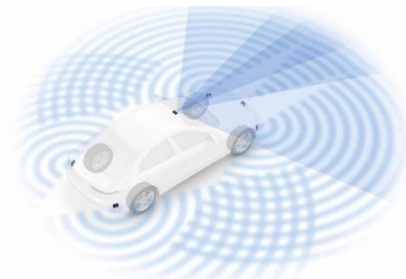


Figure 1-9 : Exemple de fusion de capteurs

#### 1.4.3.1 Lidar

Le mot Lidar vient de l'acronyme *Light Detection and Ranging*. La télédétection par laser est une technique de mesure à distance qui analyse les propriétés d'un faisceau de lumière renvoyé vers son émetteur. Le lidar utilise non pas les ondes radio comme le radar, ou les ondes acoustiques comme le sonar, mais la lumière (ultraviolet, infrarouge).

Dans le cadre de la voiture autonome, le lidar va permettre de réaliser une cartographie 3D de l'environnement avec une extrême précision, tout autour du véhicule en temps réel et ainsi permettre la détection d'obstacles. Les capteurs peuvent être placés à l'avant, à l'arrière ou sur le toit du véhicule. La Figure 1-10 illustre un exemple de cartographie Lidar.

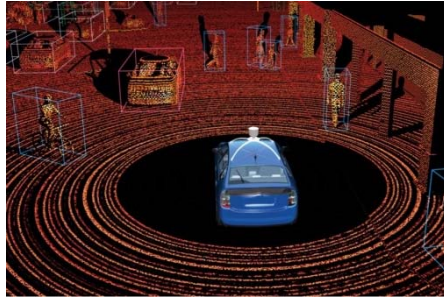


Figure 1-10 : Exemple de cartographie Lidar

Lors du Car Electronics Show (CES) de 2016, le constructeur Ford a présenté son prototype de Mondeo Autonome équipé de quatre capteurs lidars. Les capteurs, situés sur le toit du véhicule permettent une vision à 360° autour de la voiture. La Figure 1-11 représente les capteurs sur le véhicule ainsi que la cartographie 3D réalisée lors du salon.

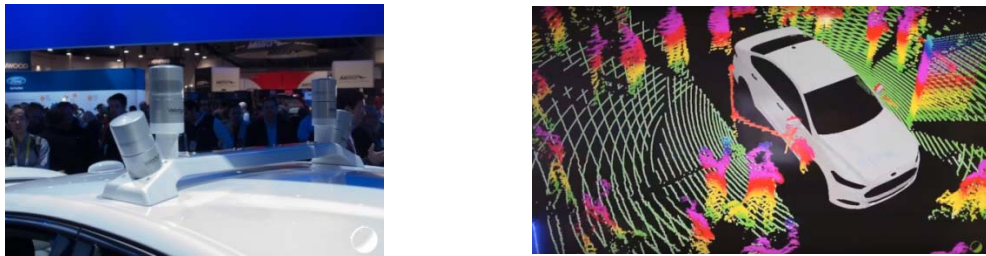


Figure 1-11 : Capteur Lidar - Ford Mondeo

#### 1.4.3.2 Caméra

Le véhicule pourra également être équipé d'une voire de plusieurs caméras, afin de pouvoir réaliser des fonctions telles que l'ACC ou l'AEB, ou encore des fonctions de reconnaissance des panneaux de signalisation et d'assistance au maintien de la trajectoire (Lane Centering Assist). Cette dernière fonction va permettre le redressement du véhicule dans la voie de circulation en cas d'un franchissement de ligne non désiré. La caméra présente un coût inférieur au radar cependant, bien qu'elle puisse présenter des performances supérieures au radar en plein jour, celles-ci se dégradent fortement en présence de brouillard, de neige ou dans des conditions nocturnes.

Une solution possible est alors de coupler une caméra « standard » à une caméra infrarouge ou thermique qui permettrait de pallier à ces inconvénients. La Figure 1-12 illustre le principe de détection avec caméra.



Figure 1-12 : Détection de piétons

### 1.4.3.3 Capteurs à ultrasons

Comme certains modèles de voitures existants, le véhicule autonome sera également doté de télémètre à ultrason. Placés à l'avant et à l'arrière du véhicule, ils permettront de détecter les obstacles proches notamment lors des phases de stationnement. Le capteur à ultrasons appelé à tort « radar de recul » va fonctionner de la même manière que le radar mais avec des ondes sonores. La portée du télémètre à ultrason est relativement faible (< 5m) en comparaison des autres capteurs embarqués.

### 1.4.3.4 GPS

Le véhicule autonome devra également s'appuyer sur la technologie GPS pour se localiser et s'orienter avec précision. Le système sera couplé à des odomètres, accéléromètres, altimètres afin d'obtenir une navigation avec une haute résolution. Cependant, certains véhicules se passent de la navigation GPS et optent pour l'utilisation d'une centrale d'inertie.

### 1.4.3.5 Principales fonctions d'aide à la conduite

Le Tableau 5 décrit et récapitule les fonctions principales pouvant être réalisées à l'heure actuelle.

**Tableau 5 : Application des différents capteurs**

Application		Produit	Position	Définition
ACC	Adaptive Cruise Control	Radar Camera	Avant	Le système assure le contrôle de la vitesse du véhicule en fonction de la distance inter-véhicule.
AEB	Automatic Emergency Braking	Radar Camera	Avant	Le système permet le freinage d'urgence en cas de freinage brusque du véhicule précédent.
BSD	Blind Spot Detection	Radar Camera	Côtés / Arrière	Le système assure la détection dans les angles morts et alerte le conducteur en cas de danger.
Cross Traffic Alerts		Radar	Avant / Arrière	Le système assure la détection dans les angles morts lorsqu'un véhicule quitte son stationnement.
LDW	Lane Departure Warning	Camera	Avant / Arrière	Le système prévient le conducteur (vibration du volant) en cas de franchissement de lignes.
LKA	Lane Keeping Assist	Camera	Avant / Arrière	Le système assiste le conducteur dans le maintien du véhicule dans la voie de circulation.
TSR	Traffic Sign Recognition	Camera	Avant	Le système alerte le conducteur des limitations de vitesse en scannant les panneaux.
Park Assist		Ultrason	Avant / Côtés / Arrière	Le système assiste le conducteur lors des phases de stationnement avant et arrière.
Night Vision		Camera	Avant	Le système alerte le conducteur des dangers présents sur la route de nuit.
FCW / FCA	Forward Collision Warning / Avoidance	Radar Camera	Avant	Le système alerte le conducteur d'une possible collision avec un obstacle.
RCW / RCA	Rear Collision Warning / Avoidance	Radar Camera	Arrière	Le système alerte le conducteur d'une possible collision arrière avec un obstacle.

Les capteurs utilisés pour réaliser les différentes fonctions possibles sont détaillés Figure 1-13. On s'aperçoit que le radar est en concurrence directe avec la caméra, qui est capable d'effectuer des actions similaires à celles du radar.

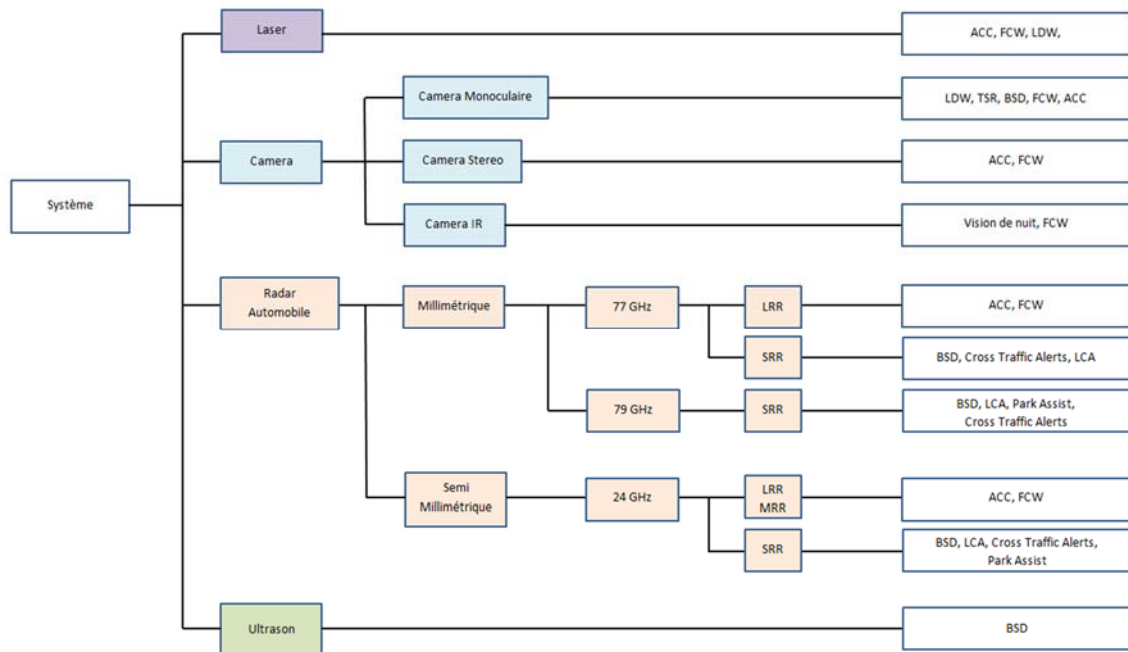


Figure 1-13 : Capteurs et applications

## 1.5 EuroNCAP

Des organismes comme l'EuroNCAP [28] (European New Car Assessment Program pour nouveau programme d'évaluation européenne des automobiles) encouragent grandement les constructeurs automobiles à doter les véhicules de systèmes de sécurité de plus en plus performants, notamment grâce à un système de notation élaboré.

EuroNCAP a été fondé en 1997 par le département des transports du Royaume-Uni, rejoint par la suite par la France, l'Allemagne, le Luxembourg, la Suède, les Pays-Bas et la Catalogne.

Parmi les systèmes de sécurité, on retrouve le radar de régulation de distance et d'alerte à la collision. L'EuroNCAP est un organisme international indépendant qui a pour but de noter la sécurité des véhicules de manière à orienter le choix des consommateurs vers les véhicules (les plus vendus en Europe) les plus sûrs en fonction de leurs besoins et de leurs activités. L'organisme fait effectuer, via des laboratoires, des crashes test afin d'évaluer la capacité de la sécurité active et passive des véhicules.

Les tests sont censés représenter de manière simplifiée, différents scénarios d'accidents qui pourraient occasionner des blessures aux occupants du véhicule ou aux autres usagers de la route. Le nombre d'étoiles décerné lors des tests, va mettre en évidence la manière dont le véhicule s'est comporté lors des tests. Le niveau d'équipements de sécurité fourni par le constructeur va également impacter la notation. Aucune étoile ne sera décernée à un véhicule conforme au minimum légal. Ce dernier ne sera pas pour autant dangereux, cependant, des véhicules avec une meilleure notation seront plus sûrs.

Aujourd'hui, un véhicule éligible aux 5 étoiles présentera de bonnes performances de protection lors d'un accident ainsi qu'un équipement de sécurité adapté avec notamment la présence de systèmes d'évitement.



Figure 1-14 : Notation d'une Renault Mégane 4

La Figure 1-14 détaille la notation d'une voiture Renault Mégane 4 équipée notamment d'un radar développé par l'entreprise ZF TRW Autocruise permettant la fonction de régulation de vitesse adaptative.

### 1.5.1 Scénarios EuroNCAP

Les tests représentés dans les scénarios EuroNCAP représentent des situations critiques pouvant occasionner de graves blessures ou pouvant être mortelles pour les piétons, le conducteur ainsi que les passagers. Différents exemples de scénarios sont proposés ci-dessous, pour la fonction de freinage d'urgence (AEB), en milieu interurbain et urbain.

#### 1.5.1.1 Environnement interurbain – Fonction AEB

Parmi les types d'accidents les plus courants sur les routes, on retrouve les impacts arrière voiture – voiture. Sur de longs trajets monotones, un conducteur peut voir sa concentration et sa vigilance baisser sans y prêter attention et ne pas voir un danger apparaître sur la route comme une file de voitures ralentissant fortement ou encore un véhicule effectuant un freinage brusque.

Pour évaluer la fonction de freinage d'urgence en environnement interurbain, l'organisme EuroNCAP va tester trois scénarios de conduite différents :

- Conduite en direction d'un véhicule à l'arrêt complet (vitesse comprise entre 30 et 80 km/h).
- Approche d'un véhicule plus lent sur la même voie de circulation (vitesse comprise entre 30 et 80 km/h).
- Conduite derrière un véhicule sur la même voie de circulation qui va subitement freiner (conduite à 50 km/h suivi d'un freinage modéré puis brusque).

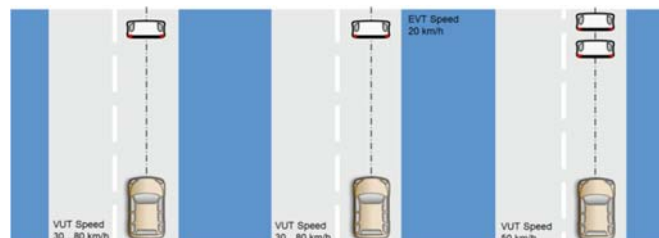


Figure 1-15 : Scénarios EuroNCAP - AEB interurbain

Une note élevée sera attribuée aux véhicules en mesure d'éviter un accident lors des différents scénarios de test, ou en mesure de réduire de manière significative la gravité de l'accident. La

fonction AEB est une fonction d'assistance. La Figure 1-15 montre les conditions de réalisation d'un test de freinage d'urgence.

### 1.5.1.2 Environnement urbain – Fonction AEB

Ce test comporte trois scénarios, dans lesquels un piéton traverse la voie de circulation de manière inopinée. En l'absence de système de freinage d'urgence ou en présence d'un dysfonctionnement, les scénarios aboutiraient au décès du piéton. La Figure 1-16 illustre trois scénarios testés.

Les scénarios sont les suivants :

- Un adulte court du côté conducteur du véhicule
- Un adulte marche du côté passager
- Un enfant court entre des voitures stationnées du côté passager.

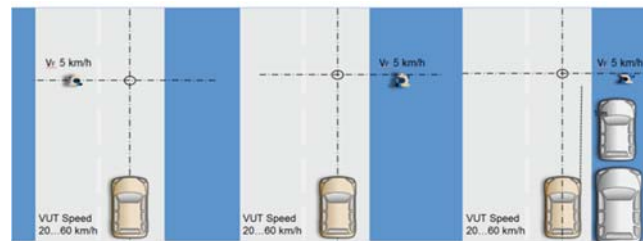


Figure 1-16 : Scénario EuroNCAP - AEB piéton

Les véhicules qui obtiennent une bonne note aux tests, sont supposés présenter un risque moins important pour les piétons dans une situation réelle. Dans de nombreux cas, le freinage d'urgence ne pourra pas empêcher totalement l'accident mais va limiter le risque pour le piéton, la vitesse étant la cause première concernant la gravité des blessures [29].

## 1.6 Conclusion

Parmi les différents systèmes de sécurité active intégrés dans les véhicules, le radar prend aujourd'hui une place importante. On assiste à une véritable démocratisation des radars dans le domaine automobile. Autrefois considérés comme des systèmes de confort, destinés aux voitures haut de gamme, ils vont devenir dans un futur proche des systèmes de sécurité à part entière, au même titre que la ceinture de sécurité ou les airbags. Que ce soit pour des fonctions de freinage d'urgence ou bien de régulation de distance adaptative, des organismes de notation comme l'EuroNCAP incitent grandement les fabricants automobiles à équiper les futurs véhicules. Certains constructeurs équipent déjà leurs modèles grand public de systèmes radars. De plus, les avancées techniques spectaculaires des voitures autonomes permettent un essor et une évolution encore plus importante de la technologie. Ainsi, les capteurs en perpétuelle évolution vont nécessiter des moyens de test drastiques tout au long de leur vie. L'une des méthodes pour tester, calibrer et valider le fonctionnement d'un radar, que ce soit lors de sa fabrication ou lors d'un simple contrôle va consister à utiliser un appareil permettant de simuler les caractéristiques ainsi que le comportement d'un véhicule devant le radar. Cet appareil appelé simulateur de cible fait l'objet d'une étude plus approfondie dans le chapitre suivant.

# **Simulateur de cible radar**





## 2 Simulateur de cible radar

### 2.1 Introduction

Avec la démocratisation des équipements de sécurité active et passive embarqués à bord des véhicules, les volumes de production chez les constructeurs de systèmes radars automobiles, entre autres, vont augmenter de manière considérable dans les années à venir.

Une fois le radar assemblé en fin de ligne de production, il n'est pas possible de le monter directement sur un véhicule sans l'avoir au préalable testé. Un des moyens de test possible est de simuler une cible devant le radar à l'aide d'un simulateur de cible afin de pouvoir réaliser un test fonctionnel du capteur radar. Il est alors possible de simuler des scénarios autoroutiers afin de tester le comportement du radar dans différents environnements.

### 2.2 Descriptif et généralités

Utiliser des systèmes de hautes technologies comme les radars automobiles, dans le but d'améliorer la sécurité à bord des véhicules va nécessiter la mise en place d'un protocole de test drastique et exigeant lors de la phase de fabrication puis de validation du produit. De plus, tout au long de sa vie, le capteur sera amené à être testé, que ce soit lors d'une révision ou d'un contrôle, dans un garage, une concession, ou bien dans un centre de contrôle technique. La généralisation de l'utilisation des radars sur tous les véhicules de série dans les années à venir va nécessiter le recours accru à des moyens de test, tant chez les équipementiers que chez les constructeurs.

Pour pouvoir caractériser, calibrer et tester les radars dans des conditions répétables et fiables, il est nécessaire d'utiliser des simulateurs de cible (RTS : Radar Target Simulator).

Lors de la phase de production, le radar est testé dans un banc de test en ligne. Différents paramètres sont contrôlés afin de s'assurer du respect des spécifications. La précision de la mesure en distance, de la mesure en vitesse ainsi que de la mesure des angles (azimut et élévation) est contrôlée. Un diagramme de rayonnement est effectué en élévation et en azimut afin de vérifier le champ de vision ainsi que la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) du radar.

Des scénarios autoroutiers peuvent également être réalisés afin de simuler les différentes situations que pourra rencontrer le radar et de vérifier son comportement.

Dans une optique de maîtrise des coûts des moyens de test et de maintenabilité, l'entreprise ZF TRW Autocruise développe ses propres simulateurs de cible afin de répondre au mieux aux spécifications radars et aux exigences clients.

### 2.3 Fonctionnement d'un RTS

Les simulateurs de cible sont des dispositifs hyperfréquences permettant de tester l'ensemble des situations rencontrées par le radar.

Placé devant un radar, le simulateur va recevoir une onde (76 – 77 GHz) et la traiter de manière à pouvoir simuler un véhicule avec les caractéristiques souhaitées. Une fois l'onde reçue par le RTS, le signal est transposé en fréquence intermédiaire (down conversion) via le front-end afin de subir les traitements associés. Le signal sera retardé temporellement suivant la distance à simuler, décalé en fréquence suivant l'effet Doppler afin de générer une vitesse et atténué ou

amplifié afin de définir la taille de l'objet à simuler (SER : Surface Equivalente Radar). Une fois le traitement effectué en fréquence intermédiaire, l'étape inverse de la down conversion est réalisée afin de re-transposer le signal à la fréquence du radar (up conversion). La Figure 2-1 détaille le fonctionnement d'un simulateur de cible.

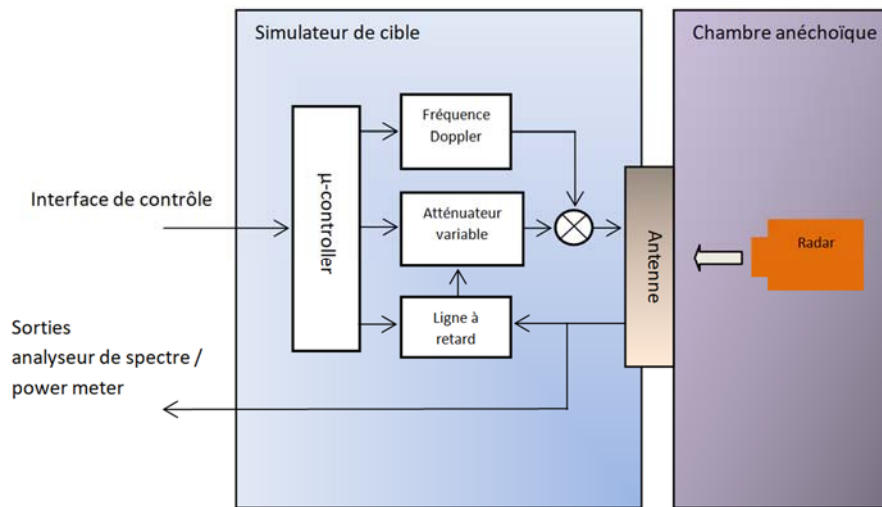


Figure 2-1 : Synoptique simplifié d'un RTS

## 2.4 Caractéristiques des cibles

Afin de simuler le comportement d'un véhicule, le simulateur de cible va simuler trois paramètres essentiels pour le radar : une distance, une vitesse et une Surface Equivalente Radar (SER). La Figure 2-2 illustre la simulation d'une cible.

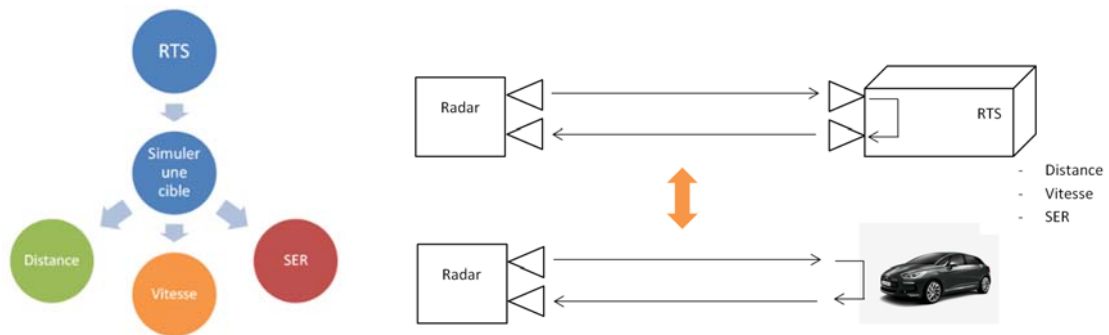


Figure 2-2 : Simulation d'une cible

### 2.4.1 Simuler une distance

La distance est simulée par un retard temporel du signal. Pour cela, une ligne à retard est utilisée. Elle va permettre de changer le retard temporel en fonction de la distance à simuler et de la vitesse. Lors de la simulation d'une distance, il faut prendre en compte la distance aller-retour que fait l'onde entre le radar et le simulateur. Pour générer une cible à une distance de 50 mètres, il faut donc simuler une distance de 100 mètres. Le Tableau 6 relate les correspondances entre les distances simulées, les distances réelles et les retards simulés.

Tableau 6 : distance simulée - retard simulé

Distance simulée (m)	Distance réelle (m)	Retard simulé (ns)
50	100	333
100	200	667
200	400	1334
250	500	1665

### 2.4.2 Simuler une vitesse

Lorsqu'un radar à bord d'un véhicule détecte un écho en provenance d'un autre véhicule, il est capable de déterminer la vitesse de ce dernier, grâce à la modulation utilisée mais aussi grâce à la fréquence Doppler. Dans le cadre d'un simulateur de cible, la vitesse est simulée en générant un décalage en fréquence (quelques kilohertz) entre l'onde reçue en provenance du radar et l'onde émise suivant l'effet Doppler. Il s'agit de la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Le Tableau 7 nous montre les correspondances entre la fréquence Doppler et la vitesse relative.

Tableau 7 : Fréquence Doppler - Vitesse relative

Fréquence Doppler (kHz)	Vitesse relative (km/h)
5	35.3
10	70.6
20	141.2
30	211.8

### 2.4.3 Simuler une SER

La SER est une propriété physique qui représente la capacité d'un objet à réfléchir une onde électromagnétique. Elle est fonction de la forme de l'objet en question, de la nature de ses matériaux constitutifs, ainsi que de la longueur d'onde, des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement. La SER sera simulée en fonction du gain du simulateur de cible. Elle est exprimée en dB m<sup>2</sup> et reflète la taille de la cible. L'angle d'ouverture de l'antenne va avoir un impact important pour la valeur de la SER. Celle-ci peut évoluer en fonction de la distance entre la cible détectée et l'antenne du radar. En effet, si une cible de taille importante (un camion par exemple) est trop proche de l'antenne du radar, celui-ci ne rentrera pas entièrement dans le champ de vision du radar [30] [31]. La Figure 2-3 illustre un cas particulier de détection en visibilité partielle et totale. Le Tableau 8 donne des valeurs de référence de la SER à 77 GHz pour différents objets dans le cas d'une visibilité totale de la cible.

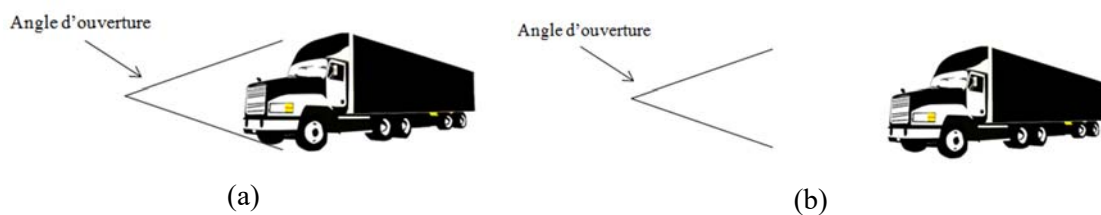


Figure 2-3: Simulation d'une cible de taille importante, (a) cas d'une cible en visibilité partielle, (b) cas d'une cible en visibilité totale

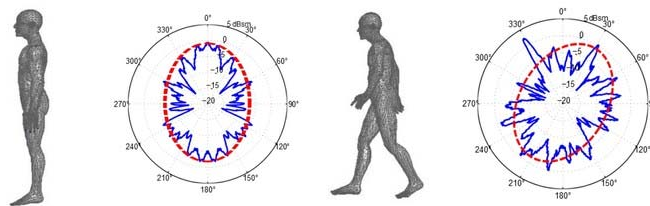
Les valeurs de SER utilisées pour la suite du projet correspondront à une totale visibilité de la cible.

**Tableau 8 : Exemple de valeurs de surface équivalente radar à 77 GHz**

Objets		SER (dB m <sup>2</sup> )
Piéton	Min	-5
	Max	-3
Moto	Min	3
	Max	5
Voiture	Min	$10\log_{10}(d) + 5$
	Max	20
Camion	Min	$20\log_{10}(d) + 5$
	Max	45

Avec  $d$  qui représente la distance simulée par le simulateur.

Les valeurs de référence de SER citées précédemment prennent également en compte la complexité de la cible. La Figure 2-4 représente la SER d'un piéton à 77 GHz dans deux positions différentes simulée par le logiciel FEKO [32].



**Figure 2-4 : Simulation de la SER d'un piéton à 77 GHz par le logiciel FEKO**

## 2.5 Etat de l'art

Certains constructeurs d'appareils hyperfréquences comme Anritsu, Rohde & Schwarz ou Keysight proposent à la vente des simulateurs de cible. Cependant, ils ne correspondent pas aux spécifications souhaitées, en termes de coût, de tailles ou de performances. En effet, le prix d'achat d'un tel système peut atteindre des sommes comprises entre 150 k€ et 300 k€ pour certains modèles de simulateur de dernière génération.

Un état de l'art des différents RTS est présenté afin d'avoir une vue d'ensemble sur les systèmes existants et les axes d'améliorations possibles concernant les dispositifs futurs.

### 2.5.1 Anritsu – SM5407

Dans les années 2000, la société Anritsu [33] fût une des premières entreprises à proposer un simulateur de cible radar. Ce dernier fonctionnait sur la bande de fréquence 76 – 77 GHz, avec une largeur de bande de 1 GHz. Le traitement associé à la génération des cibles est ici effectué en fréquence intermédiaire (6.8 – 7.8 GHz). Le simulateur peut simuler une seule cible à la fois à une distance comprise entre 10 et 150 m avec un pas de 10 m. Les différents retards utilisés sont réalisés grâce à des câbles coaxiaux bobinés ainsi qu'un filtre BAW (Bulk Acoustic Wave)

permettant de réaliser une distance de 60 m. La configuration initiale des antennes (antenne cornet) est de type bi-statique. Une configuration mono-statique est également possible. Via l'utilisation d'un synthétiseur de fréquence externe, le RTS est capable de simuler une cible à une vitesse allant jusqu'à 350 km/h. Le Tableau 9 détaille les spécifications de simulateur de cible. Le RTS SM5407 est représenté Figure 2-5.

**Tableau 9 : Caractéristiques techniques du RTS SM5407**

<b>Fréquences</b>	76 – 77 GHz
<b>Largeur de bande</b>	1 GHz
<b>Distance simulée</b>	10 – 150 m
<b>Résolution en distance</b>	10 m
<b>Vitesse simulée</b>	0 - ±350 km/h
<b>Résolution en vitesse</b>	< 1 km/h (résolution du synthétiseur externe)
<b>SER</b>	64,5
<b>Nombre de cibles</b>	1
<b>Dimensions (cm)</b>	90 x 60 x 20
<b>Poids</b>	> 30 kg
<b>Coût</b>	> 300 k€



**Figure 2-5 : RTS SM5407A**

### 2.5.2 Anritsu – ME7720A

Depuis 2003, l'entreprise Anritsu propose à la vente le RTS ME7720A. Le simulateur, travaillant toujours sur la bande de fréquence 76 – 77 GHz permet de simuler une cible à une distance de 10 m ou 150 m. Les deux lignes à retard sont réalisées avec du câble coaxial pour la plus petite des distances (3,5 m) et un filtre SAW (Surface Acoustic Wave) pour la plus grande (116,5 m). C'est ce dernier qui va limiter la largeur de la bande de fréquence du simulateur de cible (300 MHz). Le RTS peut simuler un véhicule en mouvement, de 0 à 250 km/h avec une très haute résolution. Cependant, le simulateur ne peut générer qu'une seule cible. Le système est uniquement proposé en configuration bi-statique. Il dispose également d'une IHM (Interface Homme Machine) déportée, lui permettant de fonctionner sans ordinateur. Le Tableau 10 nous montre en détail les spécifications du simulateur représenté à la Figure 2-6.

Tableau 10 : Caractéristiques techniques du RTS ME7720A

Fréquences	76 – 77 GHz
Largeur de bande	300 MHz
Distance simulée	3,5 m (near) / 116,5 m (far)
Résolution en distance	-
Vitesse simulée	0 - $\pm$ 250 km/h
Résolution en vitesse	0,1 km/h
SER	Couverture de 50 dB
Nombre de cibles	1
Dimensions (cm)	19,7 x 48,5 x 55,3
Poids	10 kg
Coût	120 – 150 k€

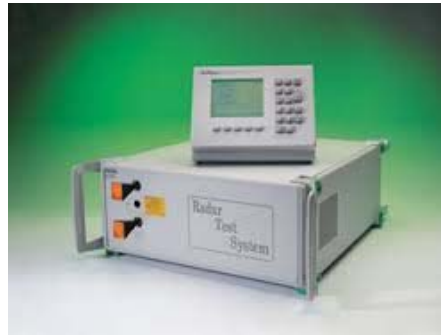


Figure 2-6 RTS ME7720A

### 2.5.3 Keysight – E8707A

Depuis maintenant quelques années, Keysight [34] (ex Agilent) propose un simulateur de cible dédié au test des radars automobiles. Les RTS proposés par les industriels peuvent être compatibles, non seulement avec des radars automobiles mais aussi avec des radars militaires. Keysight a conçu ce simulateur de cible exclusivement pour le test de capteurs radars à finalité « automobile ».

Le RTS fonctionne sur la bande de fréquence 76 – 77 GHz suivant le front-end utilisé (possibilité de travailler à 24 GHz), avec une largeur de bande pouvant atteindre 1 GHz. Le simulateur offre une large plage de retards possibles pour la simulation de la distance. Il permet de simuler une distance comprise entre 10 m et 450 m grâce à l'utilisation d'une ligne à retard entièrement réalisée via des fibres optiques. L'un des inconvénients est l'utilisation d'un synthétiseur de fréquence externe pour la simulation de la vitesse. Cependant, cette configuration permet de simuler une large plage de vitesse avec une haute résolution. Le simulateur peut alors simuler des cibles sur une plage de 0 -  $\pm$ 360 km/h. Le système peut être décliné dans une configuration d'antennes mono-statique ou bi-statique. Mais le RTS ne peut simuler qu'une seule cible à la fois. Le Tableau 11 détaille les spécifications du RTS. La Figure 2-7 représente le simulateur E8707A.

Tableau 11 : Caractéristiques techniques du RTS E8707A

Fréquences	76 – 77 GHz
Largeur de bande	1 GHz
Distance simulée	10 – 450 m
Résolution en distance	1 m
Vitesse simulée	0 - $\pm$ 360 km/h
Résolution en vitesse	0,1 km/h
SER	Couverture de 63,5 dB
Nombre de cibles	1
Dimensions (cm)	42,5 x 21,6 x 57,1
Poids	NC
Coût	< 150 k€



Figure 2-7 RTS E8707A

#### 2.5.4 Rohde & Schwarz – ARTS9510

Le fabricant d'appareils électroniques Rohde & Schwarz [35] propose également, depuis fin 2015, un simulateur de cible, l'ARTS9510. Le système permet de travailler sur la bande de fréquence 75 – 82 GHz, avec une largeur de bande de 400 MHz, 500 MHz, et pouvant être étendue jusqu'à 1 GHz voire 4 GHz pour certaines versions. Les opérations de traitement du signal sont ici effectuées en numérique. Les signaux reçus à 77 GHz sont transposés en fréquences basses puis échantillonnés à l'aide de convertisseurs analogique/numérique (CAN) large bande. Cette configuration permet une plus grande liberté dans la simulation de la vitesse et des différentes distances. Le RTS peut simuler des cibles à des distances comprises entre 4 et 2400 m avec des vitesses pouvant atteindre 700 km/h. Le simulateur a la particularité de pouvoir travailler sur la bande 24 GHz en plus de celle à 77 GHz en fonction du front-end utilisé. Le système offre la possibilité de simuler jusqu'à quatre cibles indépendantes les unes des autres, simultanément, avec des distances, des vitesses et des SER différentes. Un front-end doit alors être utilisé pour chaque cible simulée. Les CAN et CNA sont également dupliqués. Le coût initial déjà élevé du RTS devient alors très important en versions quatre cibles. Le Tableau 12 détaille les spécifications du RTS. Le simulateur ARTS9510 est illustré Figure 2-8.



Tableau 12 : Caractéristiques techniques de l'ARTS9510

<b>Fréquences</b>	75 – 82 GHz
<b>Largeur de bande</b>	400 MHz, 500 MHz, 1000 MHz, 4 GHz
<b>Distance simulée</b>	4 – 2400 m
<b>Résolution en distance</b>	6 cm
<b>Vitesse simulée</b>	0 - $\pm$ 700 km/h
<b>Résolution en vitesse</b>	5 mm/s
<b>SER</b>	Couverture de 62 dB
<b>Nombre de cibles</b>	1, 2, 4
<b>Dimensions</b>	NC
<b>Poids</b>	NC
<b>Coût</b>	150 – 300 k€



Figure 2-8 ARTS9510

### 2.5.5 SmartMicro – TSDG-0002xx

La société SmartMicro [36] propose une large gamme de radars automobiles. Elle propose également les moyens de test correspondants. Le dernier RTS proposé par l'entreprise travaille sur la bande de fréquence 76 – 81 GHz. Ce dernier permet de simuler une cible à une distance de 1 m jusqu'à des distances supérieures à 1000 m. La technologie utilisée pour la réalisation des différents retards est une association de câbles coaxiaux et de fibres optiques. Il dispose également d'un synthétiseur de fréquences programmable pour la simulation de cibles avec une vitesse comprise entre 0 et 700 km/h. Il est compatible avec la bande de fréquence 24 GHz en fonction du front-end utilisé. Cependant, le simulateur ne peut simuler qu'une seule cible. Le Tableau 13 récapitule les spécifications du RTS. Le simulateur est représenté Figure 2-9.

Tableau 13 : Caractéristiques techniques du RTS TSDG-0002xx

<b>Fréquences</b>	76 – 81 GHz
<b>Largeur de bande</b>	1 GHz
<b>Distance simulée</b>	1 – 1000 m
<b>Résolution en distance</b>	NC
<b>Vitesse simulée</b>	0 - $\pm$ 700 km/h
<b>Résolution en vitesse</b>	0,35 km/h
<b>SER</b>	NC
<b>Nombre de cibles</b>	1
<b>Dimensions (cm)</b>	15,3 x 52 x 29,5
<b>Poids</b>	NC
<b>Coût</b>	110 k€



Figure 2-9 RTS TSDG-0002xx

### 2.5.6 National Instruments – NI VRTS

L'entreprise américaine National Instruments a également fait le choix de se placer dans le domaine du test fonctionnel radar. Elle propose un simulateur de cible appelé *Vehicle Radar Test System* (VRTS). L'appareil conçu en partenariat avec la société allemande Konrad est destiné au domaine de l'automobile. La partie front-end est dissociée du RTS de manière à gagner en flexibilité. Une fois la down conversion effectuée, le signal est numérisé grâce à plusieurs CAN. Le traitement du signal est entièrement numérique, ce qui permet une grande flexibilité pour la simulation de la vitesse, de la distance ou de la SER. Des configurations d'antennes mono-statiques et bi-statiques sont également proposées. Le simulateur offre la possibilité de simuler 1, 2, 4 ou 8 cibles en cumulant le nombre de front-end. Un front-end va permettre la simulation de deux cibles. Les spécifications du RTS sont détaillées Tableau 14.

Tableau 14 : Caractéristiques techniques du RTS National Instruments

<b>Fréquences</b>	76 – 82 GHz
<b>Largeur de bande</b>	1 GHz
<b>Distance simulée</b>	1 – 250 m
<b>Résolution en distance</b>	NC
<b>Vitesse simulée</b>	NC
<b>Résolution en vitesse</b>	NC
<b>SER</b>	NC
<b>Nombre de cibles</b>	1, 2, 4, 8
<b>Dimensions</b>	NC
<b>Poids</b>	NC
<b>Coût</b>	NC

### 2.5.7 Bilan

L'étude des différents simulateurs de cible sur le marché a permis d'identifier les différentes topologies et technologies possibles concernant les futurs designs de simulateurs de cible. Le Tableau 15 récapitule les principales performances des RTS étudiés.

Tableau 15 : Etat de l'art des simulateurs de cible

RTS	Fréquence	BW	Distance simulée	Vitesse simulée	SER	Dimensions (cm)	Coût
SM5407	76-77 GHz	1 GHz	10-150 m	0 - ±350 km/h	64.5 dB	90 * 60 * 20	300 k€
ME7720A	76-77 GHz	300 MHz	3.5 et 116.5 m	0 - ±250 km/h	550 dB	19,8 x 48,6 x 55,4	120-150 k€
E8707A	76-77 GHz	1 GHz	10-450 m	0 - ±360 km/h	663,5 dB	42,5 x 21,6 x 57,1	>150 k€
ARTS9510	75-82 GHz	0.4, 0.5, 1 GHz	4-2400 m	0 - ±700 km/h	662 dB	NC	NC
TSDG-0002xx	76-81 GHz	1 GHz	1-1000 m	0 - ±700 km/h	NC	15,3 x 52,0 x 29,5	NC
NI VRTS	76-82 GHz	1 GHz	1-250 m	NC	NC	NC	NC

En fonction des applications visées, que ce soit dans les garages ou les concessions automobiles et des performances des simulateurs de cible radar, il peut être difficile d'intégrer ce type d'équipement dans un banc de test. En effet, il n'est pas envisageable pour la simulation multi-cibles de multiplier le nombre de RTS étant donné le coût du simulateur et/ou les dimensions proposées. Certains simulateurs sont surdimensionnés en comparaison du besoin ciblé, seuls certains modèles sont spécialisés pour le domaine automobile. De plus, il ne sera pas possible de déployer ce type d'appareil dans des concessions automobiles, chez des constructeurs ou dans des centres de contrôle technique à cause des contraintes précédemment citées.

Depuis la première génération de radar (AC10) jusqu'aux développements actuels des nouveaux produits, les bancs de test au sein de l'entreprise sont équipés de simulateurs pour valider les tests fonctionnels des radars. La Figure 2-10 détaille l'évolution des simulateurs de cible au sein de l'entreprise. Les tendances actuelles et futures sont au développement interne des dispositifs de test afin de répondre au mieux aux spécifications souhaitées. De plus, l'achat et la maintenance de systèmes industriels impliquent des coûts non négligeables. A titre d'exemple, la maintenance annuelle d'un RTS SM5407 atteint la somme de 30 k€ par an.

### Autocruise RTS Timeline

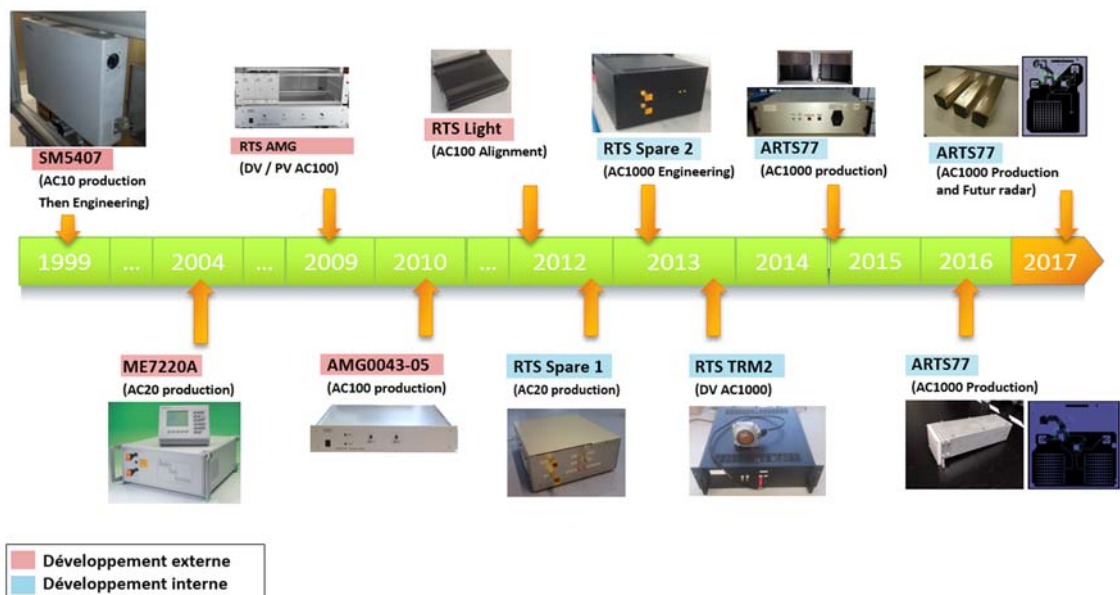


Figure 2-10 : Evolution des simulateurs de cible dans l'entreprise

## 2.6 Méthodes de test

La fabrication d'un radar sur une ligne de production se fait aujourd'hui de manière semi-automatisée, voir entièrement automatisée. Afin d'obtenir en usine des indices de production les plus performants, le temps de cycle par poste sur une ligne de fabrication est un paramètre crucial. En effet, le temps que met un poste à effectuer la tâche souhaitée ne doit pas affecter les postes suivants. On parle alors de « bottleneck » ou de « goulet d'étranglement ». Pour la production d'un grand nombre de radars, un tel poste peut être très handicapant. Un des postes le plus impactant sur le temps de cycle sur une ligne de production est le banc de test. Il permet de valider le test fonctionnel du radar. Situé en fin de ligne, il ne doit pas retarder le temps de fabrication des capteurs radars.

### 2.6.1 Banc de test radar

#### 2.6.1.1 Banc de test avec un RTS – Méthode 1

Il existe différentes méthodes afin de tester et de valider le fonctionnement d'un capteur radar via un simulateur de cible. La première est la méthode classique, la plus simple à mettre en place concernant le test des radars. Elle consiste à placer un radar devant un simulateur de cible, dans une chambre anéchoïque, afin de pouvoir simuler un véhicule et de vérifier la cohérence des mesures et du comportement du radar. Le capteur est placé sur deux positionneurs permettant d'effectuer une rotation en azimut ainsi qu'une rotation en élévation pour réaliser des diagrammes de rayonnement. Le principe de la mesure est représenté Figure 2-11. On retrouve le placement du radar devant le RTS (simulateur développé par Autocruise : ARTS77). La chambre anéchoïque permet de limiter l'apparition de fausses cibles ou de cibles parasites.

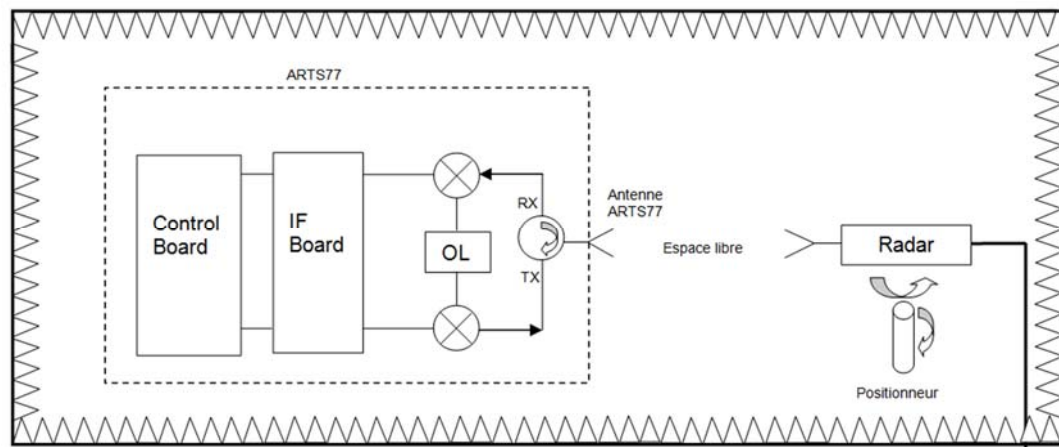


Figure 2-11 : Banc de test radar

La Figure 2-12 illustre des mesures réalisées en azimut dans un banc de test. On retrouve le niveau de puissance en fonction de la position en angle du radar (ici en azimut). On retrouve également la position angulaire (courbe rouge) ainsi que l'erreur angulaire (courbe bleu) du capteur radar.

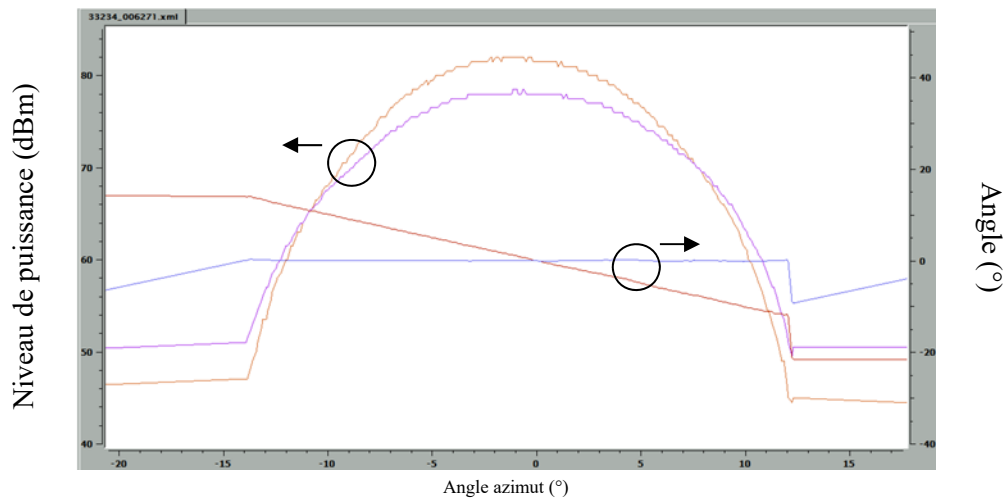


Figure 2-12 : Résultats de mesures en banc de test

Cette méthode de mesure présente comme principal avantage d'être relativement simple à mettre en œuvre. En effet, les réglages principaux concernent principalement l'alignement du radar avec le simulateur de cible, avec pour défaut majeur un temps de test relativement long. Lors de la phase de test, les différents modes du radar sont testés (mode ACC et AEB) pendant la séquence. Cela nécessite la réalisation de plusieurs digrammes de rayonnement en azimut et en élévation pour chaque mode. La Figure 2-13 montre un banc de test utilisant la méthode de mesure précédemment décrite avec un seul RTS. Seul le simulateur de cible est visible du radar. Ce dernier est monté sur un positionneur permettant des rotations en azimut et en élévation. L'apparition de cibles parasites est ici minimisée.

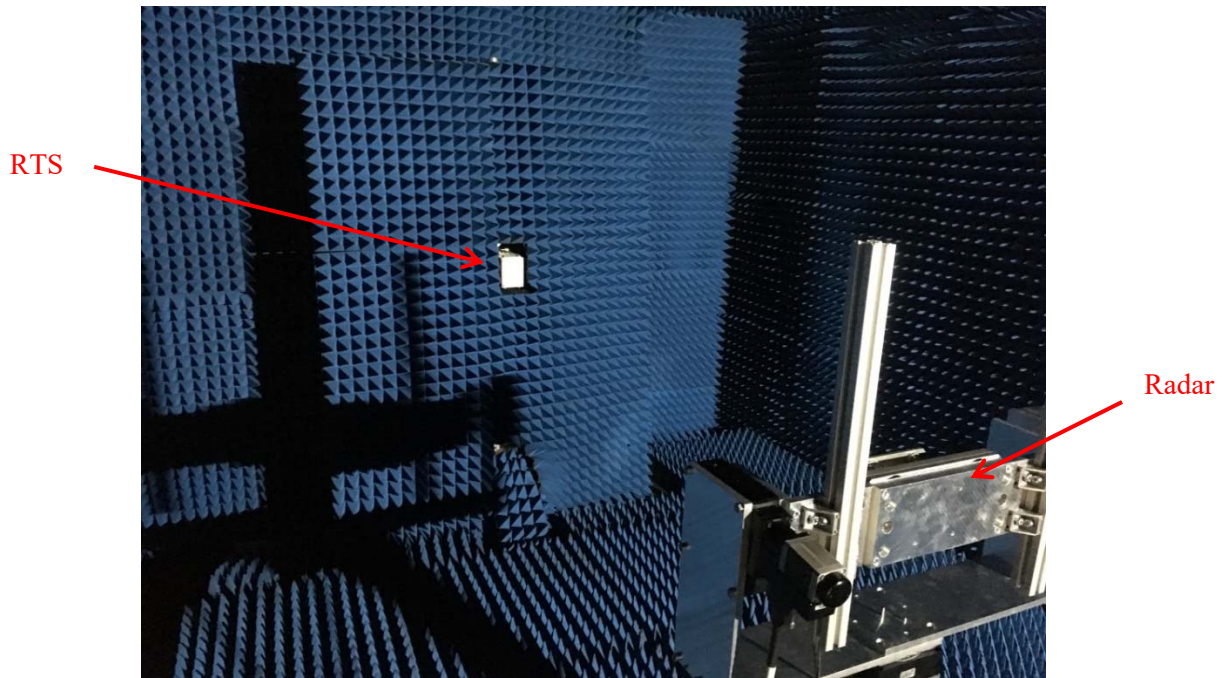


Figure 2-13 : Banc de test radar

## 2.6.2 Spécifications radars

Le système sera dimensionné de manière à répondre au mieux aux spécifications de radars actuellement en phase de développement au sein de l'entreprise. Le Tableau 16 récapitule les performances des différents radars produits par l'entreprise. On constate au fil des ans l'amélioration des performances des capteurs radars. Dans un souci de confidentialité, les caractéristiques des radars en phase de développement ne seront pas mentionnées.

**Tableau 16 : Performances des radars Autocruise**

Performances	AC20	AC100	AC1000
Fréquence	76 – 77 GHz	24 GHz	76 – 77 GHz
Largeur de bande		250 MHz	400 MHz
FOV	11°	± 11°	± 35°, ± 10°
Distance de détection	200 m	160 m	200 m
Résolution en distance	10 m	1.5 m	0.375 – 0.75 m
Résolution en vitesse	0,09 km/h	0.2 km/h	0.2 km/h
Précision angulaire – élévation	0,3°	≤ ± 0.5°	≤ ± 0.5°

## 2.6.3 Propagation des ondes

Afin de dimensionner au mieux la partie front-end d'un simulateur de cible et de définir les spécifications requises, il est indispensable de prendre en compte les phénomènes liés à la propagation des ondes électromagnétiques dans les systèmes guidés (lignes de transmission, guides d'onde, câble coaxial, etc...), mais aussi en espace libre. Lors de la propagation des ondes EM dans l'atmosphère, la couche atmosphérique va apporter une contribution variable (pertes) selon la fréquence. Il est donc indispensable de réaliser un bilan de liaison avant de dimensionner les éléments d'émission et de réception ainsi que les paramètres internes au RTS.

### 2.6.3.1 Atténuation en espace libre (AEL)

Une onde électromagnétique va subir un affaiblissement lors de sa propagation, même dans un milieu sans pertes. La propagation va dépendre de plusieurs paramètres : la fréquence (longueur d'onde), la zone géographique ainsi que la distance émission-réception. Les pertes vont alors être dues à la fréquence de travail, aux obstacles rencontrés (on observe alors des phénomènes de diffusion, réfraction, réflexion, diffraction) lorsque les antennes d'émission et de réception sont alignées face à face. En basse-fréquence (quelques MHz), les pertes imputées aux conditions météorologiques (pluie par exemple) sont réduites. A ces fréquences, les obstacles sont plus petits que la longueur d'onde. La diffraction domine et rend alors possible les communications au-delà de la ligne d'horizon. Pour des fréquences plus hautes, de l'ordre de quelques GHz, la diffraction aura un rôle mineur. Enfin, pour des fréquences supérieures à 20 GHz, on va voir apparaître des phénomènes d'absorption liés aux molécules présentes dans l'atmosphère. En effet, des phénomènes de résonance moléculaire vont apparaître. Les molécules concernées sont les molécules H<sub>2</sub>O et O<sub>2</sub>. On trouve alors des fenêtres de transmissions (30, 94, 140 et 220 GHz) adaptées à des applications longues portées, ainsi que des pics d'absorptions (24, 60, 120, 190 GHz) où les applications courtes portées (les radars automobiles par exemple) seront privilégiées.

La Figure 2-14 illustre les phénomènes d'absorption liés à la propagation des ondes dans l'atmosphère [37] [38]. On y retrouve les pics d'absorption liés aux molécules H<sub>2</sub>O et O<sub>2</sub>.

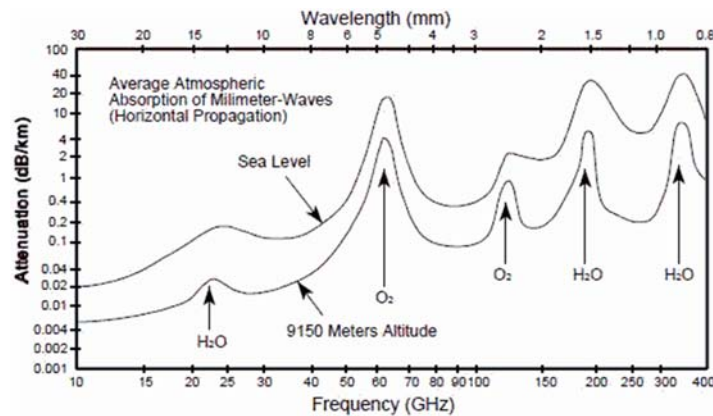


Figure 2-14 : Absorption atmosphérique des ondes électromagnétiques

En ne considérant que le trajet direct (sans prendre en compte les pertes liées aux trajets multiples et aux réflexions), dans un cas idéal, il est possible de déterminer l'affaiblissement en espace libre en fonction de la fréquence et de la distance séparant l'émetteur du récepteur :

$$\alpha_{dB} = 10 \log\left(\frac{4 \pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (4)$$

Avec  $\alpha_{dB}$  ou AEL les pertes en espace libre exprimées en dB,  $d$  la distance séparant les deux antennes et  $\lambda$  la longueur d'onde.

Le Tableau 17 détaille les valeurs d'atténuation à 77 GHz en fonction de la distance. La distance radar-RTS dans le banc de test pourra être amenée à être modifiée entre 1 et 2 m suivant les tests à réaliser en fonction des radars utilisés et des scénarios choisis. A cette fréquence, les pertes en espace libre seront supérieures à 70 dB.

Tableau 17 : Atténuation en espace libre à 77 GHz

Distance (m)	AEL (dB)
1	70,17
10	90,17
20	96,19
50	104,15
100	110,17
200	116,19
500	124,15
1000	130,17

### 2.6.3.2 Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE)

La PIRE d'un objet rayonnant représente dans une direction quelconque, la puissance qu'il faudrait appliquer à une antenne isotrope mise à la place de cet objet, pour avoir le même niveau de rayonnement dans cette direction [39]. Elle est définie dans la direction de l'antenne où la puissance émise est maximale et prend en compte l'ensemble de la chaîne d'émission du radar

pour le calcul de la puissance. Elle ne se limite pas seulement à l'émetteur. Elle est fonction de la puissance d'émission du radar, du gain de l'antenne ainsi que des pertes en ligne liées à la chaîne d'émission. La valeur de la PIRE est nécessaire au calcul du bilan de liaison. Dans le cadre des radars automobiles longues distances, une contrainte est d'atteindre des portées de l'ordre de 250 m. Cela va obliger l'émetteur à générer une onde électromagnétique avec une PIRE plus importante sans pour autant dépasser le seuil légal. Le récepteur devra quant à lui avoir une sensibilité plus élevée. La PIRE du radar peut être définie via l'équation (5).

$$PIRE = P_e G_e \quad (5)$$

Avec  $P_e$  la puissance d'émission du radar (W) et  $G_e$  le gain de l'antenne d'émission du radar.

### 2.6.3.3 Facteur de bruit et rapport signal sur bruit

Le facteur de bruit va permettre de définir la qualité d'un système en fonction du bruit généré [40]. Il va quantifier la dégradation du rapport signal à bruit dans la chaîne de transmission. Il est défini comme le ratio  $F$  du rapport signal sur bruit à la sortie  $SNR_{OUT}$  par rapport à celui de l'entrée  $SNR_{IN}$ . Le facteur de bruit est donné par la formule suivante :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (6)$$

$$F_{dB} = 10 \log(NF) \quad (7)$$

Il est important de noter que les éléments passifs ont un facteur de bruit égal à leurs pertes d'insertion.

Si plusieurs quadripôles sont cascades, la formule de FRIIS ramène le facteur de bruit total de la chaîne.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (8)$$

Où le facteur de bruit du  $n^{\text{ième}}$  élément est représenté par  $F_n$  et le gain du  $n^{\text{ième}}$  élément disponible par  $G_n$ . Grâce à l'équation 8, on constate que c'est le facteur de bruit du premier élément de la chaîne qui va contribuer majoritairement au facteur de bruit total de la chaîne, à condition qu'il possède un gain disponible suffisamment grand pour masquer le bruit des quadripôles suivants. Il est alors indispensable d'utiliser un amplificateur faible bruit grand gain (LNA : Low Noise Amplifier) les signaux pouvant être de l'ordre de -100 dBm [41]. On assimile son rôle à celui d'un préamplificateur. La Figure 2-15 illustre le placement de l'amplificateur faible bruit ainsi que celui de l'amplificateur de puissance (PA : Power Amplifier) dans une chaîne d'émission/réception de type mono-statique.



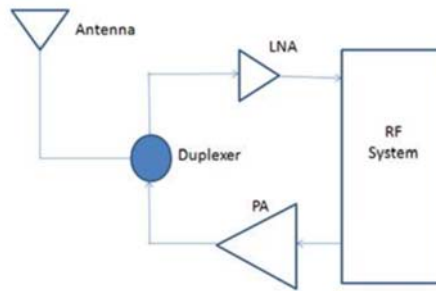


Figure 2-15 : Amplification d'une chaîne d'émission/réception

### 2.6.3.4 Bilan de liaison

Le bilan de liaison va nous permettre de déterminer par le calcul la qualité de la chaîne radar – RTS. Nous allons pouvoir identifier les puissances ainsi que les rapports du signal à bruit mis en jeu. Dans le but d'effectuer un exemple de bilan de liaison, on émet les hypothèses suivantes (confidentialité entreprise):

- PIRE du radar : 20 dBm
- Pertes en espace libre : -70 dB
- Gain du RTS : 0 dBm
- Gain antennes Rx/Tx du RTS : 24 dBm

Les pertes en espace libre sont ici calculées pour une distance radar – RTS de 1 m. Un exemple de bilan de liaison entre un radar et un RTS est illustré Figure 2-16.

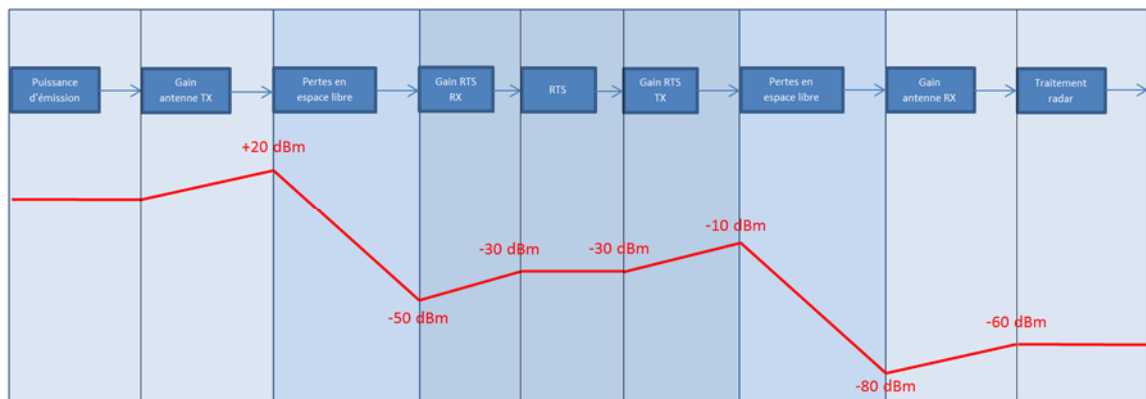


Figure 2-16: Bilan de liaison

### 2.6.4 Spécifications du simulateur

Le choix d'utiliser une matrice de simulateurs pour tester les radars impose des spécifications plus lourdes quant au design des RTS. L'état de l'art effectué a permis de mettre en avant les axes d'améliorations possibles en vue de l'augmentation de l'emploi de RTS au sein de l'entreprise, ainsi que pour envisager un déploiement plus large de tels systèmes :

- Le simulateur de cible devra s'adapter à tout radar fonctionnant dans la bande de fréquence 77 – 81 GHz, pour différentes modulations (FSK, FMCW, etc...), et différentes puissances.

- L'étude précédente du bilan de liaison a montré que le RTS doit être en mesure de prendre en compte des signaux reçus de l'ordre de -50 dBm.
- Le système devra présenter une taille et un coût réduit afin d'être intégré dans différentes applications. Le coût complet du simulateur ne devra pas dépasser 10 000€.
- Les RTS développés permettront d'avoir une grande flexibilité dans la réalisation de différents scénarios via notamment la simulation multi-target avec l'utilisation en matrice d'un grand nombre de simulateurs indépendants les uns des autres.
- Chaque appareil pourra simuler une cible avec une vitesse, une distance et une SER différente et sera commandé séparément.
- Une adresse IP sera attribuée à chaque RTS afin de faciliter la commande de ces derniers via une connexion Ethernet.

Il est important de relever qu'il n'existe pas aujourd'hui de tels systèmes répondant aux différentes spécifications précédemment citées. Le Tableau 18 détaille les spécifications du simulateur de cible.

**Tableau 18 : Spécifications du RTS**

<b>Paramètres</b>	<b>Unités</b>	<b>Min</b>	<b>Typ</b>	<b>Max</b>
<b>Fréquence RF</b>	GHz	77		81
<b>Fréquence FI</b>	GHz	0.5		2
<b>Largeur de bande</b>	MHz		800	
<b>Puissance d'entrée</b>	dBm	-30		
<b>Distance simulée</b>	m	10		250
<b>Résolution en distance</b>	m		0,2	
<b>Vitesse simulée</b>	km/h	0		250
<b>Résolution en vitesse</b>	km/h		< 1	
<b>Couverture SER</b>	dB		90	
<b>Résolution SER</b>	dB	0,5		
<b>Dimensions</b>	mm	366 x 66 x 88		
<b>Poids</b>	kg			10
<b>Coût</b>	€	< 10 000		
<b>Tension d'alimentation</b>	V		12	
<b>Température d'utilisation</b>	°C	0		50
<b>Communication</b>	Ethernet			

## 2.7 Design d'un simulateur de cible

### 2.7.1 Introduction

Afin de maîtriser au maximum le protocole de test, de répondre au mieux aux exigences clients toujours plus pointues, l'entreprise développe depuis quelques années une nouvelle compétence concernant le design et le développement de simulateurs de cible.

Cette partie du chapitre présente les caractéristiques actuelles des RTS développés en interne, les évolutions ainsi que les perspectives associées à cette thèse.

Le système peut être divisé en trois sous-parties :

- La partie front-end assurant la transposition en fréquence
- La partie « fréquence intermédiaire » où les traitements associés à la simulation d’une cible sont effectués
- La partie contrôle et alimentation des différentes parties précédemment citées.

La Figure 2-17 montre en détail les différents blocs d’un simulateur de cible ainsi que les interactions entre les différentes parties.

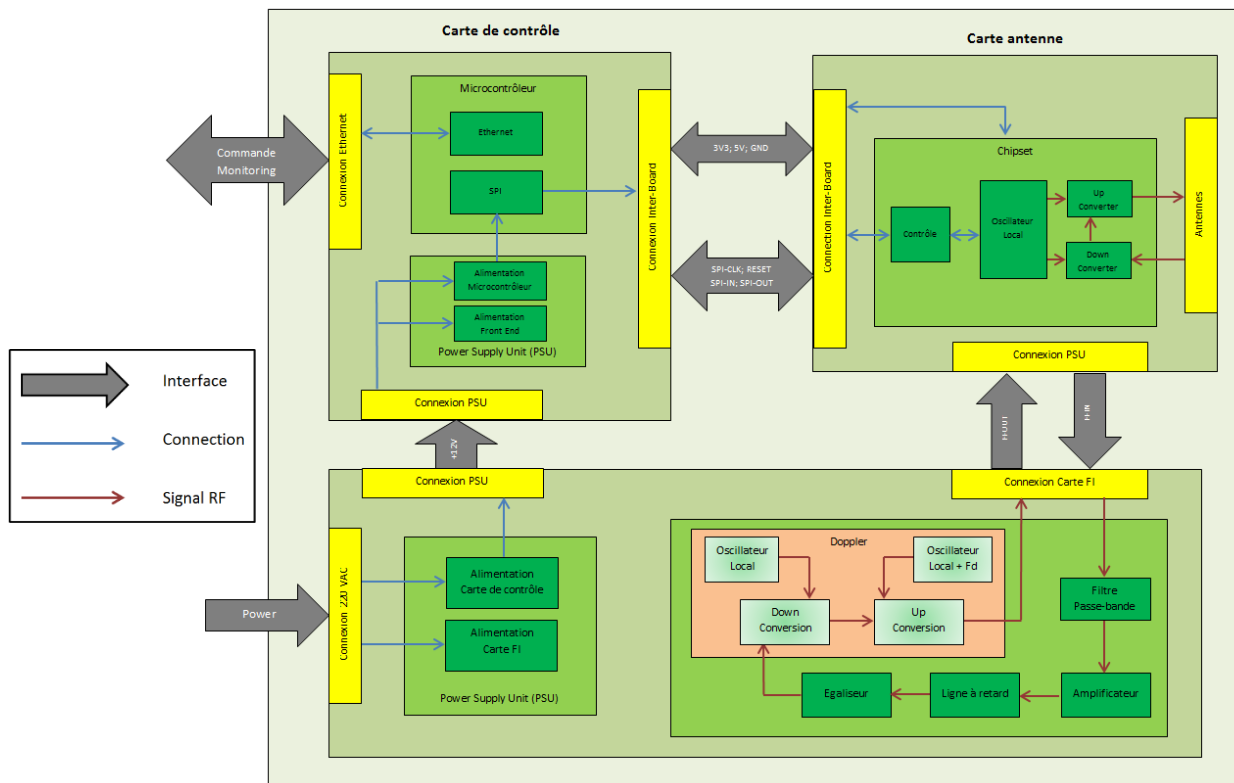


Figure 2-17 : Synoptique détaillé d'un RTS Autocruise

### 2.7.2 Front-end

Dans cette partie, certaines informations concernant des composants utilisés seront volontairement non mentionnées à la demande de l’entreprise.

Le simulateur reçoit une onde radar sur la bande de fréquence 77-81 GHz. Les contraintes de coût et de flexibilité souhaitées ne nous permettent pas de travailler directement à de telles fréquences. C’est pourquoi une transposition en fréquence est nécessaire. Il a été défini de travailler à des fréquences inférieures à 2 GHz.

Deux configurations d’antennes sont possibles concernant le front-end : une configuration mono-statique ou bi-statique. Dans le premier cas, le RTS ne dispose que d’une seule antenne assurant la réception ainsi que l’émission de l’onde en provenance du radar. L’utilisation d’un duplexeur ou d’un circulateur est alors indispensable. La seconde configuration propose d’utiliser deux antennes, la réception et l’émission de l’onde sont alors dissociées. Les deux configurations d’antennes [15] sont illustrées Figure 2-18.

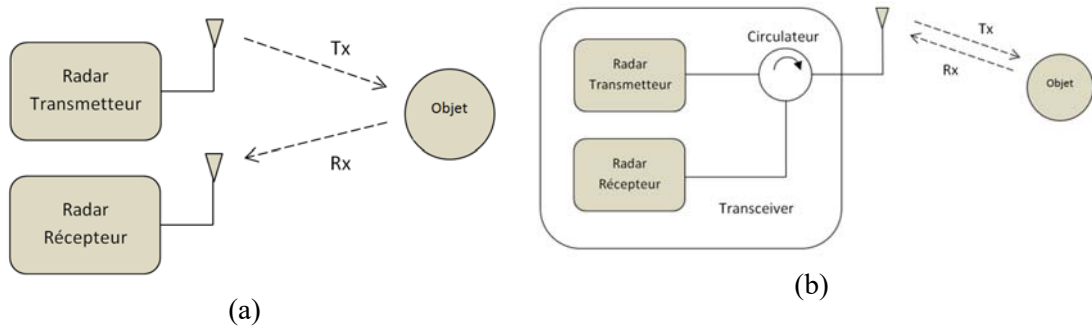


Figure 2-18 : Configurations d'antennes, (a) bi-statique, (b) mono-statique

La configuration d'antenne retenue sera celle du type mono-statique, cette configuration permettant d'avoir un front-end avec de plus faibles dimensions.

### 2.7.2.1 Antennes

Différents types d'antennes sont possibles à ces fréquences de travail, tels que les antennes cornets ou les réseaux d'antennes patches réalisés en technologie planaire par exemple.

#### 2.7.2.1.1 Zone de propagation

Dans l'espace entourant une antenne, les ondes électromagnétiques n'auront pas les mêmes propriétés de propagation. On distingue trois zones pour l'expression des champs : la zone de Rayleigh, la zone de Fresnel et la zone de Fraunhofer. La Figure 2-19 illustre ces différentes zones de propagation [42].

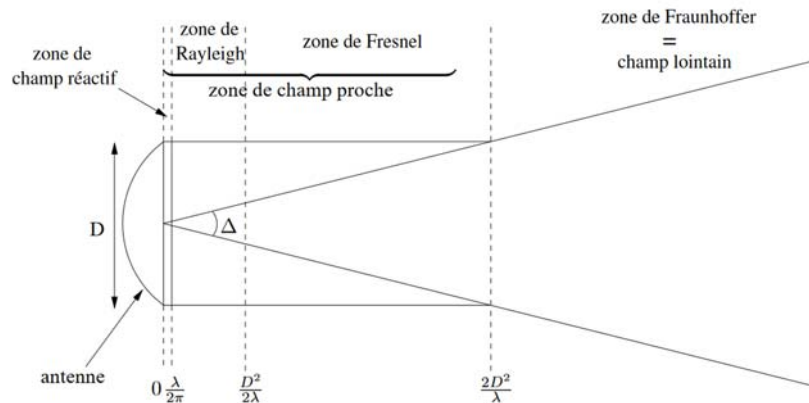


Figure 2-19 : Zones de propagation

- Zone de Rayleigh

On appelle zone d'évanescence ou de Rayleigh, la zone située à une fraction de la longueur d'onde de la source, entourant la structure rayonnante ou la source. La propagation se fait dans cette zone suivant une onde plane. L'énergie est canalisée dans un tube de largeur  $D$ . Cette zone se situe entre  $\frac{\lambda}{2\pi}$  et  $\frac{D^2}{2\lambda}$ ,  $D$  étant la dimension la plus importante de l'antenne. Dans cette zone, l'onde électromagnétique n'est pas formée et diverge peu.

- Zone de Fresnel

Cette zone intermédiaire se situe entre  $\frac{D^2}{2\lambda}$  et  $\frac{2D^2}{\lambda}$ . Ici l'onde diverge naturellement. Avec la zone de Rayleigh, elle constitue la zone de champ proche.

- Zone de Fraunhofer

Cette zone, dite zone de champ lointain se situe au-delà de  $\frac{2D^2}{\lambda}$ . L'énergie rayonnée est ici confinée à l'intérieur d'un faisceau conique. On retrouve des ondes quasiment planes. Dans le cadre du test des radars, les mesures sont réalisées en champ lointain.

#### 2.7.2.1.2 Spécification des antennes :

- Fréquence : 76 – 81 GHz
- Gain : 24,6 dBi
- Impédance : 50  $\Omega$
- Ouverture à  $_{-3dB}$  : 8,7° en azimut, 10° en élévation
- Lobes secondaires : -27,5 dB en azimut, -15,2 en élévation
- Polarisation : linéaire
- Dimensions : 28 x 28 mm

Les antennes cornets sont largement utilisées aujourd'hui dans le domaine des micro-ondes pour les applications nécessitant une large bande-passante, ou encore dans les systèmes de mesures. Les principaux avantages de ce type d'antennes sont leur large bande-passante, leur gain important ainsi que la pureté de polarisation. En contrepartie, ces antennes présentent un poids ainsi qu'un encombrement relativement important. Ce type d'antenne impose également l'utilisation de guides d'ondes (travailler sur la bande E nécessite l'utilisation de guide d'onde WR12) ainsi que de devoir réaliser des transitions guide d'onde – ligne micro-ruban. De plus, le coût d'une antenne cornet est non négligeable en comparaison avec des antennes en technologie planaire.

Une autre solution consiste à utiliser un réseau d'antennes patches en technologie planaire. Ce type d'antenne se compose d'un substrat diélectrique ainsi que d'un plan de masse. La face supérieure du substrat est recouverte de motifs métalliques rayonnants. Cette technologie est utile lorsque l'on souhaite réduire l'encombrement d'une antenne. Le coût de celle-ci se retrouve lui aussi réduit. On retrouve de plus en plus ce type d'antennes dans les radars automobiles.

L'antenne du simulateur de cible sera équipée avec une antenne réseau de 10x10 patches réalisée par l'équipe R&D d'Autocruise, dans le but d'obtenir une antenne planaire avec une ouverture équivalente à une antenne cornet. La Figure 2-20 illustre le masque de l'antenne. Celle-ci présente des dimensions inférieures à 30 x 30 mm.

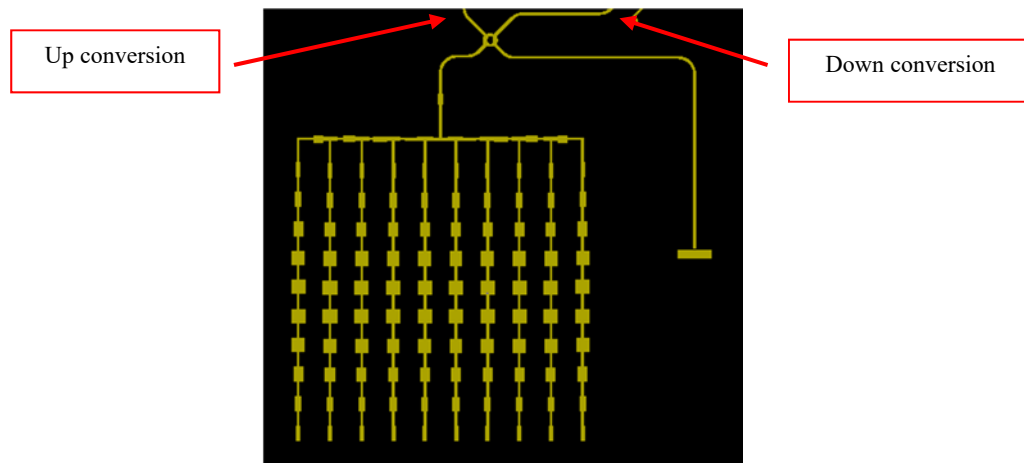


Figure 2-20 : Layout de l'antenne réseau 10x10 en technologie planaire

### 2.7.2.2 Transposition en fréquence

Les contraintes RF (fréquences du radar, modulation) nous imposent un mélange sur la bande 77 – 81 GHz. L'objectif de ce mélange est de réaliser une transposition en fréquence, soit dans notre cas d'abaisser la fréquence du signal. Le processus se déroule en deux étapes : tout d'abord la première consiste à abaisser la fréquence (down conversion), la seconde à re-transposer le signal en bande millimétrique (up conversion) une fois le traitement du signal effectué. Les principaux éléments qui interviennent dans une transposition en fréquence sont les mélangeurs et un ou plusieurs synthétiseurs de fréquence (VCO). L'utilisation de deux fréquences OL va nécessiter de synchroniser les synthétiseurs de fréquence entre eux. Un transfert d'énergie est réalisé d'une fréquence d'entrée ( $f_{RF}$ ) vers une fréquence de sortie ( $f_{FI}$ ) à l'aide d'un troisième signal en provenance d'un oscillateur local ( $f_{OL}$ ).

Les caractéristiques techniques des mélangeurs et de l'oscillateur local contrôlé en tension (VCO) ne pourront pas être détaillées à la demande de l'entreprise. Les signaux de sortie sont définis suivant l'équation (9) dans le cas où les signaux d'entrés sont sinusoïdaux.

$$f_{FI} = |m \cdot f_{RF} + n \cdot f_{OL}| \quad (9)$$

$m$  et  $n$  représentent des nombres entiers pouvant être positifs ou négatifs. On peut distinguer différents types de transpositions :

- Transposition haute :  $m = 1, n = 1$
- Transposition basse infradyne :  $m = -1, n = 1$
- Transposition basse supradyne :  $m = 1, n = -1$

Cela nous permet donc d'obtenir respectivement pour la transposition infradyne et supradyne, les fréquences suivantes :

$$f_{FI} = f_{OL} - f_{RF} \quad (10)$$

$$f_{FI} = f_{RF} - f_{OL} \quad (11)$$

Le VCO utilisé permet de générer des fréquences comprises entre 72 et 80 GHz avec une puissance de sortie de 13 dBm.

La Figure 2-21 représente le front-end du RTS développé. Dans le but d'éviter toute détection de cibles parasites par le radar (le RTS peut être détecté physiquement par le radar), il a été décidé de développer le système dans le prolongement du PCB de l'antenne de manière à minimiser les parties métalliques (les plans de masse notamment) à la vue du radar. Le PCB antenne va donc imposer une partie des dimensions du simulateur.

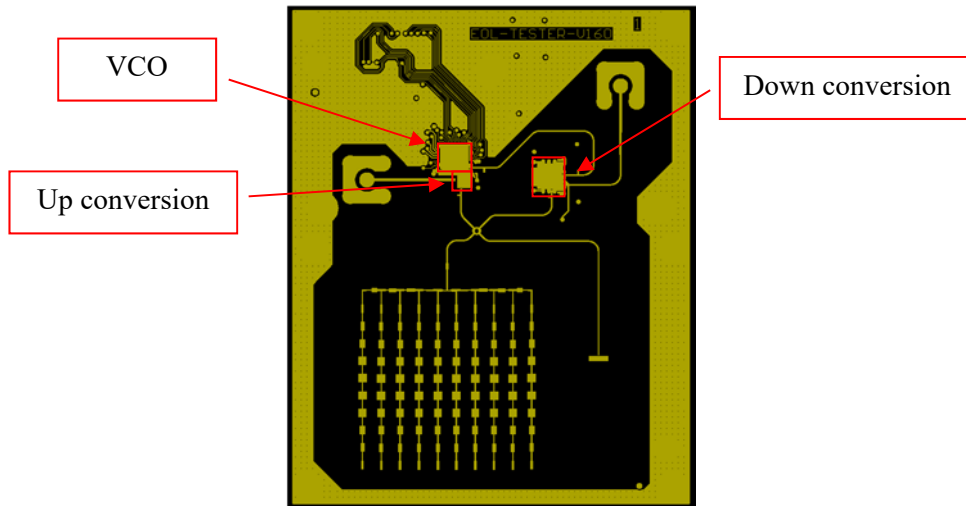


Figure 2-21 : Front-end du simulateur de cible

J'ai contribué ici à la définition des spécifications du PCB antenne ainsi qu'à la pose des composants MMIC (mélangeurs et VCO) travaillant en bande E, via des techniques de wire bonding, en collaboration avec les équipes R&D et Méthodes d'Autocruise. La Figure 2-22 illustre un procédé de câblage d'un PCB antenne.



Figure 2-22 : Câblage du PCB antenne

J'ai également pu piloter la phase de test et de validation du PCB afin d'évaluer les performances des cartes antennes. Différentes mesures ont permis d'évaluer les pertes de conversion en down et up conversion. Des tests en températures ont également été réalisés afin de s'assurer de la non dérive des composants et d'éventuels problèmes de fonctionnement. Des tests thermiques ont également été réalisés en étuve. Des cycles de température compris entre  $-40$  et  $80$  degrés ont été effectués.

Le diagramme de rayonnement du PCB antenne est représenté Figure 2-23.

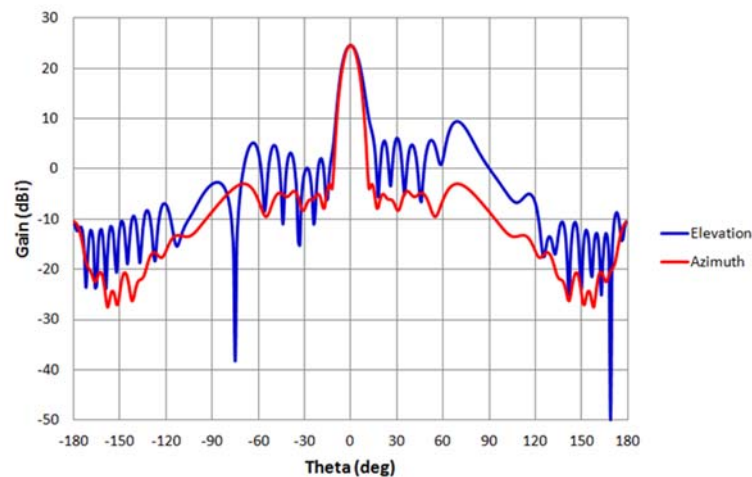


Figure 2-23 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 10x10

Le PCB antenne ici présenté équipe aujourd'hui plusieurs RTS dans différents bancs de test de l'entreprise.

### 2.7.3 Fréquence intermédiaire

Les différentes opérations associées à la simulation d'une cible sont réalisées dans cette partie. La fréquence de travail est comprise entre 0,5 et 2 GHz et est fonction des composants et des fonctions à réaliser. Le PCB développé est représenté Figure 2-24. C'est dans cette partie du simulateur que le retard (ligne à retard) permettant la simulation de la distance d'une cible est généré. Actuellement, seules des distances fixes peuvent être simulées. Les lignes à retard sont réalisées via l'utilisation de câbles coaxiaux. Le PCB offre une grande flexibilité, en ajoutant, par connexion, de nouveaux retards, il est possible de simuler de nouvelles distances, mais aussi d'insérer un module Doppler permettant la simulation de la vitesse.

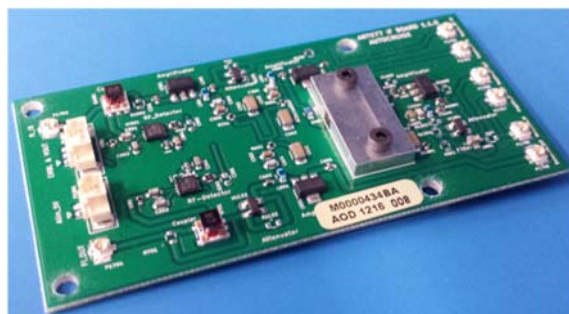


Figure 2-24 : PCB « Fréquence intermédiaire »



J'ai participé à la phase de test et de validation du PCB. J'ai également été chargé de réaliser un nouveau design de carte permettant de travailler sur une bande de fréquence supérieure à 800 MHz (la première version disposait d'une bande de fréquence de 400 MHz). De nouvelles fonctionnalités ont été intégrées (filtrage, adaptation d'impédance, commutation ...). La nouvelle version du PCB est actuellement en phase de fabrication (Annexe 1).

### 2.7.3.1 Ligne à retard

Afin de simuler une distance, un retard temporel allant de quelques nanosecondes à plusieurs microsecondes doit être généré. Les simulateurs de cible développés en interne spécifiquement pour le banc de test simulent aujourd'hui uniquement des cibles fixes. Ces distances sont réalisées à l'aide de câbles coaxiaux, qui excepté pour leur facilité de mise en œuvre et leur coût modéré, posent d'importants problèmes liés à leur poids, volumes et manque de flexibilité. L'obtention d'une ligne à retard variable est certainement le verrou technologique le plus contraignant dans la mise au point d'un RTS compact et faible-coût. Le développement d'une ligne à retard variable large bande pouvant être intégré directement dans le simulateur est l'un des objectifs de cette thèse et son développement fait l'objet du chapitre suivant. Cette ligne à retard se doit d'être variable pour simuler des cibles à différentes distances en association avec la fréquence Doppler, car la distance inter-véhicule va varier en fonction de la vitesse simulée. Il est donc également nécessaire de réaliser une ligne à retard variable afin de pouvoir faire varier le retard en fonction de la vitesse simulée et cela de manière cohérente.

### 2.7.3.2 Fréquence Doppler

Le simulateur reçoit une onde électromagnétique en provenance du radar. Avant d'être ré-émise par le RTS, l'onde va subir un décalage en fréquence dû à l'effet Doppler. C'est à partir de ce décalage que le radar pourra interpréter la vitesse de la cible. Le simulateur doit pouvoir simuler une vitesse comprise entre 0 et 250 km/h avec une résolution inférieure à 1 km/h.

Pour réaliser le décalage en fréquence, une nouvelle transposition en fréquence est requise. De nombreuses topologies sont alors possibles. J'ai pu définir les spécifications en fonction des tests radars envisagés et proposer une architecture. Les contraintes de coût et de performances souhaitées ne permettent pas pour l'instant une intégration directement dans le RTS.

La Figure 2-25 illustre une topologie possible pour la simulation de la vitesse. Couplé à un RTS, le module Doppler va permettre de réaliser une deuxième transposition en fréquence et ainsi permettre le décalage en fréquence du signal de quelques KHz.

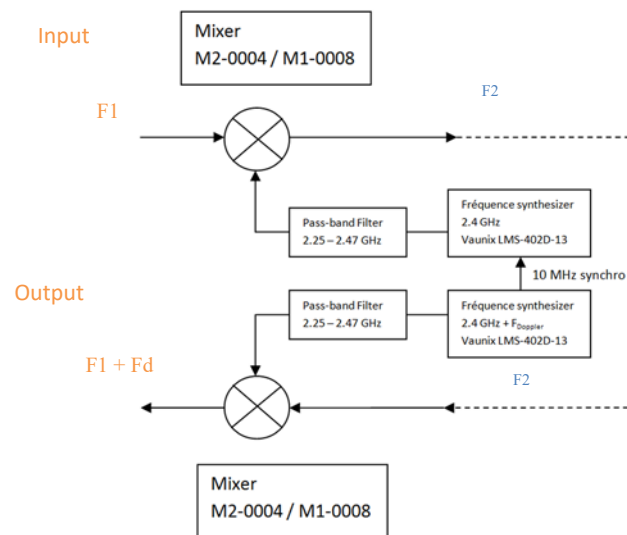


Figure 2-25 : Synoptique du module Doppler

Les caractéristiques principales des deux synthétiseurs de fréquence utilisés sont, outre la bande de fréquence, la haute résolution (100 Hz), le faible bruit de phase ainsi que la puissance de sortie permettant aux mélangeurs de travailler en saturation. De plus, les générateurs de fréquences doivent être synchronisés entre eux. La fonction Doppler prend place dans un boîtier externe au RTS et peut venir se brancher directement sur le simulateur de cible (PCB en fréquence intermédiaire). La Figure 2-26 représente le module Doppler développé par Autocruise. La fonction n'a pas encore été optimisée pour être intégrée dans le boîtier.



Figure 2-26 : Module Doppler

Une fois le module Doppler développé, j'ai pu passer à la phase de test et de validation. Couplé à un simulateur de cible, le fonctionnement a été validé en simulant la plage de vitesse spécifiée dans son intégralité. Le fonctionnement du module a également été testé en étuve. Différents cycles thermiques ont été appliqués (reprises des cycles en température du PCB antenne). Pour finir, une étude statistique de R&R (Répétabilité et Reproductibilité) a été effectuée afin de mesurer la répartition des paramètres simulés (vitesse et distance). Le test permet ici de qualifier le module en calculant les variations totales du process de mesures.

#### 2.7.4 Partie contrôle

Les simulateurs de cible sont alimentés en 12V et contrôlables via une connexion Ethernet. La partie contrôle, développée au sein de l'équipe test, permet la gestion des différentes alimentations (5V et 3,3V) ainsi que la commande (via un microcontrôleur) des composants MMIC du front-end. Ce dernier communique avec la carte de contrôle via l'utilisation d'un bus de communication

SPI (Serial Peripheral Interface). La partie contrôle devra également assurer la commande d'un atténuateur variable et d'un amplificateur variable permettant la génération et le contrôle de la surface équivalente radar. La première version de la carte électronique a été développée en interne, au sein de l'équipe test. La version finale a quant à elle été sous-traitée. La carte de contrôle est représentée Figure 2-27.



Figure 2-27 : Carte de contrôle

### 2.7.5 Intégration mécanique

De manière à optimiser l'intégration des simulateurs de cible dans le banc de test, le boîtier mécanique a entièrement été dessiné en interne. Intégré dans un banc de test, le simulateur doit présenter la plus petite surface devant le radar. La ligne à retard variable large sera intégrée dans le boîtier. Les dimensions du RTS sont représentées Figure 2-28 (Annexe 2).

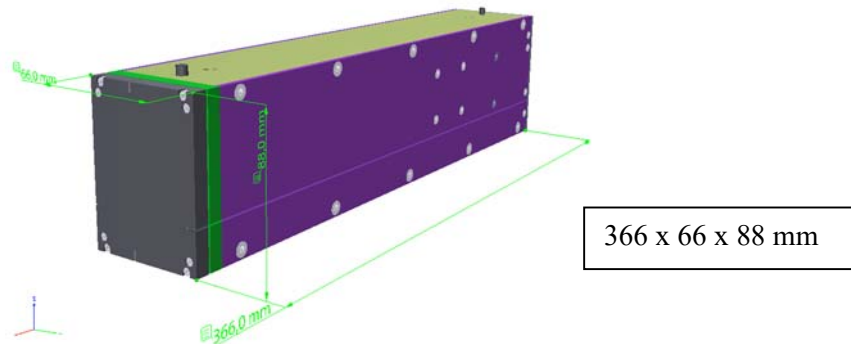


Figure 2-28 : Boîtier mécanique du simulateur de cible

## 2.8 Conclusion

Les simulateurs développés et intégrés dans les bancs de test permettent aujourd'hui de simuler une cible avec une distance fixe. Le protocole de test innovant développé par l'entreprise Autocruise nécessite l'intégration de plusieurs simulateurs de cible dans le banc de test. Chaque RTS présente au radar une cible avec un angle, une distance et un niveau de puissance propre, et cela de manière indépendante les uns des autres. Seul le simulateur central sera équipé du module Doppler permettant la simulation de la vitesse. Il a donc été décidé de ne pas intégrer, à l'heure actuelle, le module Doppler à l'intérieur du simulateur. Il sera connecté en externe.

Le principal verrou technologique est le développement d'une ligne à retard reconfigurable, large-bande, capable de simuler des distances comprises entre 1 m et 250 m avec une haute résolution de 20 cm sur une large bande de fréquence de 800 MHz. L'intégration d'une ligne à retard variable de faible taille et de coût réduit au sein de chaque RTS permettrait d'obtenir une grande flexibilité

dans la simulation de scénarios autoroutiers complexes. La ligne à retard doit pouvoir s'intégrer directement dans le boîtier existant. Il n'existe pas aujourd'hui de lignes à retard répondant à la totalité des spécifications souhaitées. Une seconde problématique consiste en la génération de la SER de la cible. Le gain des simulateurs actuels est fixe et ne permet donc pas de faire varier la taille de la cible à générer. La ligne à retard devra donc permettre le contrôle de la surface équivalente radar en fonction de la taille de la cible à simuler (piéton, cycliste, voiture et camion) et de la distance simulée.



## **Ligne à retard variable large bande**



## 3 Ligne à retard variable large bande

### 3.1 Introduction

Le chapitre précédent a montré la nécessité de l'étude et de la conception d'une ligne à retard variable large bande afin de permettre une amélioration et une évolution des simulateurs existants et des futurs RTS. Elle constitue l'un des principaux verrous dans le design d'un simulateur de cible. Une ligne à retard est un dispositif permettant de retarder temporellement un signal. On retrouve les lignes à retard dans de nombreux domaines tels que l'électronique analogique et numérique, les télécommunications, l'acoustique ou encore l'informatique. Les retards générés peuvent être fixes ou variables. Dans le domaine des télécommunications, le premier critère à définir sera la plage de retard qui sera introduit dans le dispositif par la ligne à retard, suivi de la fréquence centrale et de la largeur de la bande de fréquence, ainsi que la résolution temporelle pour une ligne à retard variable. La platitude du temps de propagation de groupe ainsi que l'ondulation dans la bande de fréquence seront également à prendre en compte. De plus, les pertes d'insertion induites par les composants seront un paramètre important dans l'étude et le choix des technologies. Les contraintes dimensionnelles fortes évoquées précédemment vont évidemment conditionner les choix technologiques ou topologiques pour les gammes de retards à simuler. En effet, dans les RTS « analogiques » actuels, les dimensions sont particulièrement problématiques pour les retards importants. Pour finir, la ligne à retard doit présenter un faible coût afin de pouvoir générer des RTS « bas coût ».

### 3.2 Spécifications de la ligne à retard

La ligne à retard reconfigurable large bande va permettre au simulateur de cible de simuler une cible à des distances comprises entre 10 m et 250 m sur une large bande de fréquence avec une résolution de 0,2 m. Elle assurera également le contrôle de la surface équivalente radar. La plage de variation de la SER devra permettre la simulation d'un piéton jusqu'à la simulation d'un camion sur toute la plage de distance. Le Tableau 19 montre en détail les spécifications visées pour le développement de la ligne à retard variable.

Tableau 19 : Spécifications de la ligne à retard variable large bande

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence	GHz	0,5		2
Largeur de bande	MHz		800	
Distance simulée	m	1		250
Résolution en distance	m		0,2	
Couverture SER	dB		90	
Résolution SER	dB	0,5		
Dimensions	cm x cm x cm	15 x 5 x 5		
Coût	€	< 2000		
Tension d'alimentation	VDC	12V		



Afin d'être directement intégrée dans un simulateur de cible, les dimensions de la ligne à retard ne devront pas excéder 15 cm x 5 cm x 5 cm. Le système devra être capable de travailler en fonction du type de modulation utilisé par le radar (différentes largeurs de bande de fréquence). Il devra fonctionner sur des fréquences comprises entre 500 MHz et 2 GHz avec une largeur de bande meilleure que 800 MHz. Le coût de la ligne à retard ne devra pas dépasser 2000€. Pour finir, la tension d'alimentation sera celle fournie par la carte de contrôle du RTS, soit 12V.

Il n'existe pas aujourd'hui de systèmes disponibles en interne à l'entreprise, ni par des fournisseurs extérieurs permettant de satisfaire tous ces différents critères.

### 3.3 Temps de propagation de groupe

Le temps de propagation de groupe (TPG) ou group delay (GD) est la dérivée négative de la réponse en phase en transmission  $\varphi$  en fonction de la pulsation  $\omega$  comme exprimé par l'équation 12. Une phase linéaire va donner un temps de propagation de groupe constant. Un TPG constant implique que les composantes spectrales du signal seront transmises avec le même décalage temporel permettant ainsi de respecter l'intégrité du signal dans la bande utile du dispositif.

$$\tau = -\frac{d\varphi}{d\omega} \quad (12)$$

La ligne à retard variable va permettre de faire varier le temps de propagation de groupe de manière à simuler différentes distances. Dans le domaine du filtrage, le TPG caractérise le retard apporté par le filtre sur les différents harmoniques du signal en entrée. Cette grandeur a un rôle important dans le développement des filtres dans le domaine des télécommunications. En effet, il est important d'obtenir des filtres dont le TPG va très peu varier dans la bande passante. Une variation non linéaire de la phase implique une distorsion de phase, et donc un TPG non constant qui va détériorer le signal [43].

### 3.4 Etat de l'art

Un état de l'art des différents types de lignes à retard réalisées à partir de différentes technologies est présenté. Cet état de l'art décrit des dispositifs pouvant générer des retards fixes et variables. Les principaux critères de sélection seront le retard généré, la largeur de la bande de fréquence ainsi que la fréquence centrale, la platitude du TPG, les pertes d'insertion. Les dimensions seront un paramètre important afin de définir la ou les technologies optimales. La capacité à pouvoir générer un retard variable sera également prise en compte. La ligne à retard prenant place dans un banc de test présent dans une usine et potentiellement intégrée dans un RTS commercialisable, le coût aura également un impact important sur la note finale.

#### 3.4.1 Câble coaxial

##### 3.4.1.1 Introduction

Parmi les nombreuses technologies permettant de générer des retards, l'utilisation de câbles coaxiaux est l'une des techniques les plus simples à mettre en œuvre et à bas coût car il suffit simplement de bobiner un câble d'une longueur donnée afin de générer un retard. De fait, des

lignes à retards réalisées à l'aide de câbles coaxiaux se retrouvent dans de nombreux simulateurs de cible.

### 3.4.1.2 Tests et caractérisation

Pour dimensionner une ligne à retard via un câble coaxial, la distance aller-retour de la distance à simuler est à prendre en compte ainsi que le coefficient de vélocité du câble (souvent compris entre 0,6 et 0,8). Pour simuler une distance de 40 m, il faudra donc utiliser un câble de 64 m (en prenant un coefficient de vélocité de 0,8 m).

Deux lignes à retard fixe utilisant un câble coaxial semi-rigide permettant de simuler une distance de 8 et 20 m ont été testées puis caractérisées sur la bande de fréquence 0,1 – 10 GHz. Elles sont extraites d'un simulateur de cible Anritsu SM5407. La Figure 3-1 montre la ligne à retard permettant de simuler une distance de 20 m.



Figure 3-1 : Ligne à retard coaxiale de 20 m (134 ns)

Le dispositif ne permet pas de simuler de longues distances, l'encombrement et le poids devenant vite une contrainte vis-à-vis du retard à simuler. Figure 3-2 illustre les paramètres S ainsi que le TPG d'une ligne à retard de 8 m (53,3 ns) et de 20 m (133,3 ns). On constate logiquement une forte augmentation des pertes d'insertion en fonction de la fréquence. Le temps de propagation de groupe obtenu est constant et présente une très faible ondulation sur l'ensemble de la bande de fréquence.

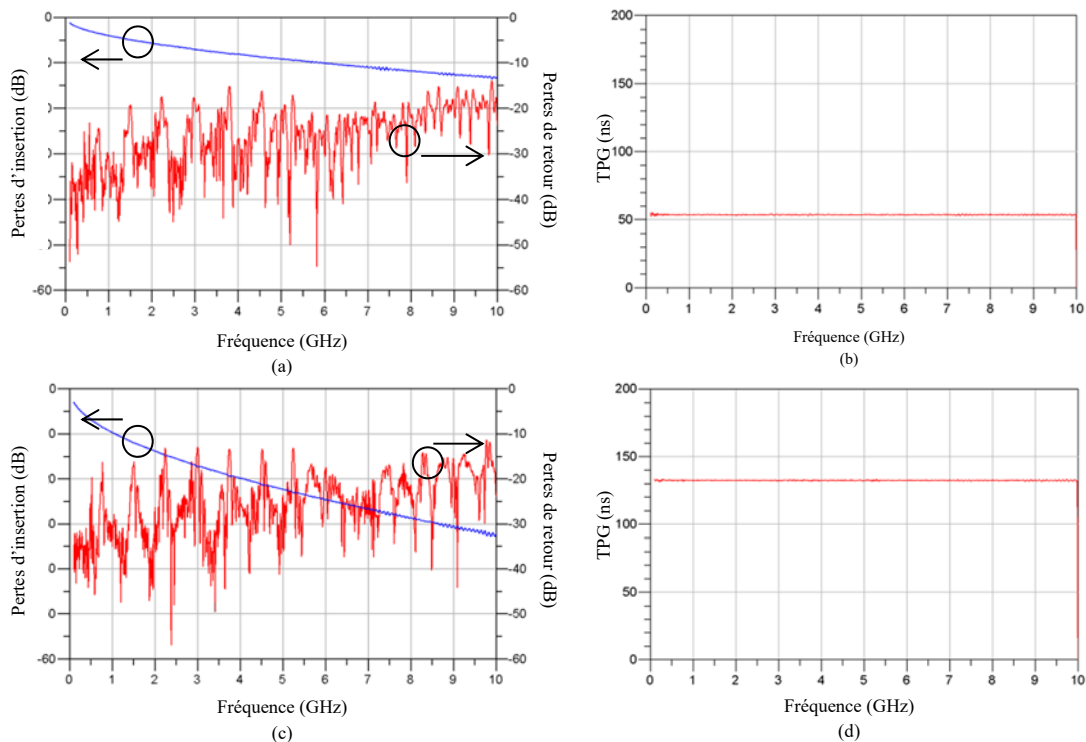


Figure 3-2 : Lignes à retard en technologie coaxiale : (a) Paramètres S - 8 m, (b) TPG - 8 m, (c) Paramètres S - 20 m, (d) TPG - 20 m

### 3.4.1.3 Exemple de ligne à retard variable en technologie coaxiale

Il est possible de réaliser des retards variables en utilisant cette technologie. L'entreprise Autocruise dispose d'une ligne à retard variable utilisant des câbles coaxiaux. Elle est composée de bobines de câbles pré-découpés et bobinées à des longueurs souhaitées. Le dispositif permet également le contrôle de la SER en contrôlant le niveau d'atténuation du système. Le dispositif complet est représenté Figure 3-3.



Figure 3-3 : Ligne à retard variable en technologie coaxiale

La ligne à retard permet la simulation de distances comprises entre 1 et 127 m avec une résolution de 1 m. Les pertes d'insertion de chaque bobine de câble coaxial sont compensées et égalisées. La fréquence de travail du dispositif est comprise entre 400 et 650 MHz. Cependant, les dimensions (rack 4U : 45 x 32 x 18 cm), le poids élevé, ainsi que la faible bande-passante et la gamme de distances générées ne conviennent pas pour l'application visée. De plus, le coût n'est pas compatible (> 10000€) et le système nécessite une tension d'alimentation de 220V. Les caractéristiques techniques de la ligne à retard variable sont décrites Tableau 20.

Tableau 20 : Caractéristiques techniques de la ligne à retard variable

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Bande-passante	MHz	400		650
Plage de distance	m	1		127
Résolution en distance	m		1	
Dynamique atténuateur	dB	90		
Pertes d'insertion	dB			15
Pertes en retour	dB			-10
Dimensions	cm x cm x cm	45 x 32 x 18		
Poids	Kg	> 10		
Coût	€	> 10000		
Alimentation	V	220		

### 3.4.1.4 Conclusion

L'utilisation de câbles coaxiaux est une technique fiable et reconnue pour la génération de retards fixes dans un simulateur de cible, et largement utilisée dans les systèmes existants. Cependant,

bien que proposant un faible coût et une faible complexité de mise en œuvre, l'augmentation importante et proportionnelle des pertes d'insertion en fonction de la fréquence limite la bande passante utile. De plus, les dimensions d'un tel dispositif s'avèrent extrêmement importantes (22 cm x 10 cm x 2 cm pour une ligne de 20 m) pour simuler de grands retards. Ce qui rend difficile voire impossible toute intégration. A titre d'exemple, pour simuler une distance de 200 m, il faudrait utiliser un câble d'une longueur de 320 m. Cette solution n'est donc pas envisageable pour de longues distances, mais n'est pas non plus pertinente pour de courtes distances. Comme le montre la Figure 3-3, il est possible de simuler des retards variables en commutant différentes longueurs de câbles. Cependant, on retrouvera les mêmes inconvénients que ceux cités précédemment en plus des contraintes de coût. La technologie coaxiale ne sera donc pas retenue pour la suite de l'étude.

### **3.4.2 Filtres à ondes acoustiques**

#### **3.4.2.1 Notions de filtrage**

Dans le domaine de l'électronique, les filtres sont des éléments primordiaux. Il n'existe pas aujourd'hui de systèmes électroniques qui ne fassent pas appel à au moins un filtre. On les retrouve principalement dans les systèmes de communication (radio, téléphonie, transmission de données, télévision, ...), mais aussi dans des systèmes plus basses fréquences tels que dans les alimentations électriques et pour le conditionnement du signal dans les systèmes d'acquisition et de traitement des signaux. Les filtres analogiques sont utilisés pour agir sur la représentation fréquentielle de signaux afin d'en modifier le spectre et/ou la phase à partir des basses fréquences jusqu'aux dizaines ou centaines de GHz, voire aux THz. Bien que les filtres numériques aient un champ d'action plus vaste, leurs coûts augmentent fortement à l'approche du GHz.

#### **3.4.2.2 Caractéristiques principales d'un filtre**

Un dispositif qui n'apportera aucune distorsion à un signal qui le traverse, autre que celle prévue par sa fonction sera décrit comme étant un filtre idéal. Son atténuation sera théoriquement nulle dans sa bande passante et infinie dans la bande-coupée. Le filtre idéal permettrait de transmettre sans distorsion une partie du spectre (bande passante) et de bloquer les autres parties non souhaitées (bande coupée). La largeur théorique entre les deux transitions doit être nulle.

Un filtre réel, de par sa conception, ne pourra pas répondre à ces différents critères. Il présentera une discontinuité non-nulle entre la bande coupée et la bande passante. Le premier critère à définir lors du design du filtre sera la fréquence centrale de la bande passante. La plage de fréquence de fonctionnement du filtre va conditionner le choix technologique pour la réalisation de ce dernier. Le filtre présentera des pertes d'insertion dues à la technologie ainsi qu'aux composants utilisés pour le design. L'un des principaux critères sera d'avoir des pertes d'insertion les plus faibles possibles. Dans le domaine RF ou des hyperfréquences, il est de coutume de spécifier les pertes d'insertion dans une bande passante définie par la limite à -3 dB, ce qui correspond à une perte de 50% du signal. Le filtre présentera une ondulation dans la bande passante plus ou moins importante qui dépendra du type de filtre utilisé (Butterworth, Chebychev, ...), de l'ordre et de la réjection souhaitée. La Figure 3-4 illustre les caractéristiques principales d'un filtre passe-bande [44].

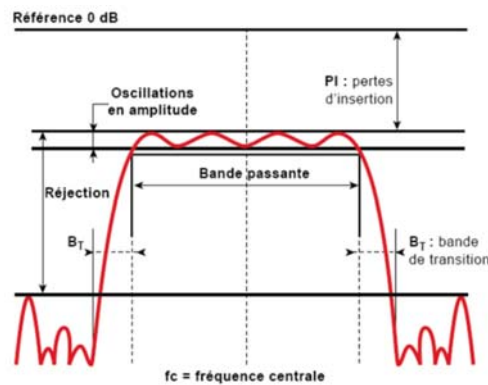


Figure 3-4 : Caractéristiques principales d'un filtre passe bande

### 3.4.2.3 Filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)

Les dispositifs à ondes acoustiques de surface (SAW : Surface Acoustic Wave) sont des éléments passifs majoritairement utilisés pour assurer des fonctions de filtrage, mais leurs propriétés intrinsèques les rendent potentiellement intéressants comme lignes à retard. Ils utilisent les propriétés acoustiques d'un matériau piézoélectrique monocristallin (tantalate de lithium, quartz ou autres) déposé en fine couche sur un substrat pour transporter les ondes acoustiques en surface du matériau. La technologie SAW permet de convertir l'énergie électrique d'une onde en énergie mécanique à l'aide de transducteurs à peignes inter-digités, en entrée et inversement en sortie. En effet, si on applique un champ électrique sur les transducteurs, il apparaît alors une onde acoustique de surface comme le présente la Figure 3-5 [45].

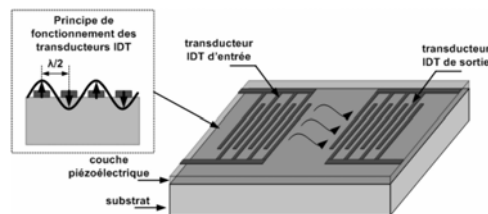


Figure 3-5 : Mode de fonctionnement d'un filtre à ondes acoustiques de surface

La propagation des ondes acoustiques se fait avec une vitesse plus faible que pour les ondes électromagnétiques ce qui explique l'intérêt du passage dans le domaine acoustique. La vitesse de propagation des ondes acoustiques est comprise selon les matériaux utilisés entre 3 000 et 10 000 m/s contre 300 000 km/s pour les ondes électromagnétiques. Cela explique la capacité des filtres acoustiques à pouvoir générer des délais importants dans de faibles volumes [46].

On retrouve aujourd'hui des filtres SAW dans de nombreux appareils électroniques tels que les smartphones ou les télévisions notamment. Les filtres SAW que l'on retrouve dans le domaine de la téléphonie dispose d'une bande-passante inférieure à 100 MHz ainsi que de pertes d'insertion inférieures à 5 dB et d'un faible temps de propagation de groupe (quelques nanosecondes). Les filtres SAW standards présentent le gabarit d'un filtre passe-bande. Les filtres vont opérer en tant que filtres radiofréquences (RF) ou en fréquences intermédiaires (FI). Aujourd'hui, ce type de filtre couvre une large plage de fréquence, allant de quelques centaines de MHz à des fréquences supérieures à 4 GHz. De part ces faibles dimensions (5 x 7 mm), les filtre SAW offrent un ratio retard/dimension élevé. La fréquence de travail des composants SAW est limitée par les procédés

de photolithographie utilisés lors de la fabrication des transducteurs inter-digités qui nécessite une haute résolution. Cette limitation en fréquence peut être un inconvénient suivant les applications visées et les bandes de fréquence souhaitées. Ces filtres présentent également une faible ondulation du signal en transmission ainsi qu'une forte réjection hors bande-passante. La largeur de la bande de fréquence peut atteindre au maximum 800 MHz, le couplage électromécanique des résonateurs limitant la bande-passante. De plus cette technologie présente également une limitation en puissance de l'ordre de 3 W [47].

Dans le cadre des lignes à retard, les filtres SAW devraient permettre de simuler des retards pouvant aller de quelques nanosecondes à quelques microsecondes, avec un très faible encombrement ( $< 5 \times 10 \text{ mm}^2$ ).

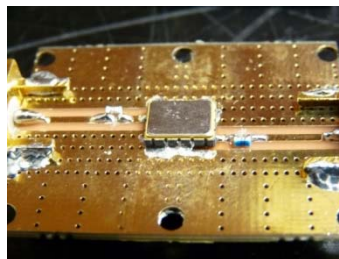
#### 3.4.2.3.1 Filtres SAW – Sawmics

S'il est aisé de trouver des filtres SAW dont les caractéristiques sont conformes aux standards de la téléphonie, il est plus difficile de trouver des composants alliant large bande de fréquence et TPG important. Cependant, quelques entreprises proposent ces spécifications « exotiques ».

Sawmics est une entreprise coréenne qui propose une large gamme de composants à ondes acoustiques de surface tels que des filtres, duplexeurs, multiplexeurs, résonateurs [48]. L'entreprise propose des filtres utilisables comme lignes à retard avec des fréquences centrales comprises entre 1 et 1,5 GHz, avec une bande-passante pouvant aller jusqu'à 550 MHz. Le Tableau 21 décrit les spécifications d'un design de ligne à retard en technologie SAW proposée par l'entreprise Sawmics et disponible « sur étagère ». La Figure 3-6 représente un filtre SAW monté sur un PCB d'évaluation.

**Tableau 21 : Spécifications d'un filtre SAW - Sawmics - Référence : SDL-150001-S61**

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz	-	1500	-
Pertes d'insertion	dB	-	28	35-
Ondulation des pertes d'insertion	dB	-	3	-
Bande-passante	MHz	500	550	-
TPG	ns	494	497.7	505
Ondulation du TPG	ns	-	$\pm 4$	-
Plage de température	°C	-35	-	85
Package	mm x mm	5 x 7		



**Figure 3-6 : Filtre SAW SDL-150001-S61**

- Tests et Caractérisation

Afin de valider les caractéristiques de ce filtre SAW en tant que ligne à retard, un prototype (Référence : SDL-150001-S61) monté sur un PCB d'évaluation (monté par Sawmics) a été testé et caractérisé. La Figure 3-7 illustre les mesures des pertes d'insertion et du TPG du filtre.

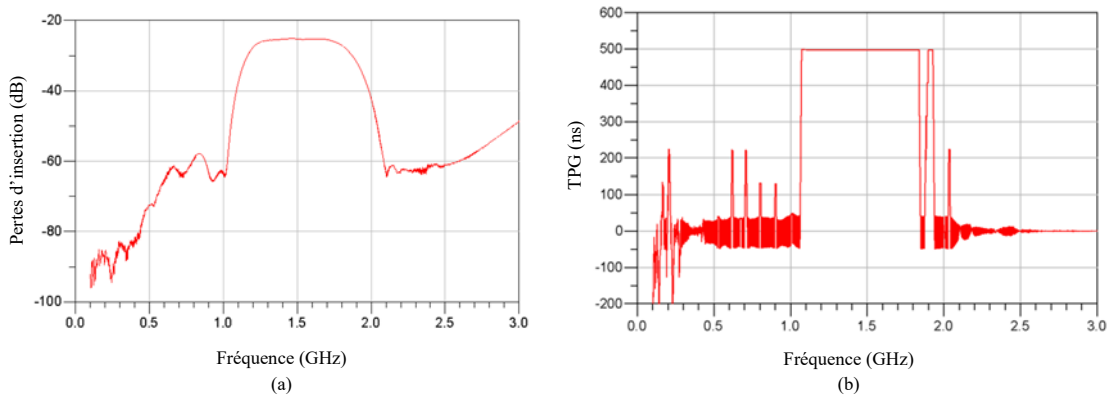


Figure 3-7 : Filtre SAW - 500 ns, (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

Malgré des pertes d'insertion élevées, le filtre SAW présente comme principal avantage de pouvoir générer un fort retard (500 ns, soit une distance simulée de 75 m) pour de faibles dimensions, ce qui en fait un candidat de choix pour la simulation de longues distances. De plus, le filtre présente un gabarit de type passe-bande permettant d'atténuer les fréquences non désirées présentes hors bande telles que les harmoniques issues des mélangeurs de down et up-conversion du module Doppler.

La ligne à retard SAW montée sur le circuit d'évaluation a été intégrée dans un simulateur de cible existant afin de vérifier la pertinence de la cible ainsi générée. Les pertes d'insertion du filtre y sont compensées. Le filtre SAW permet ici de générer un retard de 500 ns (75 m). A ce retard va s'ajouter un TPG intrinsèque au RTS (lignes de transmission, mélangeurs, amplificateurs, câbles) ainsi que le délai correspondant à la distance aller-retour radar-RTS.

La Figure 3-8 représente un synoptique simplifié d'un RTS équipé d'un filtre SAW.

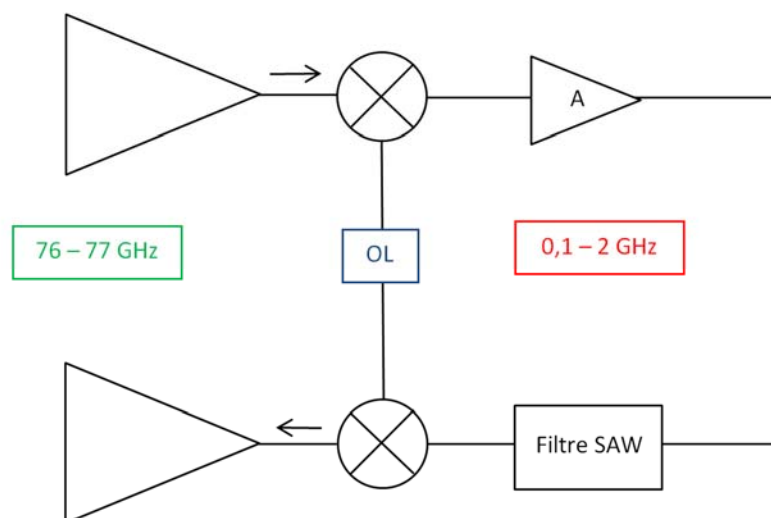


Figure 3-8 : Synoptique du RTS et de la ligne à retard SAW

La Figure 3-9 illustre les conditions de mesures. On distingue le radar (à droite) ainsi que le simulateur de cible (à gauche). Les mesures vont permettre de statuer sur la pertinence ou non d'utiliser des lignes à retard en technologie SAW.

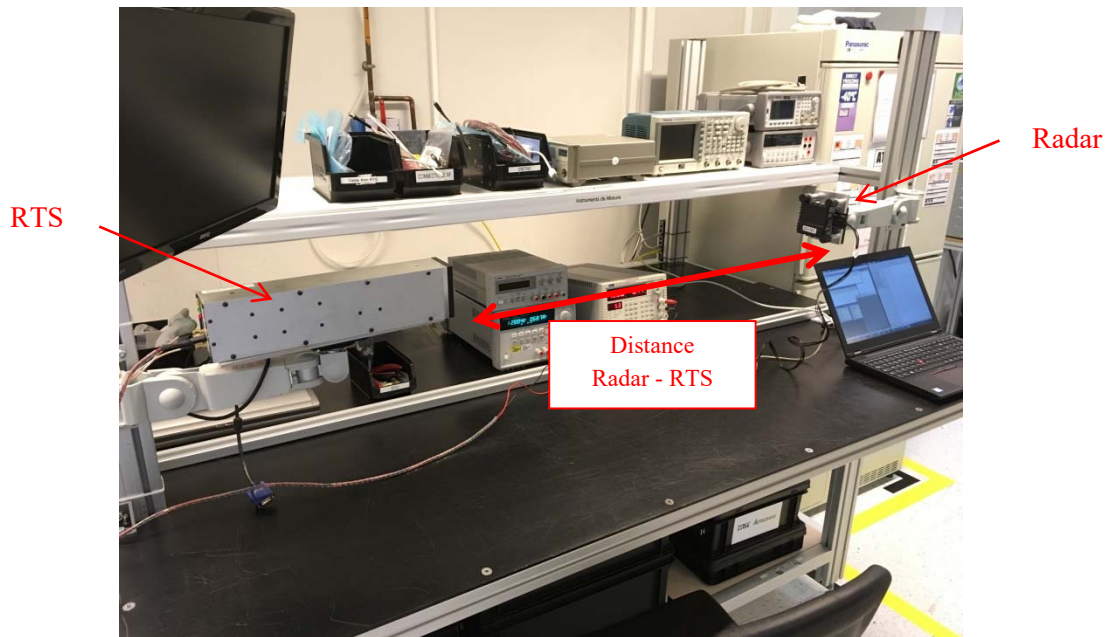


Figure 3-9 : Conditions de mesures

Les logiciels utilisés permettent d'interpréter les trames CAN en provenance du radar et de proposer une interface visuelle pour l'utilisateur. La Figure 3-10 (a) nous montre la cible ainsi simulée sous forme d'une « birdview » (vue d'oiseau). Cette interface permet de visualiser ce que le radar a dans son champ de vision et d'en déduire la distance de la cible simulée et ainsi mieux comprendre la mesure. On y distingue la cible (point bleu) à une distance de 79 m. Cette interface nous donne également une information concernant l'azimut de la cible ici à  $0^\circ$ . La Figure 3-10 (b) offre une autre visualisation de la cible générée. Moins visuelle, la mesure nous donne avec précision la distance de la cible ainsi que la vitesse relative. Les mesures n'ayant pas été réalisées dans une chambre anéchoïque, des cibles parasites peuvent apparaître. Le radar détecte ici une cible parasite à une distance de 3,36 m (point rouge sur la Figure 3-10 (a)), ce qui peut correspondre à une réflexion sur un mur par exemple. La Figure 3-10 (c) propose un autre type de visualisation, plus graphique. On distingue ici différents paramètres comme la vitesse (vert), le niveau de puissance de la cible générée (bleu), l'azimut (marron) ainsi que la distance simulée (rouge) en fonction du temps.



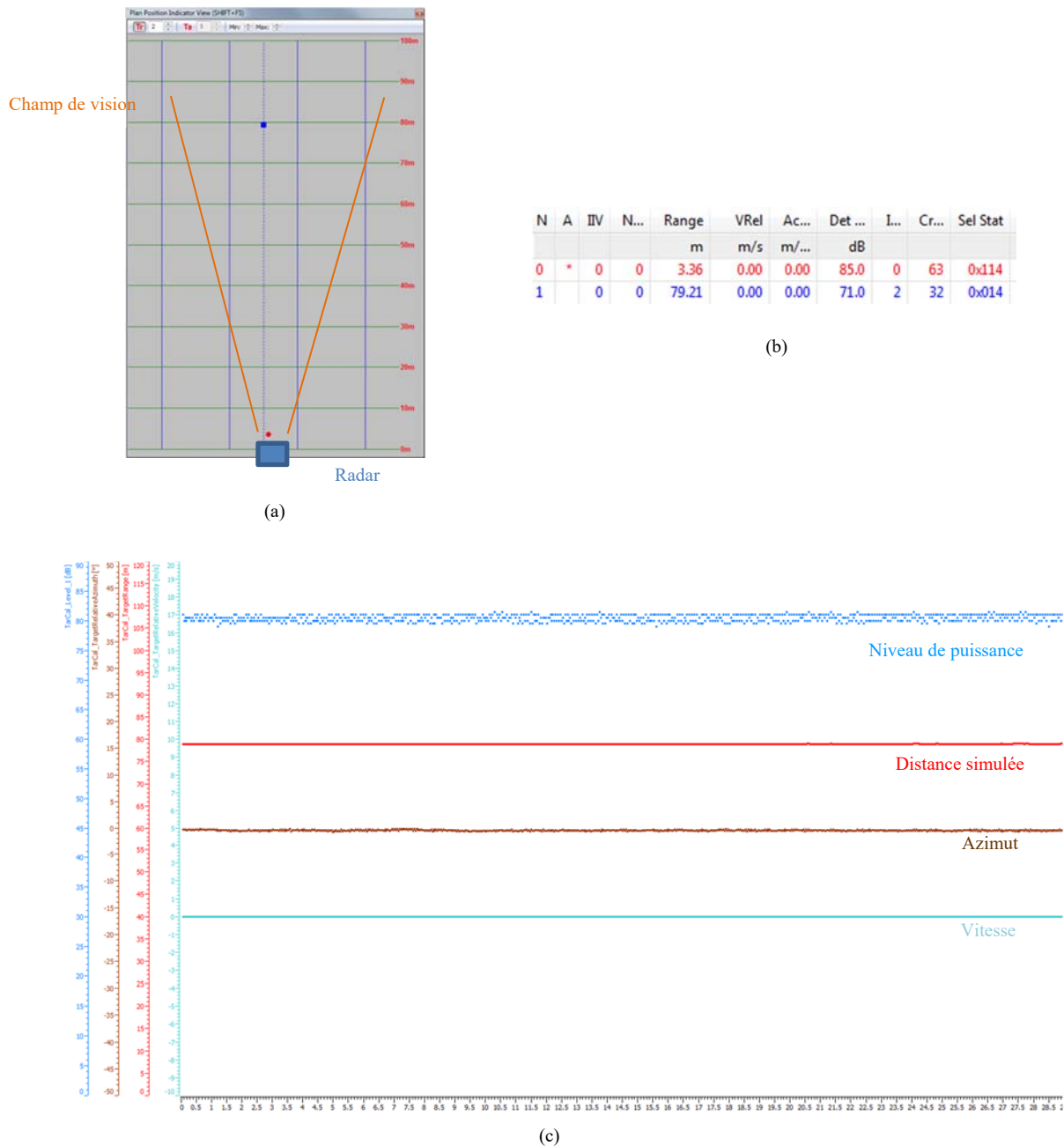


Figure 3-10 : Simulation d'une cible - Ligne à retard SAW, (a) « birdview », (b) Interface 1, (c) Interface 2

Ces mesures ont permis de mettre en avant les bonnes performances de la technologie SAW pour la génération de retards.

#### 3.4.2.3.2 Filtres SAW – Microsaw Oy

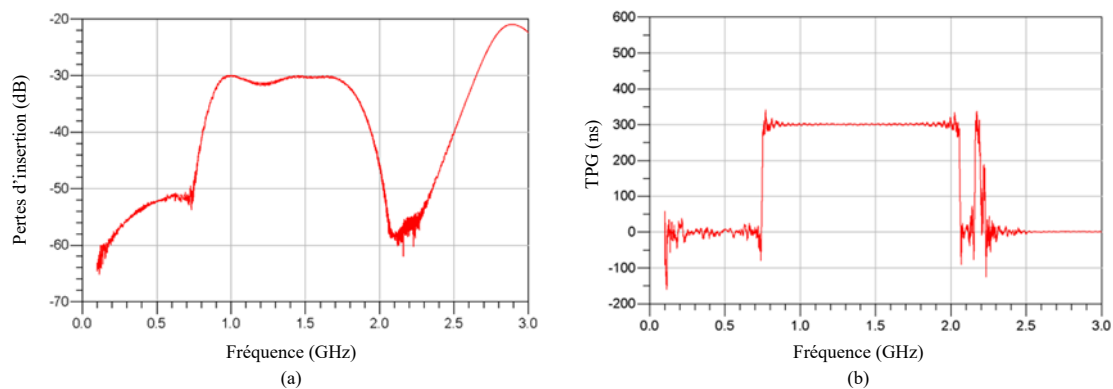
La société finlandaise Microsaw Oy [49] propose également des filtres SAW avec des bandes de fréquence qui, contrairement à Sawmics, peuvent aller jusqu'à 800 MHz. Des composants disponibles « sur étagère » ont dans un premier temps été testés et caractérisés. Le Tableau 22 détaille les spécifications du premier échantillon testé.

Tableau 22 : Spécifications d'un filtre SAW - Microsaw Oy - Référence : M383-1350M1

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz	-	1350	-
Pertes d'insertion	dB	-	30	-
Bande-passante	MHz	750	820	-
TPG	ns	295	300	305
Ondulation du TPG	ns	-	±1.5	-
Plage de température	°C	-40	22	85
Packaging	mm x mm	5 x 7		

- Tests et Caractérisation

Afin de valider les caractéristiques de la ligne à retard en technologie SAW, un prototype de ligne à retard en technologie SAW (Référence : M383-1350M1) monté sur un PCB d'évaluation a été testé et caractérisé. Le premier échantillon testé concerne une ligne à retard de 300 ns (distance simulée de 45 m). Le paramètre  $S_{21}$  ainsi que le TPG sont représentés Figure 3-11.

Figure 3-11 : Filtre SAW - 300 ns, (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

Les mesures réalisées ont permis de mettre en évidence une bande-passante supérieure à 800 MHz pour une fréquence centrale de 1,35 GHz (bande-passante relative de 59%). Là encore, on obtient des pertes d'insertion élevées, de l'ordre de 30 dB. Cependant, les avantages mentionnés en termes de retard généré, de platitude du paramètre  $S_{21}$  et du TPG ainsi que la largeur de la bande de fréquence en font un candidat de choix pour la simulation de longues distances. De plus, il est possible de réaliser, avec le même design de filtre, des retards compris entre 100 et 800 ns tout en gardant la bande-passante ainsi que la fréquence centrale à 1,35 GHz.

#### 3.4.2.4 Filtres à ondes acoustiques de volume (BAW)

Un résonateur à ondes acoustiques de volume (BAW : Bulk Acoustic Wave) est constitué d'électrodes prenant en sandwich une couche piézoélectrique. La Figure 3-12 illustre le fonctionnement d'un résonateur BAW. L'onde acoustique est ici confinée dans le matériau piézoélectrique, contrairement à la technologie SAW où l'onde se déplace à la surface du matériau.

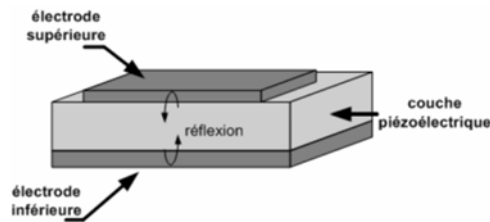


Figure 3-12 : Mode de fonctionnement d'un résonateur à ondes acoustiques de volume

Technologie plus récente que celle à ondes acoustiques de surface, les filtres BAW permettent de réaliser des retards du même ordre que les filtres SAW, de quelques nanosecondes à plusieurs centaines de microsecondes. Cette technologie permet de pallier au problème de limitation en fréquence du filtre SAW et d'atteindre des fréquences de l'ordre de 20 GHz avec une large bande de fréquence pouvant atteindre 1 GHz. La fréquence de fonctionnement de ces filtres est liée à l'épaisseur des résonateurs et non plus à la largeur des électrodes des transducteurs. Les filtres BAW offrent également l'avantage d'avoir un faible encombrement (5 x 7 mm). De plus, cette technologie permet une meilleure tenue en puissance grâce à la propagation des ondes acoustiques dans le volume [50]. Cependant, les pertes d'insertion seront très élevées (> 50 dB). Le coût s'avère également beaucoup plus élevé que les filtres SAW pour une utilisation sur de larges bandes de fréquence (de l'ordre de 10 000€, incluant le design et le prototype).

La Figure 3-13 [51] montre la répartition de filtres SAW, TC SAW (Thermally Compensated) et BAW en fonction des applications visées, de la complexité de la technologie et de la fréquence.

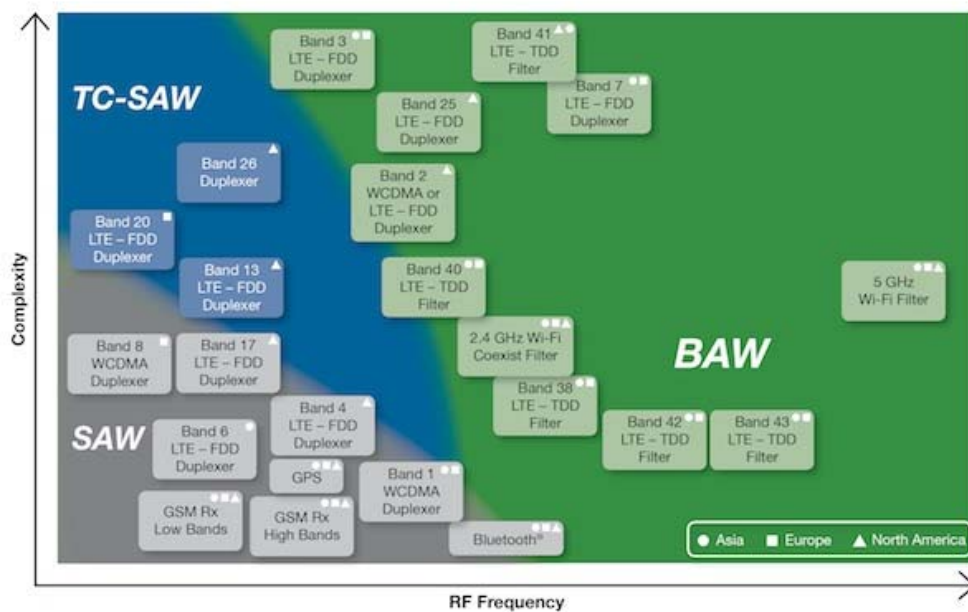


Figure 3-13 : Filtres SAW/BAW – Complexité vs fréquence

- Tests et Caractérisation

Afin de valider la technologie à ondes acoustiques de volume (BAW), une ligne à retard a été testée et caractérisée. Le filtre provient d'un simulateur de cible Anritsu SM5407. Le composant permet de simuler une distance de 60 m (distance réelle de 120 m) avec une bande-passante de 1 GHz, ainsi qu'une fréquence centrale de 7,3 GHz. Le filtre, bien que packagé et

« connectorisé », présente également de faibles dimensions en comparaison du retard généré. Le Tableau 23 décrit les caractéristiques techniques du filtre BAW et la ligne à retard en technologie BAW de 60 ns est représentée à la Figure 3-14.

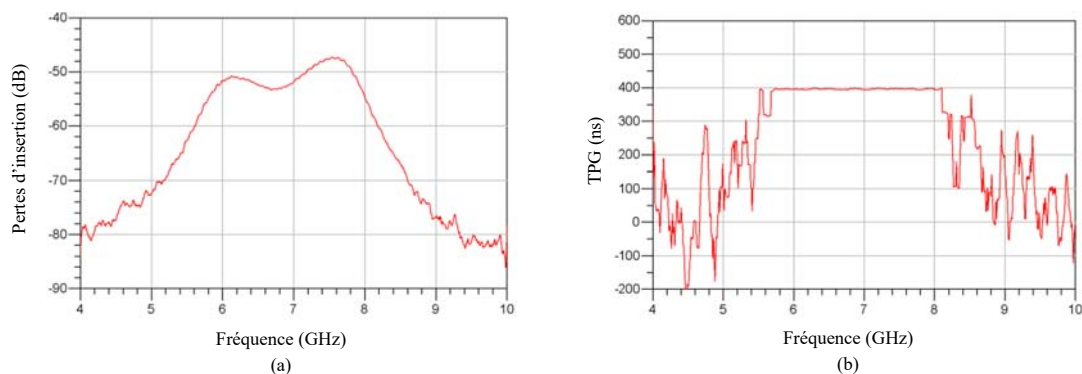
**Tableau 23 : Caractéristiques techniques d'une ligne à retard en technologie BAW**

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz		7,3 GHz	
Bande-passante	GHz		1	
Pertes d'insertion	dB		50	
Ondulation $S_{21}$	dB		6	
TPG	ns		400	
Ondulation du TPG	ns		5	
Dimensions	mm x mm x mm	45 x 13 x 16		



**Figure 3-14 : Filtre BAW emballé - 400 ns**

Les Figure 3-15 (a) et (b) représentent respectivement les pertes d'insertion du filtre ainsi que le TPG. Outre des pertes d'insertion très élevées ( $> 50$  dB), on constate une forte ondulation du paramètre en transmission (environ 8 dB) dans la bande de fréquence 6,8 – 7,8 GHz. Le TPG est quant à lui constant sur une largeur de bande supérieure à 2 GHz. Cependant, on retrouve une ondulation assez importante d'environ 5 ns représentant une incertitude d'environ 0,9 m.



**Figure 3-15 : Filtre BAW - 400 ns, (a) paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG**

### 3.4.2.5 Bilan

Les filtres à ondes acoustiques offrent un avantage certain quant à la réalisation de retards importants sur de larges bandes de fréquence. Ils offrent un ratio retard/dimension très intéressant. L'inconvénient majeur reste les pertes d'insertion très élevées de l'ordre de 30 dB pour les filtres SAW et de 50 dB pour les filtres BAW, qui nécessiteront l'intégration, d'au minimum, un étage

d'amplification ce qui dégradera le facteur de bruit. De plus, ces technologies permettent uniquement de générer des retards fixes. Si les filtres SAW ont un coût relativement faible ( $< 10\text{€}/\text{pièce}$ ), les filtres BAW présentent un coût prohibitif ( $\approx 10\,000\text{€}/\text{pièce}$ ) pour un design spécifique permettant de se rapprocher des spécifications désirées.

Au final, la technologie à ondes acoustiques de surface montre donc un fort potentiel et semble être une sérieuse candidate pour la suite de l'étude.

### 3.4.3 Technologies planaires

#### 3.4.3.1 Introduction

Les technologies planaires offrent un large choix pour la réalisation de lignes à retard, notamment en utilisant des topologies mises en œuvre pour la réalisation de déphaseurs par exemple. L'utilisation de substrats proposant de hautes valeurs de permittivité permet de réduire les dimensions des designs. Les différentes topologies offrent une large gamme de possibilités ainsi qu'une grande flexibilité quant à la réalisation de retards variables.

#### 3.4.3.2 Déphaseurs

Pour faire varier la phase d'une onde, il existe plusieurs procédés comme les déphaseurs par exemple. Ces systèmes utilisent des circuits simples sur des guides ou des lignes de transmission ou d'autres procédés utilisant des jonctions tels que des coupleurs. Le temps de propagation de groupe étant fonction de la pente de la phase du signal ainsi que de la fréquence, les déphaseurs s'avèrent être de possibles candidats avec une personnalisation des designs à notre application pour un coût potentiel faible. Les déphaseurs peuvent être organisés en deux catégories : la première consiste à modifier de manière relative la valeur de la phase par rapport à un circuit ou à une ligne de référence sans modification de la pente de la phase. Dans ce cas le signal n'est pas physiquement retardé entre la sortie du déphaseur et le circuit de référence. Dans le deuxième type de déphaseur, le but est de faire varier la pente de la phase afin de faire varier le retard. On parle alors de True Time Delay (TTD) Phase Shifter. Ce type de retard est à privilégier dans le cadre des antennes large-bande à balayage de phase pour conserver un dépointage constant [52]. L'utilisation de déphaseurs analogiques devrait permettre de réaliser de faibles retards variables, et ce de manière continue. Trois topologies de déphaseurs sont présentées. L'intérêt de ces déphaseurs est de pouvoir faire varier le retard en intégrant des diodes varicap au montage. Cela permettra une relative flexibilité pour la simulation de retards variables. La première topologie concerne des déphaseurs de type réflectif (RTPS : Reflection Type Phase Shifter). La seconde concerne une topologie utilisant des lignes quart-d'onde, proposée par Hayashi *et al.* La dernière topologie concerne un déphaseur analogique large bande développé au laboratoire Lab-STICC [53], reprenant le principe développé par Hayashi mais avec des lignes couplées.

##### 3.4.3.2.1 RTPS

Les déphaseurs de type réflectif utilisent majoritairement des coupleurs hybrides à  $90^\circ$  pour lesquels les ports 3 (port isolé) et 4 (port couplé) sont chargés par des impédances égales ; alors que, les ports 1 (entrée) et 2 (voie directe) sont adaptés. Il est possible de contrôler la phase du signal en sortie en faisant varier des réactances égales au niveau des ports 3 et 4 [54]. On peut obtenir alors différentes pentes de phase, donc de retards ou de distances en fonction de la valeur

de polarisation des diodes varicap. La Figure 3-16 illustre le principe de fonctionnement d'un RTPS ainsi qu'une topologie proposée par Chaudhary *et al.* [55]. Il propose un déphaseur de type réflectif TTD opérant pour des fréquences comprises entre 2,11 et 2,17 GHz.

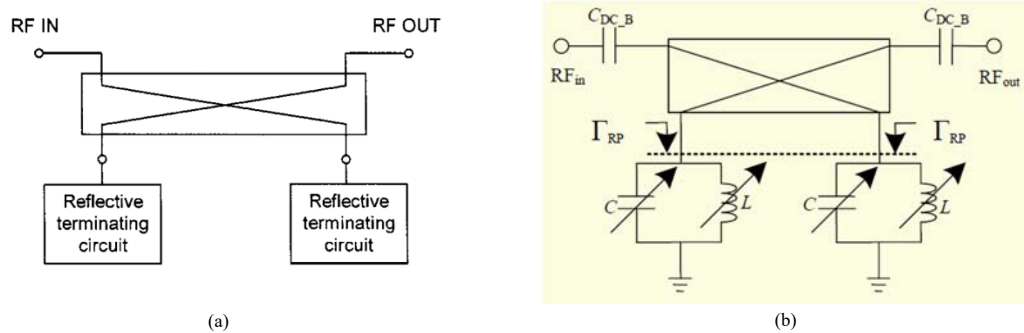


Figure 3-16 : Déphaseurs de type réflectif (RTPS) ; (a) Synoptique, (b) Système proposé par Chaudhary

Les Figure 3-17 (a) et (b) illustrent l'évolution des pertes d'insertion et du TPG sur l'ensemble de la bande de fréquence. Cette topologie permet de simuler différents retards avec une bonne platitude du TPG en faisant varier la tension aux bornes de la diode varicap. L'intérêt ici est de pouvoir faire varier facilement le TPG. La plage de variation est de l'ordre de 3 ns. Cependant, la plage de fréquence est quant à elle très faible (60 MHz).

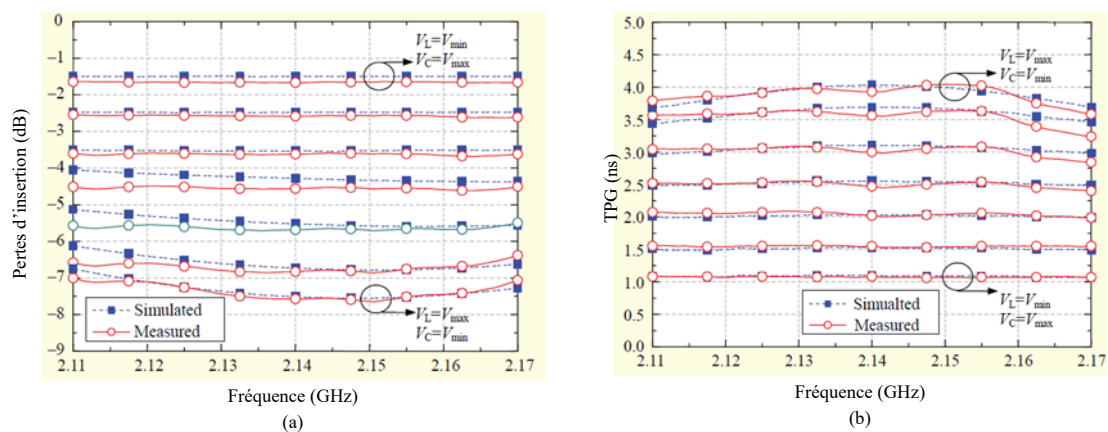


Figure 3-17 : Déphaseur RTPS ; (a) Evolution des pertes d'insertion, (b) Variation du TPG

Il est possible de travailler avec cette topologie sur des largeurs de bande de fréquence plus importantes pouvant aller jusqu'au GHz, voire quelques GHz. Cependant, la valeur du TPG en est fortement impactée et dans ce cas, les variations ne dépassent pas les quelques centaines de picosecondes au maximum. Il y a donc un compromis à faire entre variation du TPG, fréquence d'opération et largeur de la bande de fréquence. Les résultats ne permettent pas de retenir cette topologie. On retrouve dans la littérature d'autres topologies de déphaseurs RTPS, notamment celles présentées par P.Ferrari *et al.* [56].

#### 3.4.3.2.2 Déphaseur de type passe-tout – Hayashi [57]

La seconde topologie, proposée par Hayshi *et al.*, est réalisée à l'aide de deux lignes de transmission quart d'onde, contrairement à la topologie précédente qui nécessitait l'utilisation de quatre tronçons de ligne quart d'onde. Elle reprend également l'emploi de diodes varicap afin d'introduire une variation de la réactance. La topologie du déphaseur est représentée Figure 3-18.

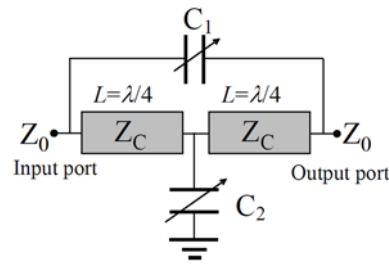


Figure 3-18 : Déphaseur de type passe-tout proposé par Hayashi

Cette topologie de déphaseur a été adaptée pour notre application avec le logiciel ADS de Keysight. Afin de définir le niveau de flexibilité du déphaseur, les simulations ont été réalisées en utilisant une capacité  $C_1$  variant de  $C_{\min} = 0,5 \text{ pF}$  à  $C_{\max} = 5 \text{ pF}$  pour simuler les diodes varicap. A la fréquence  $f_0$  les lignes sont quart d'ondes, l'adaptation est optimale pour  $C_2 = 4.C_1$ . Les résultats de la Figure 3-19 représentent les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de la topologie, ainsi que le TPG pour les deux valeurs de capacité des diodes varicap.

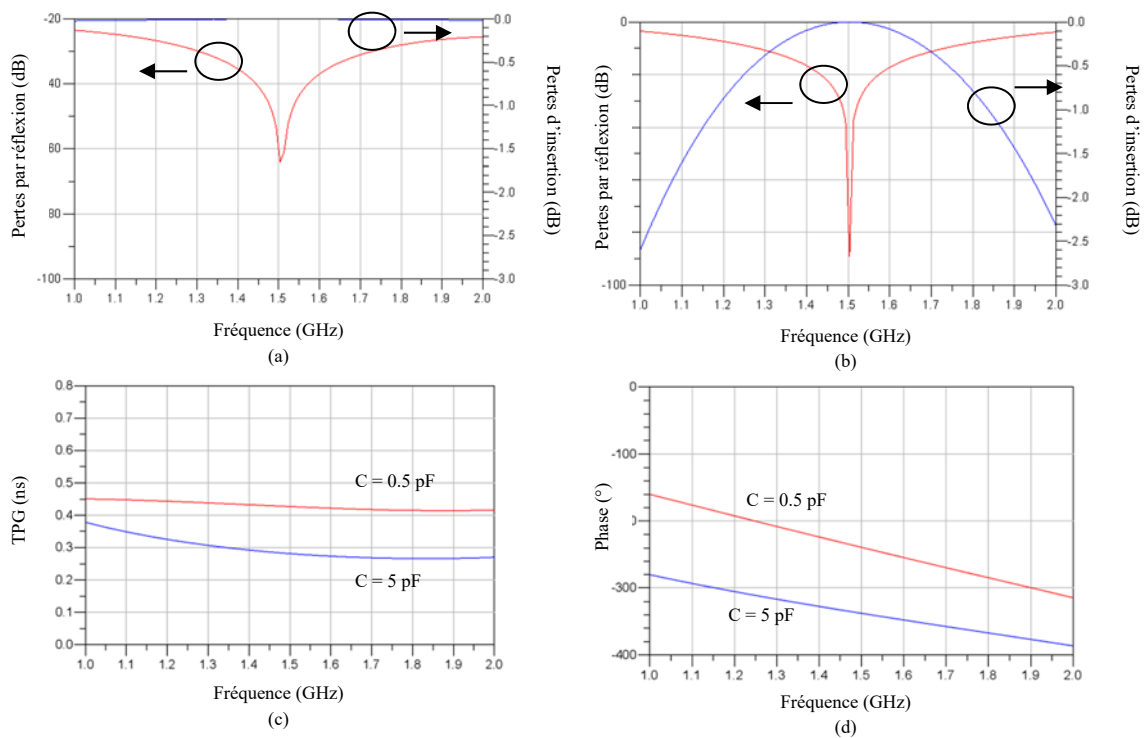


Figure 3-19 : Déphaseur de type Hayashi ; (a) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 0,5 \text{ pF}$  et  $C_2 = 4.C_1$ ), (b) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 5 \text{ pF}$  et  $C_2 = 4.C_1$ ), (c) Simulation du TPG, (d) Simulation de la phase

Le déphaseur est dimensionné pour une fréquence de travail à 1,5 GHz. La topologie offre une légère flexibilité concernant la variation du temps de propagation de groupe en fonction de la valeur de la capacité mais ne dépassant pas les 450 ps. La plage de variation est donc bien trop faible en vue de l'application visée. Bien que l'on ait une bonne adaptation à 1,5 GHz, celle-ci n'est pas suffisamment large bande. De plus, les pertes d'insertion ne sont pas constantes en fonction de la fréquence et de la capacité choisie. Nous ne retiendrons donc pas, a priori, cette topologie de déphaseur.

### 3.4.3.2.3 Déphaseur de type passe-tout – Lab-STICC

La dernière topologie présentée a été développée par Marc Le Roy, André Pérennec et Khaled Khoder du laboratoire Lab-STICC [53]. Celle-ci est inspirée de la topologie précédente et

présente l'originalité d'introduire un couplage entre les deux lignes de transmission quart d'onde, ce qui permet d'obtenir un degré de liberté supplémentaire et de travailler avec des lignes proches de  $\lambda/8$  à  $f_0$ , où la plage de variation de phase est maximale et d'améliorer également la compacité du dispositif. La topologie est illustrée Figure 3-20.

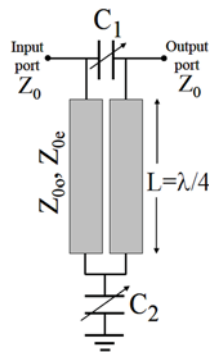


Figure 3-20 : Déphaseur de type passe-tout développé par le Lab-STICC

Comme pour la topologie précédente, le déphaseur a été conçu, optimisé et simulé avec le logiciel ADS de Keysight. Là encore, les simulations ont été menées en utilisant deux valeurs de capacité correspondant à des valeurs minimales et maximales d'une diode varicap. On obtient les résultats présentés Figure 3-21.

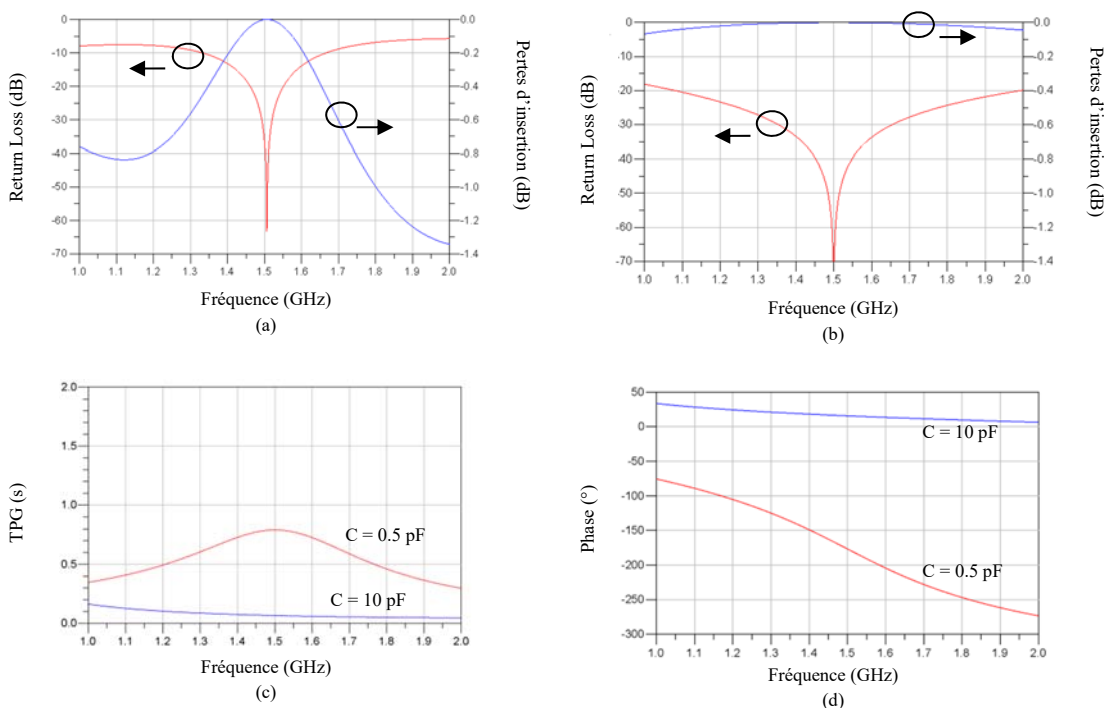


Figure 3-21 : Déphaseur de type passe-tout développé par le Lab-STICC ; (a) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 0,5$  pF et  $C_2 = 2.C_1$ ), (b) Simulation des paramètres S ( $C_1 = 10$  pF et  $C_2 = 2.C_1$ ), (c) Simulation du TPG, (d) Simulation de la phase

Les simulations mettent en avant une mauvaise platitude du paramètre  $S_{21}$  dans le cas où la capacité est à sa valeur minimale. On retrouve une bande-passante du même ordre de grandeur que pour la topologie précédente. Le retard généré est augmenté mais reste inférieur à la



nanoseconde. De plus, la platitude  $y$  est dégradée. A priori, cette topologie de déphaseur ne sera donc pas retenue également.

### 3.4.3.3 Bilan

Les technologies planaires offrent de nombreuses possibilités quant à la réalisation de retards, fixes ou variables. Les déphaseurs offrent une certaine flexibilité en permettant de générer des retards variables de quelques centaines de picosecondes. Cependant, les retards ainsi créés permettent de simuler des distances de quelques centimètres seulement pour de faibles pertes d'insertion ( $< 2$  dB). En revanche, les différentes topologies permettent difficilement d'atteindre la bande-passante spécifiée de 800 MHz pour la ligne à retard.

## 3.4.4 Supraconduction

### 3.4.4.1 Introduction

En dessous d'une température dite critique, un matériau peut changer d'état et devenir supraconducteur (cuivre, fer, mercure, plomb par exemple). Les propriétés électriques et magnétiques de certains matériaux peuvent alors changer radicalement. La résistivité devient nulle, le matériau n'oppose plus aucune résistance au passage du courant électrique en régime continu [58].

Dans le cadre des lignes à retards, les propriétés de la supraconduction offrent des avantages non négligeables. En effet, en l'absence de résistivité ou de résistivité très faible aux fréquences micro-ondes, les pertes d'insertion vont être très faibles. Il devient également possible de travailler sur de larges bandes de fréquence. Cependant, il est nécessaire d'utiliser des procédés complexes et coûteux pour assurer le refroidissement à de très basses températures (proche du zéro absolu). Les enceintes cryogéniques possèdent également des dimensions importantes à la vue du système à refroidir.

### 3.4.4.2 Lignes à retard supraconductrices

Des études ont déjà été menées sur des lignes à retard utilisant la supraconductivité haute-température. Il est alors possible d'obtenir des retards compris entre 20 et 100 ns avec des pertes d'insertion inférieures à 0.05 dB/ns, Wang *et al.* [59] présentent Figure 3-22 représente une ligne à retard à méandre en spirale utilisant des lignes microruban. Les effets des couplages sont alors pris en compte.

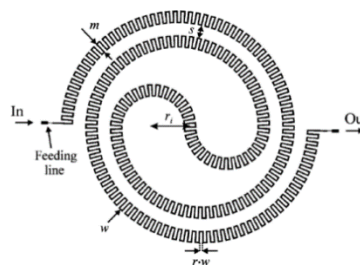


Figure 3-22 : Double Spiral Meander Line (DSML)

Les mesures des paramètres S ainsi que du TPG pour des températures de 30, 60 et 77K sont présentées Figure 3-23 (a) et (b).

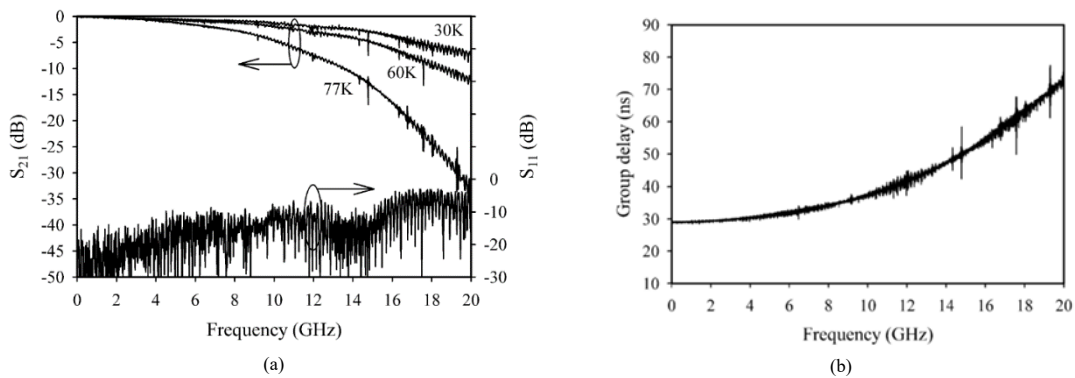


Figure 3-23 : DSML, (a) Paramètres S, (b) TPG

On voit bien que pour des fréquences allant jusqu'à 5 GHz, on obtient un TPG quasi-constant (29 ns) ainsi que des pertes d'insertion inférieures à 5 dB. Les 29 ns générées correspondraient à une distance simulée de 4,35 m (distance réelle de 8,7 m). Sur le même principe, des lignes à retard ont également été réalisées en lignes coplanaires [60].

### 3.4.4.3 Conclusion

Malgré des performances intéressantes en termes de pertes d'insertion et de largeur de bande de fréquence, l'utilisation de la supraconduction requiert un matériel spécifique, notamment l'utilisation d'enceintes cryogéniques et d'azote liquide, indispensable pour atteindre les températures visées. De plus, le matériel est relativement coûteux et de grandes dimensions. Ces caractéristiques ne correspondent donc pas aux contraintes de dimensions souhaitées. De plus, la complexité de mise en œuvre d'une telle technologie ne correspond pas aux spécifications visées.

## 3.4.5 Technologie optique

### 3.4.5.1 Introduction

Les fibres optiques permettent la propagation de la lumière sur des milliers de kilomètres. On retrouve dans la littérature de nombreuses topologies de lignes à retard utilisant la technologie optique. Cette technologie offre de très bonnes performances de transmission. Le passage dans le domaine optique offre certains avantages en comparaison avec les ondes RF et hyperfréquences. L'utilisation de fibres optiques induit de faibles pertes d'insertion ( $< 1$  dB/km suivant le type de fibre et la longueur d'onde utilisée) et permet de travailler sur de larges bandes de fréquence de plusieurs centaines de GHz. Elle offre également une insensibilité aux parasites électriques et n'en produit pas. De fait, elle permet un débit bien supérieur aux câbles coaxiaux. Il est possible de réaliser un grand nombre de retards, allant de quelques centaines de picosecondes à plusieurs centaines de microsecondes. Les fibres ont un faible poids ainsi que des dimensions réduites (cœurs de quelques microns pour une fibre monomode, gaines de quelques centaines de microns). La Figure 3-24 représente le principe de fonctionnement d'un système de transmission sur fibre optique.

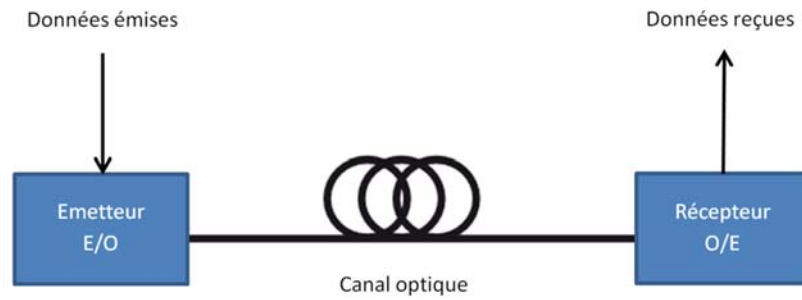


Figure 3-24 : Système de transmission sur fibre optique

### 3.4.5.2 Types de fibres optiques

Les émetteurs et récepteurs pour fibres optiques existent à la fois en versions monomode et multimode. Les deux versions de fibres se différencient par le type de propagation de la lumière. La fibre optique monomode a un cœur de petit diamètre qui ne permet la présence que d'un seul mode de propagation. Le petit diamètre du cœur ne permet qu'une propagation en chemin direct de ce mode. Une fibre monomode classique est à saut d'indice car le diamètre du cœur ainsi que la différence d'indice  $y$  sont très petites. Ce type de fibre sert essentiellement pour les applications voix et données. Cependant, le petit diamètre du cœur nécessite l'utilisation de diode laser pour  $y$  coupler une grande puissance d'émission. La fibre monomode permet une portée 50 fois plus importante qu'en multimode. Les différents types de fibre monomode sont classés selon leur atténuation maximum :

- 1 dB/km pour OS1 (1310 et 1550 nm)
- 0,4 dB/km pour OS2 (1310 et 1550 nm)

Les fibres multimodes ont été les premières à être utilisées. Elles sont principalement utilisées dans les réseaux locaux (LAN) dont la distance n'excède pas deux kilomètres. Les rayons lumineux vont suivre différents trajets suivant l'angle de réfraction en entrée de la fibre. Les rayons vont donc arriver en bout de fibre à des instants différents, induisant une dispersion du signal. La transmission des données se fait en général au moyen d'une LED d'une longueur d'onde comprise entre 850 nm et 1300 nm. Les fibres multimodes sont classées selon leurs bandes-passantes :

- 200 MHz.km pour OM1
- 500 MHz.km pour OM2
- 1500 MHz.km pour OM3
- 3500 MHz.km pour OM4

De plus, parmi les fibres multimodes, on distingue deux sous-groupes, les fibres à saut d'indices et les fibres à gradient d'indices.

#### 3.4.5.2.1 Synthèses

Le Tableau 24 récapitule les différents types de fibres précédemment cités.

Tableau 24 : Synthèse des différents types de fibres

	OS1	OM1	OM2	OM3	OM4
<b>Multimode/monomode</b>	monomode	multimode	multimode	multimode	multimode
<b>Diamètre de la fibre</b>	9/125 $\mu\text{m}$	62.5/125 $\mu\text{m}$	50/125 $\mu\text{m}$	50/125 $\mu\text{m}$	50/125 $\mu\text{m}$
<b>Domaine d'application</b>	Très longues distances, vidéosurveillance, réseau	Longues distances, vidéosurveillance, réseau	Longues distances, vidéosurveillance, réseau	Moyennes distances, réseau Gigabit et datacenter	Datacenter
<b>Débit courant</b>	10/100/1000 Mb/s – 10 Gb/s	100 Mb/s	100 Mb/s et 1 Gb/s	10 Gb/s	10 Gb/s
<b>Bande-passante</b>	-	200 MHz.km (850 nm)	500 MHz.km	1500 MHz.km (850 nm)	3500 MHz.km (850 nm)

### 3.4.5.3 Topologies

Il existe un grand nombre de choix de topologies possibles pour réaliser des lignes à retard avec la technologie optique. Différentes approches s'opposent pour pouvoir assurer la commutation entre plusieurs distances.

La première méthode consiste à utiliser des commutateurs RF et à réaliser une conversion RF – Optique et Optique – RF pour chaque retard souhaité. Cette topologie offre l'avantage de réaliser la commutation entre les retards dans le domaine RF, cependant elle nécessite l'utilisation d'un émetteur et d'un récepteur laser pour chaque retard optique.

La seconde solution consiste à effectuer la conversion vers le domaine optique et ensuite commuter entre les différentes fibres optiques pour générer les différentes distances. Cette topologie nécessite alors l'utilisation de commutateurs optiques, dispositifs plus coûteux encore que leurs homologues RF.

### 3.4.5.4 Principe de transposition RF – Optique

Afin de pouvoir intégrer une ligne à retard optique dans un système RF, il est nécessaire de procéder à une conversion du signal du domaine RF, au domaine optique et inversement en sortie de la ligne à retard optique. La technique radio sur fibre consiste à transporter sur une fibre optique le signal modulé en amplitude autour d'une porteuse optique sur une longueur donnée afin de générer le retard souhaité. Cette solution permet de réaliser des systèmes hybrides permettant l'association de signaux optiques à des signaux micro-ondes. La Figure 3-25 montre d'une manière simplifiée une liaison RF sur fibre optique [61]. Un transducteur E/O (modulateur ou laser) permet la conversion du signal radio en optique. La transposition O/E (photo-détecteur) permet ici la conversion sur signal optique en signal radio.



Figure 3-25 : Principe d'une liaison RF sur fibre

Afin de tester la technologie optique, un transmetteur (AFBR-1310) et un récepteur (AFBR-2310) optique ont été choisis. On trouve sur le marché de nombreux composants permettant de

réaliser des conversions RF – optique et optique – RF. Dans un compromis coût / performance, il a été choisi de travailler dans la deuxième fenêtre de transmission, c'est-à-dire avec des longueurs d'onde comprises entre 1280 et 1330 nm afin d'avoir une faible atténuation et surtout d'utiliser des composants à un coût abordable. Ils permettent de travailler ici à des fréquences comprises entre 200 MHz et 5,5 GHz.

#### 3.4.5.4.1 Spécifications

##### Transmetteur AFBR-1310

- Plage de fréquence : 0,2 – 5,5 GHz
- Longueur d'onde : 1310 nm
- Impédance : 50  $\Omega$
- Type de fibre : monomode

Le transmetteur RF – optique utilise un laser de type Fabry-Perot travaillant à la longueur d'onde de 1310 nm. Il intègre également un amplificateur RF. Il permet une puissance maximale en entrée de 20 dBm. La Figure 3-26 montre le transmetteur en question ainsi que le schématique détaillé du composant.

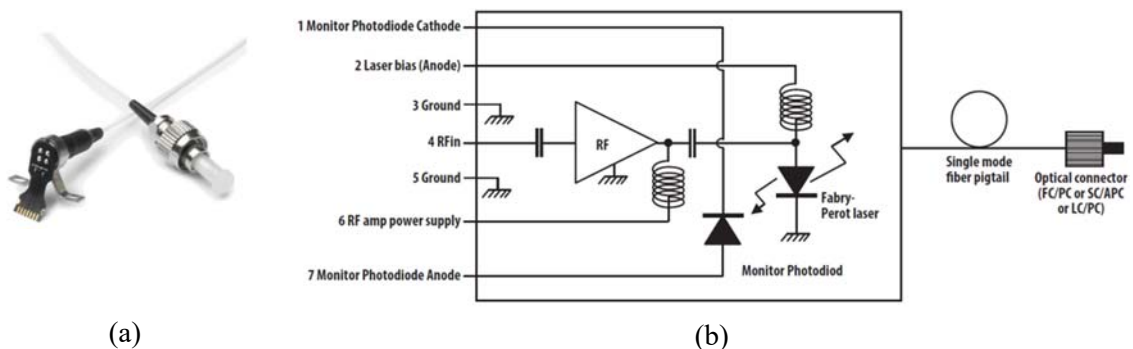


Figure 3-26 : AFBR-1310, (a) composant, (b) bloc diagramme

##### Récepteur AFBR-2310

- Plage de fréquence : 0,2 – 5,5 GHz
- Longueur d'onde : 1310 et 1550 nm
- Impédance : 50  $\Omega$
- Type de fibre : monomode

Le récepteur optique est, quant à lui, équipé d'une photodiode PIN. Il possède également un amplificateur RF intégré dans le boîtier. La Figure 3-27 montre le récepteur ainsi que le schématique du composant.

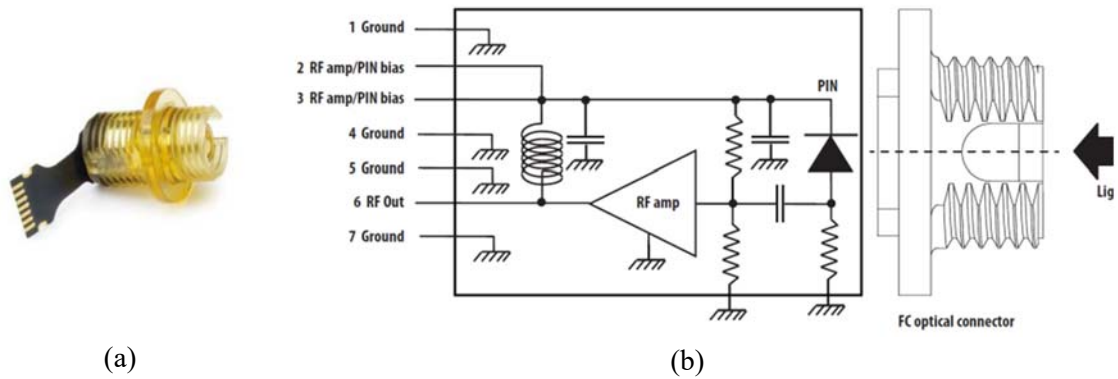


Figure 3-27 : AFBR-2310, (a) composant, (b) bloc diagramme

### 3.4.5.5 Prototype

L'émetteur ainsi que le récepteur présentés ci-dessus ont été testés et caractérisés sur des PCBs d'évaluation fournis par le constructeur afin de valider la technologie. Une fibre optique monomode de type OS1, d'une longueur de 8 m, a été utilisée. Le transmetteur et le récepteur sont montés sur deux PCBs différents. Les Figure 3-28 (a), (b) montrent les masques des PCBs utilisés. La Figure 3-28 (c) illustre l'association émetteur – récepteur.

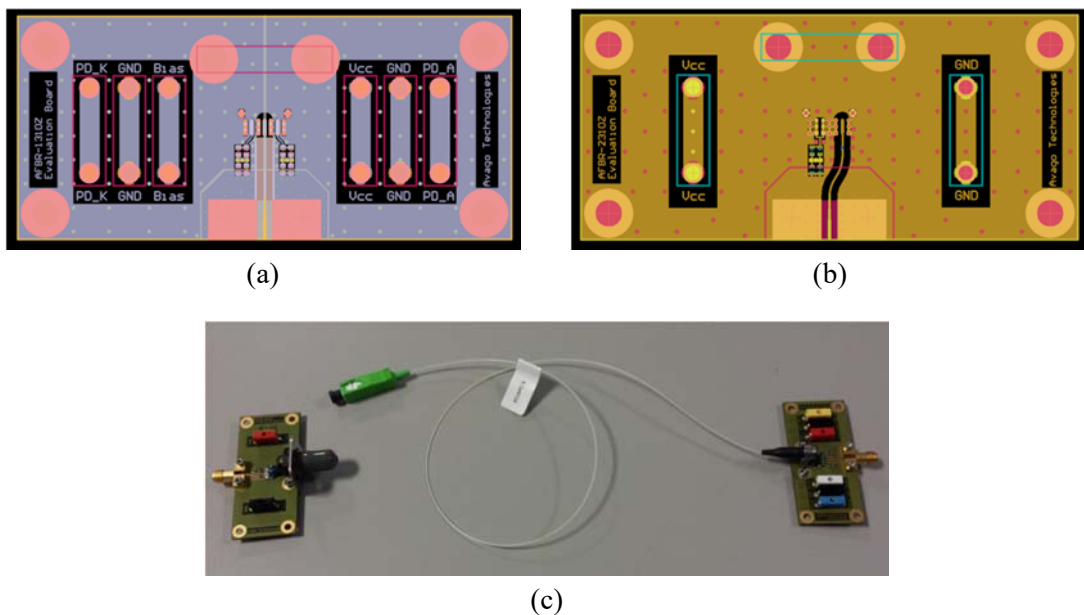


Figure 3-28 : PCB de test, (a) AFBR1310 - layout, (b) AFBR-2310 - layout, (c) AFBR-1310 + AFBR-2310

Les deux prototypes ont été testés jusqu'à une fréquence de 3 GHz. La technologie optique (émetteur, fibre optique, récepteur) offre comme principal avantage dans notre cas de présenter de très faibles pertes d'insertion, inférieures à 0,3 dB, avec une ondulation sur la bande de fréquence inférieure à 1 dB. Elle permet de générer un TPG constant de 54 ns correspondant à une distance simulée d'environ 8 m, sur une large bande de fréquence. Là aussi, on constate une faible ondulation sur l'ensemble de la bande de fréquence. Les pertes d'insertion ainsi que le TPG sont illustrés Figure 3-29.

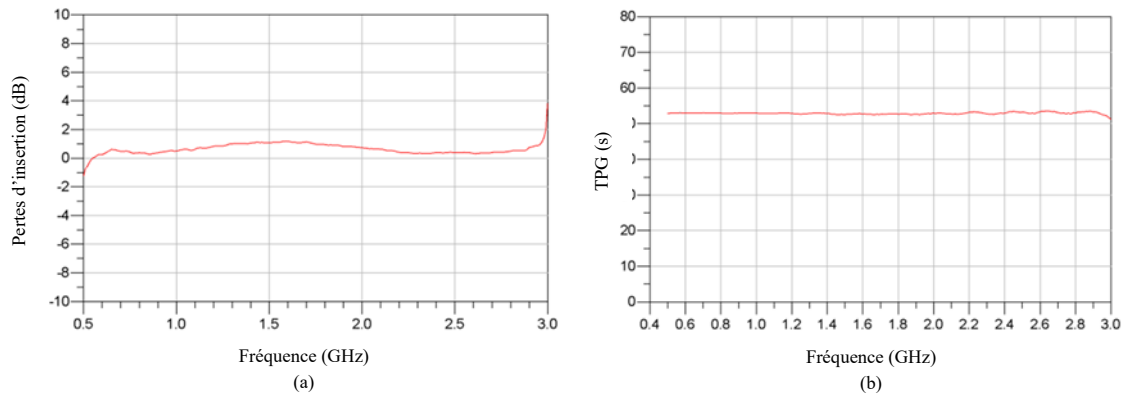


Figure 3-29 : Ligne à retard optique, (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

### 3.4.5.6 Ligne à retard variable optique

Certains fabricants développent des lignes à retard optique variables packagées de hautes performances. Elles peuvent simuler, sur des largeurs de bande de fréquence supérieures à 40 GHz, des retards allant de quelques nanosecondes à plusieurs centaines de microsecondes avec une résolution inférieure à 100 ps. Ces systèmes permettent de simuler des distances de plusieurs kilomètres avec un faible encombrement au regard du délai généré. L'entreprise Américaine Emcore [62] propose des systèmes optiques de hautes performances. La Figure 3-30 illustre une ligne à retard variable tout optique.

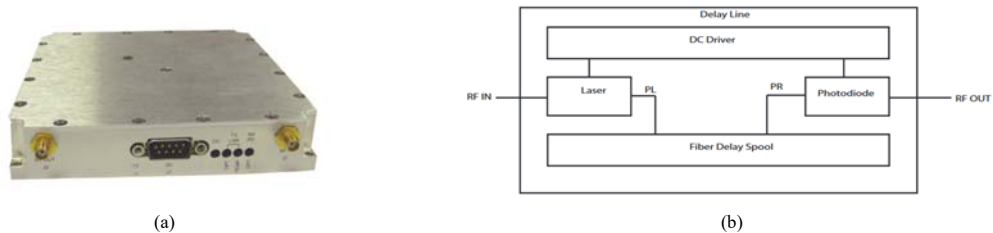


Figure 3-30 : Ligne à retard variable optique - 5021D-D11, (a) Boîtier, (b) Synoptique du système

Le système permet de générer des retards compris entre 1 ns et 250 ns, sur une bande de fréquence allant de 50 MHz à 18 GHz. Bien que présentant des performances intéressantes, le boîtier a des dimensions relativement importantes (12 cm x 12 cm) au regard de l'application visée, notamment à cause de l'intégration de modules de conversion RF/optique et Optique/RF. La ligne à retard présente de fortes pertes d'insertion ( $> 30$  dB) ainsi qu'une forte ondulation en transmission (6 dB). De plus, le paramètre  $S_{11}$  n'offre pas des valeurs intéressantes (-4 dB). Cependant, les délais générés présentent une grande stabilité sur l'ensemble de la bande de fréquence. Le coût d'un tel système peut atteindre plusieurs milliers d'euros le rendant là encore incompatible avec notre application.

### 3.4.5.7 Conclusion

L'utilisation de la technologie optique pour la génération de retards présente d'excellentes performances tout en permettant un gain en poids et en taille par rapport aux câbles coaxiaux. Les mesures réalisées ont permis de mettre en avant les principaux avantages de la technologie que sont les faibles pertes d'insertion, la possibilité de travailler sur des bandes de fréquence de

plusieurs GHz ainsi que de générer des retards constants avec une faible ondulation. Ces caractéristiques ainsi que la disponibilité de modules E/R à coût modéré, permettent de retenir les fibres optiques parmi les technologies susceptibles d'être utiles pour la suite de l'étude sur le développement d'une ligne à retard large-bande.

### 3.4.6 Technologie LTCC

#### 3.4.6.1 Introduction

La technologie *Low Temperature Co-fired Ceramic (LTCC)* ou céramique co-cuite à basse température est une technologie multicouches permettant d'obtenir des circuits hyperfréquences de très faibles dimensions tels que des filtres ou des lignes à retard par exemple. Elle consiste en l'empilement de couches céramiques de très faibles épaisseurs munies de motifs conducteurs. Les basses températures (LTCC) correspondent à des températures de cuisson inférieures à 900°C, on parle de basse température (LTCC), au-dessus de 900°C, alors qu'au-dessus de 900°C, on parlera de haute température (HTCC). En comparaison avec les technologies planaires monocouches, la technologie LTCC permet de réaliser des structures plus complexes, de réduire les dimensions en utilisant l'aspect multi-étages [63] et des permittivités généralement assez importantes ( $6 < \epsilon_r < 10$ ). La Figure 3-31 illustre une ligne à retard en utilisant la technologie LTCC.

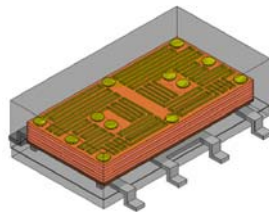


Figure 3-31 : Ligne à retard en technologie LTCC

Il est possible de générer des retards pouvant aller de quelques centaines de picosecondes (100 ps) à plusieurs nanosecondes ( $\approx 5$  ns), avec un très faible encombrement. La bande de fréquence dépendra du retard simulé et n'excédera pas 3 GHz. Les pertes d'insertion induites restent relativement élevées vis-à-vis du retard produit par la ligne à retard, il n'est pas rare de trouver des composants présentant des pertes aux alentours des -5 dB à des fréquences proches de 3 GHz.

#### 3.4.6.2 Tests et caractérisation

On retrouve sur le marché plusieurs industriels spécialisés dans le développement et la production de lignes à retard multicouches LTCC tels que l'entreprise Anaren [64] ou encore RN2 Technologies [65]. Différentes lignes à retard en technologie LTCC ont été testées puis caractérisées. Trois lignes à retard du fabricant RN2 Technologies ont été retenues. La ligne à retard DL1.5 permet de générer trois délais différents de 0,5, 1 et 1,5 ns suivant le câblage du composant. Pour le test de celui-ci, il sera câblé de manière à obtenir un retard de 1 ns. La seconde ligne à retard (DL2) permet quant à elle de simuler une distance de 2 ns. Pour finir, un délai de 4 ns sera généré avec la ligne à retard DL4. Cette dernière est d'ailleurs le composant disponible actuellement présentant le retard le plus important. Le Tableau 25 récapitule les caractéristiques de lignes à retard DL1.5 et DL4.



Tableau 25 : Caractéristiques des lignes à retard DL1.5 et DL4

Paramètres	Unités	DL1.5	DL4
Fréquence	GHz	0,5 – 2,8	0,3 – 2,8
Pertes d'insertion	dB	2 @ 2,1 GHz	4,6 @ 2,1 GHz
TPG	ns	0,95	4
Dimensions	mm x mm	5 x 5	10 x 11,8

La Figure 3-32 illustre les lignes à retard LTCC testées. Les composants ont été montés sur des circuits de test fournis par le fabricant afin d'être mesurés. D'autres PCBs ont été par la suite réalisés.

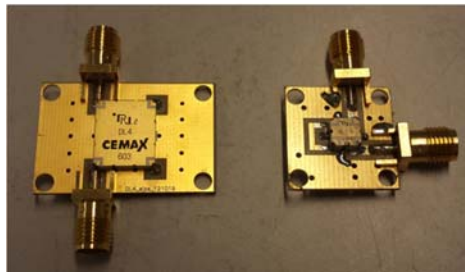


Figure 3-32 : Lignes à retard montées sur des PCBs de test

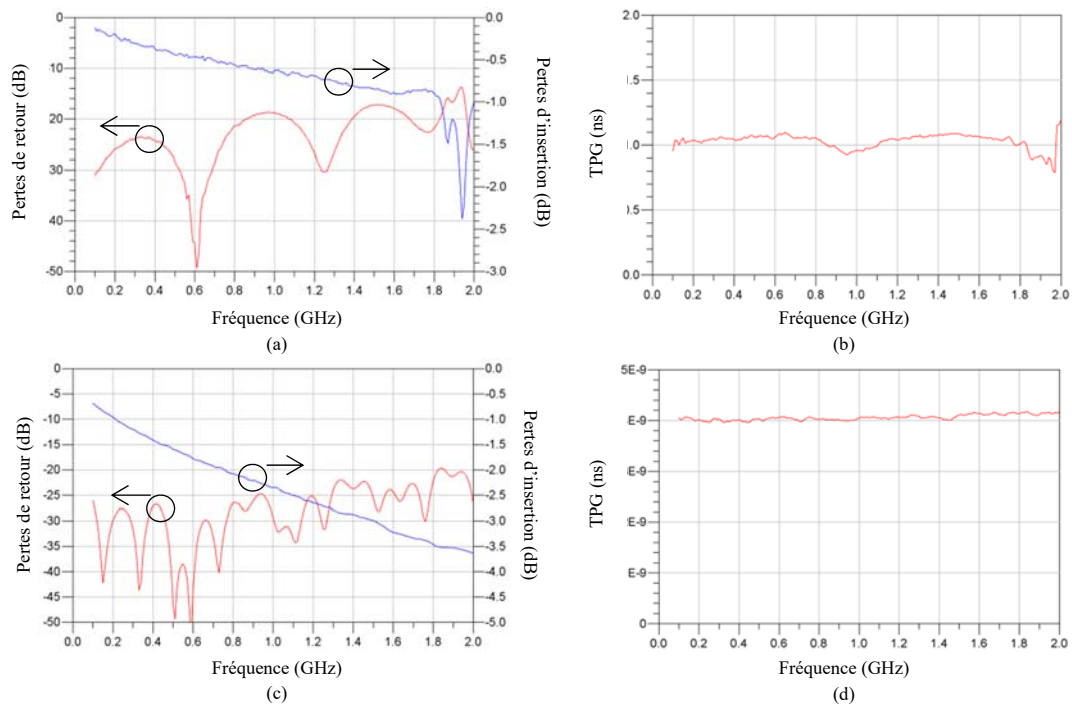


Figure 3-33 : Lignes à retard, (a) DL1.5 - Paramètres S, (b) DL1.5 - TPG, (c) DL4 - Paramètres S, (d) DL4 - TPG

La Figure 3-33 représente les paramètres S des lignes DL1.5 et DL4 ainsi que leur TPG. Les mesures mettent en avant un temps de propagation de groupe constant sur l'ensemble de la bande de fréquence avec une faible ondulation ( $< 200$  ps). La technologie LTCC permet également une bonne adaptation ( $S_{11\text{dB}} < -15$  dB). Cependant, on retrouve logiquement le même phénomène que pour les câbles coaxiaux ou les lignes à méandres concernant les pertes d'insertion qui augmentent en fonction de la fréquence. Si cette technologie devait être retenue, un circuit d'égalisation et de

compensation devront être mise en place en cas de mise en cascade de différentes lignes à retard LTCC notamment.

### 3.4.6.3 Conclusion

Les composants LTCC proposent des caractéristiques très intéressantes concernant la largeur de la bande de fréquence ainsi que la constance du TPG simulé. Un large choix de délais est alors possible. De plus, cette technologie permet la simulation de différents retards à un coût relativement faible (< 10€/pièce). Ce type de ligne à retard constitue donc un choix pertinent pour la suite de l'étude pour la simulation des faibles distances (retards inférieurs à 5 ns).

Une autre solution aurait été de développer des designs de lignes à retard LTCC spécifiques à notre application. Cependant, il est évident que la technologie LTCC ne peut couvrir que des valeurs de retards faibles et que l'aspect budgétaire ainsi que le temps mis pour le développement et la réalisation de prototypes n'étaient pas envisageables pour le projet. De plus, utiliser des composants déjà disponibles et produits en grande série est clairement plus judicieux pour atteindre nos spécifications en termes de coût.

### 3.4.7 Lignes à retard numérique

Une autre solution possible pour la génération de retards est la ligne à retard numérique. Cette solution permet une grande flexibilité dans la simulation de retards variables pouvant aller de quelques mètres à plusieurs kilomètres. Certains industriels comme Rohde & Schwarz utilisent déjà la technologie numérique pour la génération de cibles. Une fois le signal échantillonné et numérisé, il est aisé de définir par programmation les différents paramètres de la cible (distance, vitesse et SER). Les RTS sont alors capables de simuler des scénarios dynamiques complexes comprenant plusieurs cibles complètement indépendantes les unes des autres. Cependant, il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs analogiques-numériques (CAN) et numériques-analogiques (CNA) large-bande ainsi que des DSP adaptés. Le coût prohibitif de ces systèmes ne sont pas compatibles avec le développement de simulateurs de cible bas coût, susceptibles de permettre une distribution plus large des RTS. A titre d'exemple (cf 3.6.4), l'ARTS9510 [66] utilise, pour chaque cible simulée, un CAN ainsi qu'un CNA en plus du front-end. La solution numérique n'est clairement pas adaptée à l'application visée, *i.e.* un simulateur multi-cible à faible coût.

### 3.4.8 Bilan

L'étude des différentes technologies a permis de montrer l'impossibilité de couvrir l'ensemble de la plage de retard en utilisant une seule technologie avec les spécifications souhaitées de bande de fréquence, de coût, de dimensions, entre autres. Une architecture hybride faisant appel à différentes technologies semble être alors nécessaire afin de simuler la plage de retard dans son intégralité. Les Figure 3-34 et Figure 3-35 permettent de visualiser les retards générés et les pertes d'insertion en fonction des dimensions pour les différentes technologies étudiées.

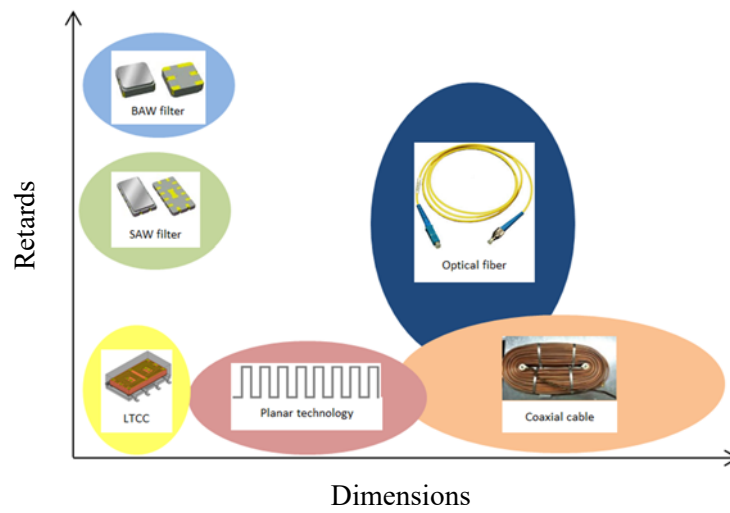


Figure 3-34 : Retards vs dimensions

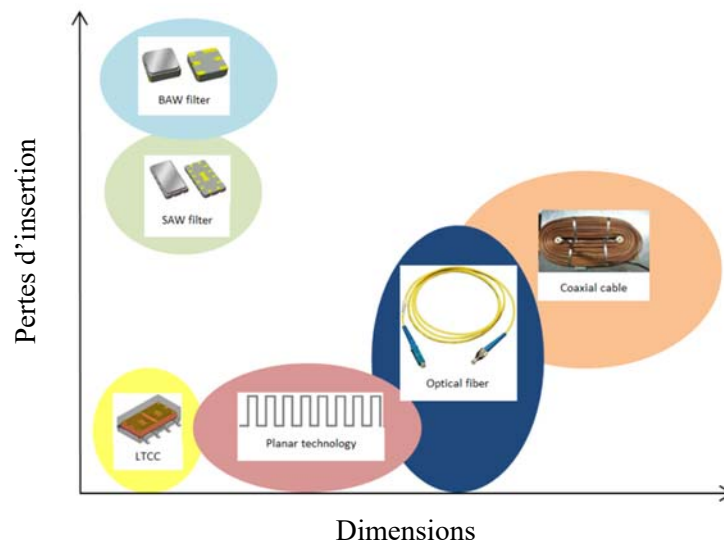


Figure 3-35 : Pertes d'insertion vs dimensions

L'étude a permis pour chacune des différentes technologies, de définir les principaux avantages et inconvénients. Pour des critères de retard, flexibilité, bande-passante, pertes d'insertion, encombrement complexité et coût, le Tableau 26 récapitule les avantages et inconvénients pour chaque technologie étudiée.

Tableau 26 : Etat de l'art des différentes technologies de lignes à retard

Technologies	Retard	Flexibilité	Bande-passante	Pertes d'insertion	Encombrement	Complexité	Coût	Bilan
Câbles coaxiaux	☹	☺	☺	☹	☹	☺	☺	☹
SAW	☺	☺	☺	☹	☺	☺	☺	☺
BAW	☺	☹	☺	☹	☺	☹	☹	☺
Planaire	☹	☺	☺	☺	☹	☺	☺	☹
Déphaseur RF	☹	☺	☹	☺	☺	☺	☺	☺
Optique	☺	☺	☺	☺	☺	☺	☺	☺
LTCC	☹	☺	☺	☺	☺	☺	☺	☺
Numérique	☺	☺	☺	☺	☺	☹	☹	☹

On constate que trois technologies se démarquent des autres : LTCC, optique et SAW. L'utilisation de ces trois technologies différentes permettra de simuler les différents retards nécessaires. Ainsi, les filtres SAW assureront la simulation des longues distances car ils proposent le ratio retard/dimension le plus intéressant parmi les candidats possibles, malgré des pertes d'insertion élevées. Les délais intermédiaires, non réalisables avec les filtres à ondes acoustiques de surface, seront générés à l'aide de fibres optiques qui permettent d'obtenir des retards intermédiaires avec de faibles pertes d'insertion sur une large bande de fréquence. Pour finir, les faibles distances seront générées avec les lignes à retard multicouches LTCC qui dans cette gamme de distances présentent le ratio retard/dimension le plus favorable.

### 3.5 Topologies de ligne à retard

A partir des trois technologies retenues, un grand nombre de configurations ou de topologies est possible. Il a été choisi de générer des « blocs retards » pour chacune des technologies retenues suivant le modèle suivant : 0,2 m, 0,5 m, 1 m, 2 m, 4 m, 8 m, 16 m, 32 m, 64 m et 128 m. Le Tableau 27 décrit les relations entre les retards et les distances simulées correspondantes ainsi que la technologie optimale pour chaque plage de retard afin de couvrir la gamme de distances dans son intégralité, *i.e.* de 1 à 250 m avec un pas de 0,2 m. Les faibles distances de 0,2 m à 3,8 m seront simulées via l'utilisation de lignes à retard en technologie LTCC. Les distances de 4 et 8 m seront simulées en technologie optique via l'utilisation de fibres qui associées entre-elles et aux composants LTCC simuleront des distances jusqu'à 15,8 m. Pour finir, les distances (blocs retards) supérieures à 8 m seront réalisées avec des filtres à ondes acoustiques de surface.

Tableau 27 : Relations entre distances simulées et retards pour les technologies retenues

Technologies	LTCC				Fibre optique		Filtre SAW			
Retard (ns)	1,3	3,34	6,67	13,3	26,7	53,3	107	213	427	853
Distance (m)	0,2	0,5	1	2	4	8	16	32	64	128

La Figure 3-36 montre le principe et l'architecture globale de la ligne à retard. La topologie choisie permet de commuter entre différents retards prédéfinis, en fonction des technologies

retenues, afin de pouvoir générer l'intégralité des distances avec une haute résolution. La ligne à retard fonctionne sur la bande de fréquence 0,95 – 1,75 GHz. Cette plage de fréquence correspond à la bande-passante des filtres SAW choisis. En effet, parmi les technologies sélectionnées, ce sont eux qui présentent la bande-passante la plus faible. Des commutateurs SPDT (Single Pole Double Throw) permettent la commutation entre les différents blocs afin de simuler les distances comprises entre 1 et 250 m avec une résolution de 20 cm. Le réglage de la SER est quant à lui réalisé grâce à l'intégration d'un atténuateur variable ainsi que d'un amplificateur variable. Chaque bloc retard a idéalement un gain de 0 dB. Les commutateurs, l'atténuateur variable et l'amplificateur variable sont commandés via l'utilisation d'un microcontrôleur. Les pertes d'insertions de l'ensemble des commutateurs sont-elles compensées et égalisées en fin de ligne à retard. Des détecteurs RF sont également placés en début et fin de ligne à retard de manière à déterminer à tout moment la valeur du gain du système en fonction de la distance simulée et de la surface équivalente radar.

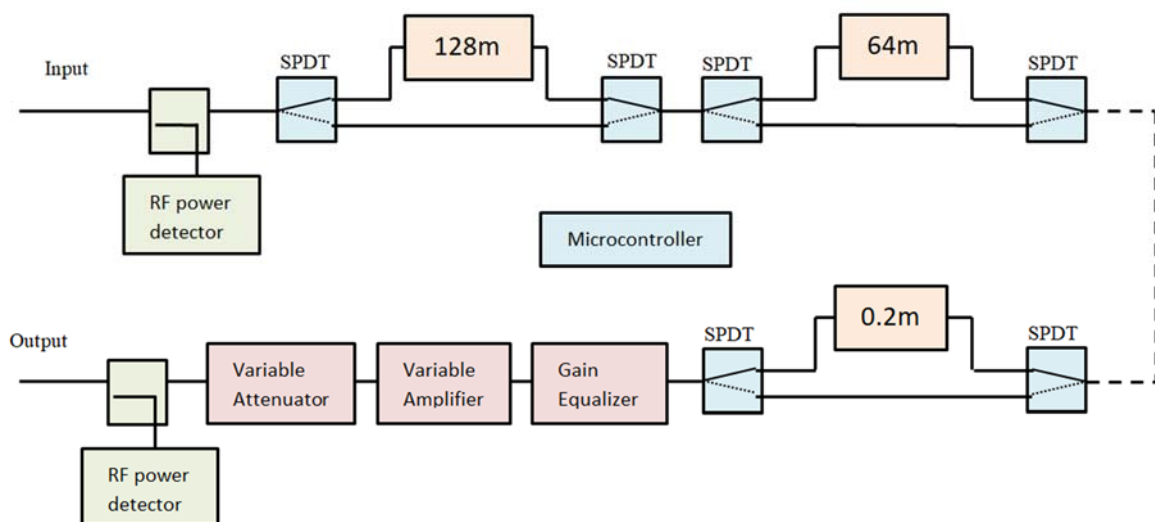


Figure 3-36 : Architecture globale de la ligne à retard

La topologie de ligne à retard retenue va nécessiter l'utilisation d'un grand nombre de commutateurs RF afin de combiner les différents retards. Le design devrait impliquer l'utilisation de 26 switches.

### 3.6 Commutation

Un commutateur est un dispositif qui selon la commande doit se placer à l'état passant pour transmettre le signal ou à un état bloqué pour empêcher la transmission du signal [67] [68]. Un interrupteur parfait va pouvoir transmettre un signal sans pertes d'insertion à l'état passant. A l'état bloqué en revanche, un composant idéal doit présenter une isolation totale. Il est utilisé pour sélectionner un signal souhaité à partir de différentes sources disponibles ou pour orienter un signal vers une fonction déterminée (systèmes d'antennes Rx/Tx).

Dans la suite de l'étude, nous utiliserons des commutateurs SPDT (Single-Pole Double-Throw) afin de commuter entre les différents blocs retards.

### 3.6.1 Caractéristique d'un commutateur

Les commutateurs RF peuvent être caractérisés via différents paramètres tels que l'isolation, les pertes d'insertion, la consommation en courant, la tenue en puissance, le temps de commutation entre l'état bloqué et l'état passant ainsi que la fréquence de coupure. Les pertes d'insertion vont être un critère important dans le choix du type de commutateur. En effet, l'utilisation d'un grand nombre de commutateurs va impliquer l'apparition de pertes ainsi qu'une mauvaise platitude du gain en transmission. De plus, le boîtier devra être de dimensions réduites afin de faciliter son intégration.

Parmi les différents types de commutateurs, on peut distinguer deux catégories : les commutateurs mécaniques et les commutateurs statiques. Dans la première catégorie, on retrouve les commutateurs à base de MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) ou à base de relais électromécaniques. La seconde catégorie sera composée de dispositifs à base de semi-conducteurs tels que les diodes PIN ou les transistors à effet de champ.

De plus, il est possible de séparer les commutateurs à semi-conducteurs en deux catégories, les commutateurs de type réfléchitif et ceux de type absorbif. Les commutateurs réfléchitifs ne présentent pas de terminaisons  $50 \Omega$  à leurs ports lorsque ceux-ci sont à l'état OFF. Ceux de type absorbif intègrent eux une terminaison  $50 \Omega$  en sortie de chaque port de manière à présenter un bon rapport d'ondes stationnaires (ROS) que ce soit à l'état ON ou à l'état OFF. Dans la majorité des cas, il est possible d'utiliser un commutateur absorbif à la place d'un commutateur réfléchitif, cependant, l'inverse n'est pas possible.

### 3.6.2 Etat de l'art

#### 3.6.2.1 Commutateurs mécaniques

Les commutateurs mécaniques sont des dispositifs relativement lents (quelques millisecondes) et encombrants. Cependant, ils offrent de faibles pertes d'insertion ( $< 0,5$  dB) ainsi qu'une très bonne isolation ( $> 50$  dB). Ils ont également l'avantage de ne pas consommer de courant lors des phases dites de repos. On retrouve dans cette catégorie les commutateurs à base de MEMS et à base de relais électromécaniques.

##### 3.6.2.1.1 MEMS

Les MEMS se situent à l'interface entre les commutateurs mécaniques et statiques. La technologie MEMS fait partie des technologies les plus récentes concernant les commutateurs. Ce sont des dispositifs peu coûteux, pouvant travailler sur une large gamme de fréquences (jusqu'à 120 GHz) et qui permettent une grande capacité d'intégration. A l'état passant, ils ont l'avantage de proposer de très faibles pertes d'insertion ( $< 0,2$  dB), et à l'état bloqué, une bonne isolation ( $< 40$  dB). Les MEMS présentent également peu de distorsion et ont une faible consommation ( $< 0,1$  mW). Cependant, ils ont comme inconvénients d'être relativement fragiles, d'avoir une faible vitesse de commutation ( $< 300\mu\text{s}$ ), d'avoir une tenue en puissance limitée et de nécessiter une forte tension d'activation (entre 5 et 80V). Leur fiabilité est aujourd'hui améliorée par des techniques spécifiques d'encapsulation ou de packaging [69].

##### 3.6.2.1.2 Relais électromécaniques

Les relais électromécaniques sont ceux qui présentent le meilleur facteur de mérite. Ils présentent comme principaux avantages d'avoir de faibles pertes d'insertion (0,3 dB) ainsi qu'une bonne isolation (50 dB), une consommation faible (à l'état bloqué), d'accepter de fortes puissances ou

au contraire de pouvoir travailler avec de faibles signaux. De plus, les relais proposent peu de distorsions. En revanche, ils présentent de sérieux inconvénients, comme une faible vitesse de commutation de l'ordre de la milliseconde, une incapacité de fonctionnement à des fréquences supérieures à 10 GHz, un coût de fabrication élevé ainsi qu'un dimensionnement important. Avec de fortes puissances, les contacts peuvent également se détériorer et donc réduire la durée de vie du commutateur.

### 3.6.2.2 Commutateurs statiques

Les commutateurs statiques (ou à semi-conducteurs) sont plus souvent utilisés en RF que leurs homologues mécaniques. Ils ont l'avantage d'avoir une vitesse de commutation plus rapide, d'avoir une meilleure fiabilité dans le temps, d'être à un coût plus abordable et d'être moins volumineux.

#### 3.6.2.2.1 Diode PIN

La diode PIN est un élément semi-conducteur micro-ondes. C'est une diode constituée d'une zone non-dopée, intercalée entre deux zones dopées P et N. Polarisée en sens direct (passante), la diode PIN aura une impédance très faible alors que polarisée en inverse (bloquée), elle va offrir une forte impédance ainsi qu'une très faible capacité. On retrouve de manière récurrente les diodes PIN dans les systèmes de commutation car elles présentent un faible niveau de pertes d'insertion (1,2 dB) ainsi qu'un très faible temps de commutation. La tension de commande est de l'ordre de 5V. Les diodes PIN peuvent également supporter de forts niveaux de puissance (> 10 W) et permettre de travailler à des fréquences pouvant aller jusqu'à 20 GHz. Les diodes ont également une grande durée de vie. Elles ont cependant une consommation plus forte que celle des transistors à effet de champ (100 fois plus qu'un FET).

#### 3.6.2.2.2 Transistors à effet de champs (FET)

Les transistors à effet de champ possèdent des caractéristiques relativement proches des diodes PIN. On retrouve différents types de transistors à effet de champ comme les MOSFET (Metal Oxide Field Effect Transistor), les HEMT (High Electron Mobility Transistor), les JFET (Jonction Field Effect Transistor) entre autres. Comme pour les diodes PIN, les commutateurs FET ont un temps de commutation très rapide (de l'ordre de la nanoseconde) et permettent un grand nombre de cycles. Ils présentent également une consommation très faible, du même ordre que pour les MEMS (< 0,1 mW) ainsi qu'un coût très faible (< 5€). Cependant, les transistors à effet de champ présentent comme inconvénients des pertes d'insertion plus élevées (< 2,5 dB), une possible distorsion du signal, ainsi qu'une isolation moins bonne (même comportement que pour les diodes PIN) que pour les commutateurs mécaniques. La tenue en puissance y est également moins bonne.

### 3.6.2.3 Bilan

Les différentes topologies de commutateurs présentées précédemment sont amenées à être performantes dans des domaines d'application bien précis en fonction de leurs caractéristiques techniques. Le Tableau 28 récapitule les principales caractéristiques des commutateurs mécaniques et statiques précédemment cités. Les commutateurs à semi-conducteurs se démarquent de leurs homologues mécaniques notamment en ayant un temps de commutation beaucoup plus court, une durée de vie plus importante ainsi qu'une plus faible tension de

commande et de plus faibles dimensions. Pour la suite de l'étude, nous utiliserons des commutateurs à bases de FET.

L'application visée n'impose pas d'utiliser des commutateurs de type absorptif, des commutateurs de type réflectif seront donc utilisés, ceux-ci présentant un coût plus faible ainsi que des pertes d'insertion moins importantes.

**Tableau 28 : Caractéristiques principales des commutateurs**

	Commutateurs mécaniques		Commutateurs statiques	
	MEMS	Commutateur Electromécanique	Diode PIN	FET
Fréquence de travail (GHz)	DC – 120	DC – 5	< 20	< 10
Pertes d'insertion (dB)	0,05 – 0,2	0,3	0,3 – 1,2	0,4 – 2,5
Isolation (dB)	30 – 40	50	30	30
Temps de commutation ( $\mu$ s)	1 – 300	5000	0,001 – 0,1	0,001 – 0,1
Tension de commande	5 – 80	1,5 – 24	3 – 5	3 – 5
Intégration	Très bonne	Bonne	Très bonne	Très bonne
Durée de vie (nombre de cycles)		0,5 – 5.10 <sup>6</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>
Consommation (mW)	0,05 – 0,1	0 – 140	5 – 100	0,05 – 0,1

### 3.6.3 Choix retenu

L'étude précédente a mis en avant les performantes des commutateurs à semi-conducteur à base de transistors FET. L'entreprise Analog Devices propose un large spectre de commutateurs RF. Notre choix s'est porté sur le composant HMC545A. Le commutateur introduit de faibles pertes d'insertion (< à 0,3 dB @ 2 GHz), une bonne isolation entre la voie ON et la voie OFF (26 dB @ 2,5 GHz). De plus, les faibles dimensions vont pouvoir permettre l'intégration d'un grand nombre de commutateurs. Le synoptique du commutateur est représenté Figure 3-37.

Le Tableau 29 détaille les caractéristiques techniques du commutateur HMC545A.

**Tableau 29 : Caractéristiques techniques du commutateur HMC545A**

Paramètres		Unités	Fréquences	Min	Typ	Max
Pertes d'insertion		dB	DC – 1 GHz		0,27	0,4
		dB	DC – 2,5 GHz		0,3	0,5
		dB	DC – 3 GHz		0,4	0,7
Isolation		dB	DC – 2 GHz	26	31	
		dB	DC – 2,5 GHz	22	26	
		dB	DC – 3 GHz	19	22	
Pertes en retour		dB	DC – 1 GHz		24	
		dB	DC – 2 GHz		20	
		dB	DC – 2,5 GHz		19	
		dB	DC – 3 GHz		17	
Point de compression à -1 dB	$V_{ctrl} = 0/3V$	dBm	0,5 – 3 GHz	20	23	
	$V_{ctrl} = 0/5V$	dBm		27	30	
	$V_{ctrl} = 0/8V$	dBm		30	33	
Point d'interception du 3 <sup>ème</sup> ordre	$V_{ctrl} = 0/3V$	dBm	0,5 – 3 GHz		31	
	$V_{ctrl} = 0/5V$	dBm			51	
	$V_{ctrl} = 0/8V$	dBm			54	
Caractéristiques de commutation	tRISE, tFALL	ns	DC – 3 GHz		70	
	tON, tOFF				90	



<b>Consommation en courant</b>		mA	0,014
<b>Dimensions</b>	<b>Package SOT26</b>	mm x mm	3 x 1,5



Figure 3-37: Commutateur HMC545A

Les paramètres S du composant HMC545A, fournis par le constructeur, ont permis d'évaluer les performances du commutateur via le logiciel ADS. La Figure 3-38 représente les paramètres en transmission et en réflexion du switch dans les deux positions de fonctionnement, respectivement RF1 et RF2. On retrouve bien de faibles pertes d'insertion sur l'ensemble de la bande de fréquence (voir (a) et (c)). On remarque également la bonne adaptation lorsqu'une voie est ON ainsi que l'effet réfléchitif au niveau de la voie OFF.

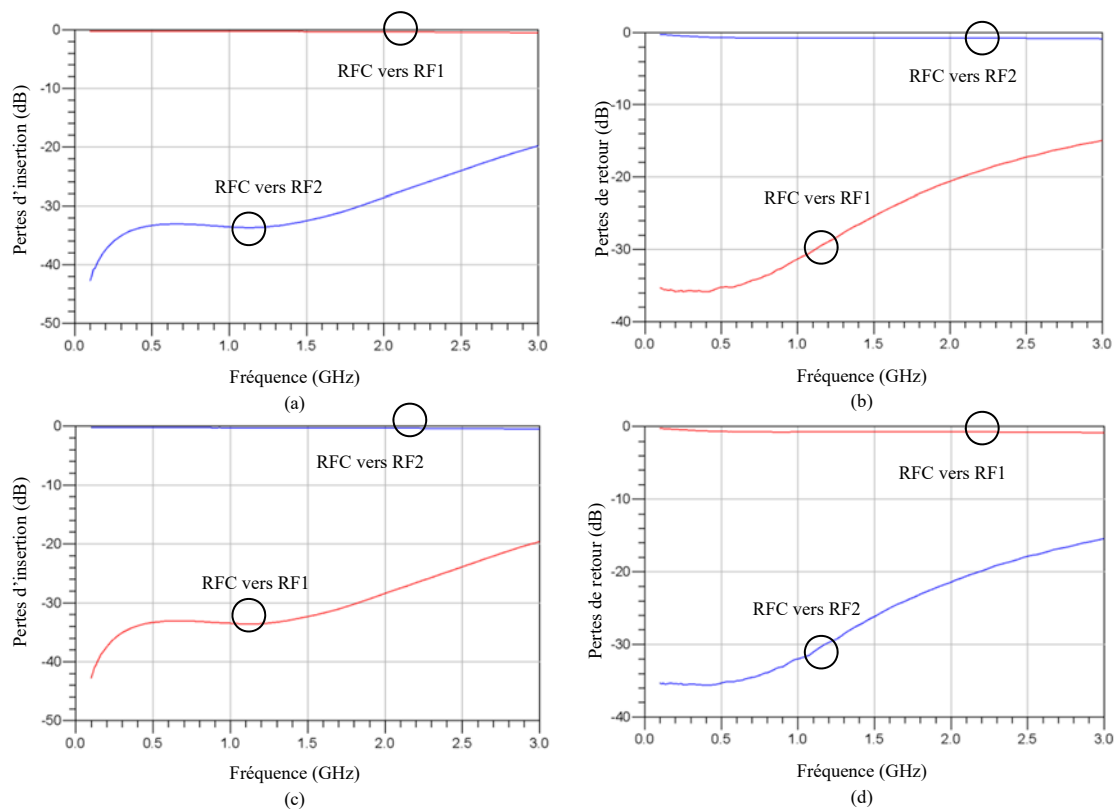


Figure 3-38 : Paramètres S du switch HMC545A, (a) cas – pertes d'insertion, (b) cas RF1 – réflexion, (c) cas RF2 – pertes d'insertion, (d) cas RF2 – réflexion

Le temps de propagation de groupe du commutateur est représenté Figure 3-39.

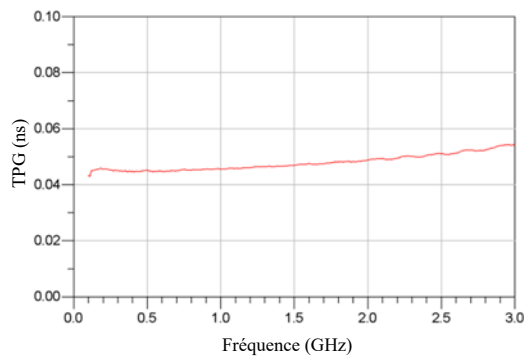


Figure 3-39 : Temps de propagation de groupe du commutateur HMC545A

### 3.6.4 Prototypage

Afin de pouvoir dimensionner au mieux les différents blocs retard et ainsi couvrir la gamme de distance dans son intégralité, il est nécessaire de connaître l'influence des commutateurs et des lignes d'accès  $50\Omega$ , concernant le temps de propagation de groupe. Le composant HMC545A génère un TPG de l'ordre de 46 ps dû aux paramètres intrinsèques du switch, sur la bande de fréquence 0,95 – 1,75 GHz. Il est donc indispensable de déterminer le temps de propagation du switch en prenant en compte les lignes d'accès 50 ohms. Afin de caractériser et de tester le commutateur, des prototypes de test ont été réalisés et sont actuellement en phase de fabrication. La Figure 3-40 représente le masque du PCB de test.

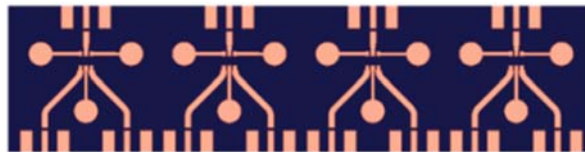
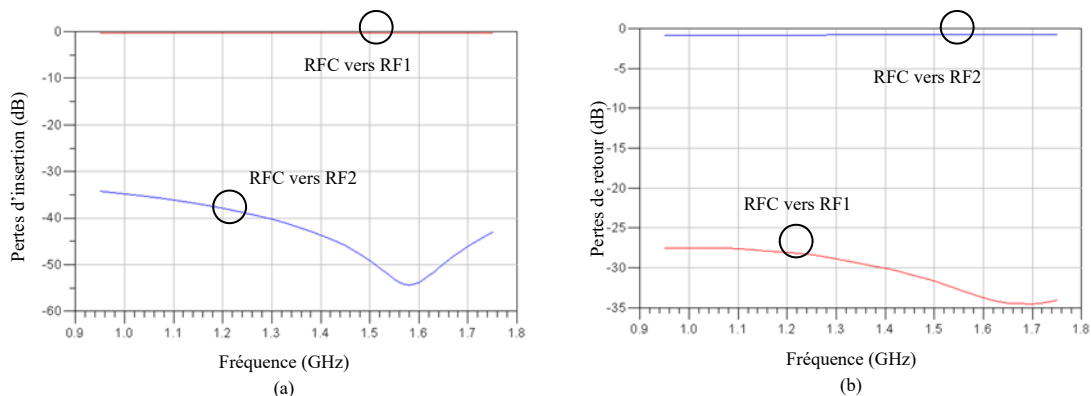


Figure 3-40 : Prototypes des commutateurs HMC545A

Des co-simulations ont été réalisées avec le logiciel de simulation 2,5D Momentum afin de prendre en compte les paramètres S du commutateur ainsi que les lignes d'accès  $50\Omega$ . Les résultats de la co-simulation sont présentés Figure 3-41.



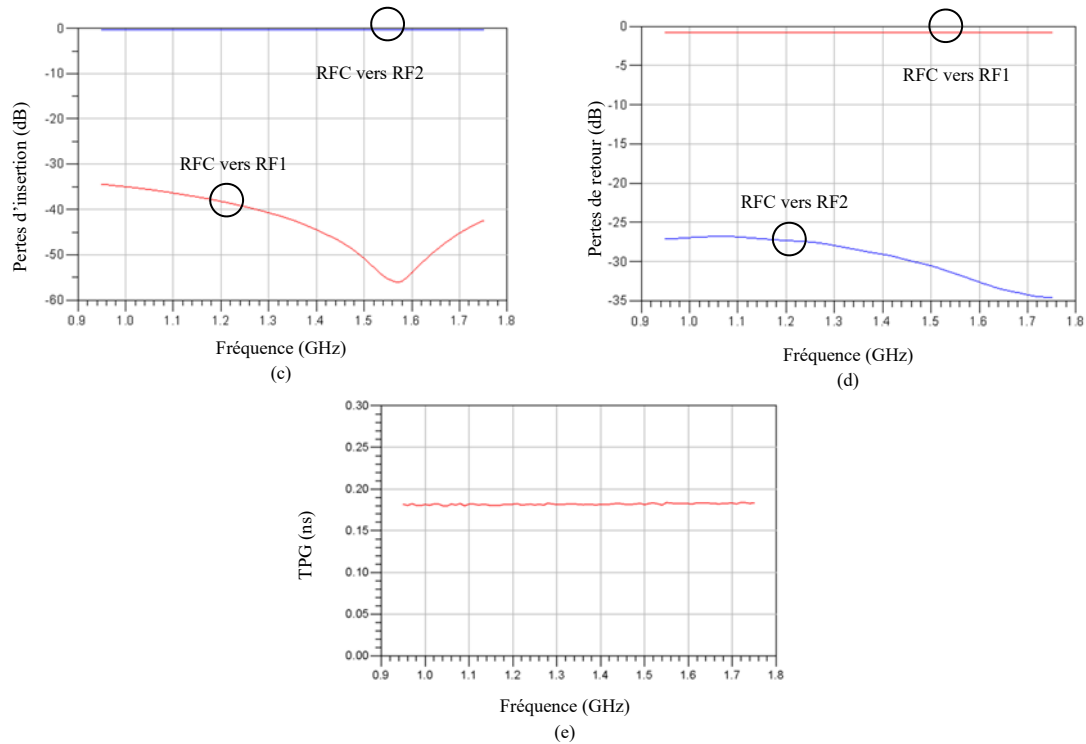


Figure 3-41 : Simulations électromagnétiques, (a) cas RF1 – pertes d’insertion, (b) cas RF1 - réflexion, (c) cas RF2 – pertes d’insertion, (d) cas RF2 - réflexion, (e) TPG

Les résultats de la simulation seront intégrés au design de manière à prendre en compte le TPG ainsi que les pertes d’insertion de chaque circuit de commutation pour le dimensionnement des différents blocs retard. On obtient pour les différentes voies d’accès un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -25 dB et des pertes d’insertion de l’ordre de 0,3 dB sur l’ensemble de la bande de fréquence. Le TPG résultant sera de l’ordre de 180 ps (correspondant à une distance de 2,7 cm).

### 3.7 Blocs retard

Chaque technologie utilisée présente des paramètres S différents, dus notamment aux paramètres intrinsèques des composants, des technologies utilisés ou bien aux phénomènes physiques propres aux types de lignes à retard. En fonction des différents blocs retards qui seront commutés, il sera important de contrôler l’intégrité du signal, notamment en compensant et en égalisant les pertes d’insertion de chaque bloc. De plus, les blocs retards seront dimensionnés dans le but d’optimiser le facteur de bruit.

Chaque bloc comportera un circuit d’égalisation des pertes d’insertion ainsi qu’un ou plusieurs amplificateurs faibles bruit (LNA) en fonction des pertes liées à la technologie utilisée. L’ondulation du paramètre de transmission doit être la plus faible possible. Deux commutateurs de type SPDT permettront de commuter entre l’élément retard et la voie court-circuitée. La Figure 3-42 illustre un exemple de bloc retard.

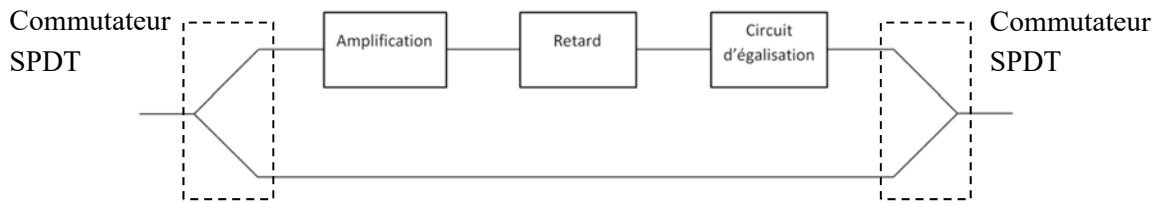


Figure 3-42 : Exemple d'un bloc retard

Les éléments d'amplification et d'égalisation seront donc à dimensionner en fonction de chaque bloc retard.

### 3.7.1 Topologie d'égalisation large-bande

#### 3.7.1.1 Circuit d'égalisation

Le radar module sur une large bande de fréquence pouvant aller jusqu'à 800 MHz, il est important d'obtenir pour l'ensemble de la ligne à retard un paramètre  $S_{21}$  avec une bonne platitude et la plus faible ondulation possible. Pour cela, chaque bloc retard sera conçu de manière à avoir une bonne platitude du paramètre en transmission. Pour certaines technologies choisies comme les lignes à retard LTCC, les pertes d'insertion augmentent de manière proportionnelle en fonction de la fréquence à l'image des câbles coaxiaux. Il est donc nécessaire d'introduire un circuit d'égalisation afin de « redresser » la pente du signal.

On retrouve dans la littérature différents types d'égaliseurs. Ils peuvent être fixes ou variables suivant l'application visée et permettent d'introduire une pente négative dans le montage. On retrouve des circuits packagés composés soit i) d'un atténuateur fixe ainsi que d'un filtre pour les égaliseurs fixes soit ii) composé d'un atténuateur variable contrôlé en tension ainsi que d'un filtre pour les égaliseurs variables. Les deux types d'égaliseurs sont décrits ci-dessous Figure 3-43.

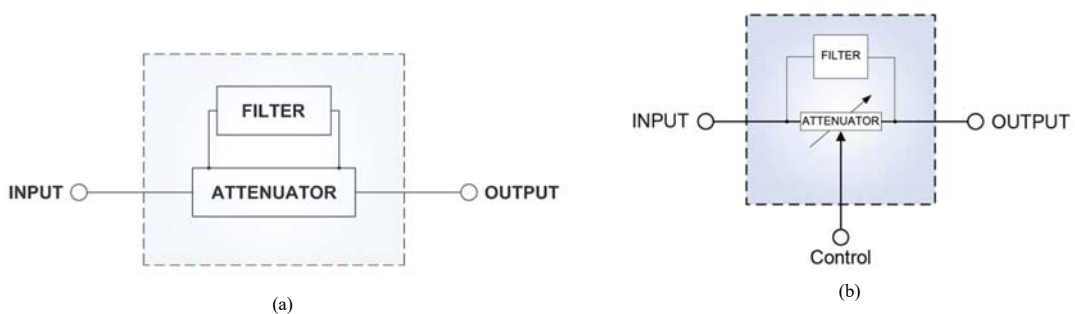


Figure 3-43 : Diagrammes fonctionnels, (a) égaliseur fixe, (b) égaliseur variable

La Figure 3-44 illustre les pertes d'insertion pour un égaliseur fixe (« ZEQ-3-222+ » [70]) et un égaliseur variable (« VAEQ-2150+ » [71]) proposant une pente contrôlable en tension, tous deux disponibles à l'achat. Le VAEQ-2150+ propose une variation intéressante de la pente du gain, cependant, il ne permettra pas de couvrir la totalité des pentes générées par les différentes lignes à retard.

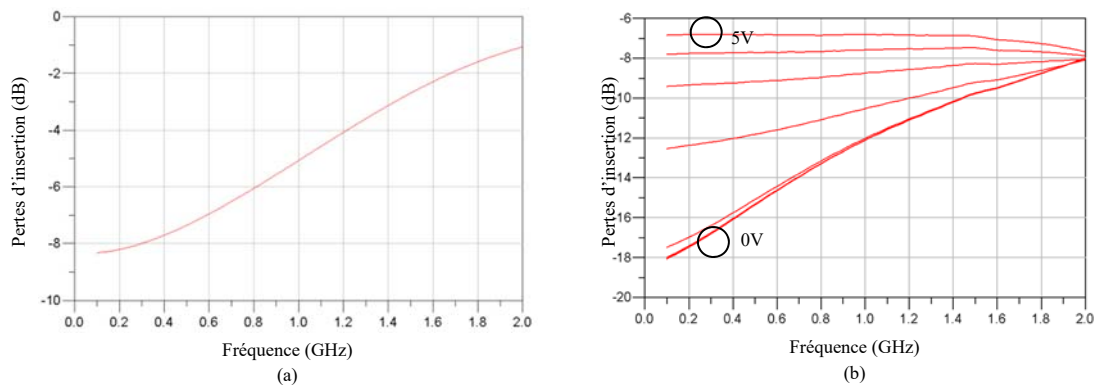


Figure 3-44 : Paramètres  $S_{21}$ , (a) égaliseur fixe, (b) égaliseur variable contrôlé en tension

Dans un souci de simplicité, l'idéal serait d'utiliser une même topologie d'égalisation qui disposerait d'une flexibilité suffisante afin de pouvoir égaliser les paramètres  $S_{21}$  des différents blocs retards.

### 3.7.1.2 Topologies d'égalisation

Différentes topologies ont été simulées [72], [73], Figure 3-45. Les principaux critères de choix de la structure seront la largeur de la bande de fréquence, les pertes d'insertion générées ainsi que la flexibilité de la topologie.

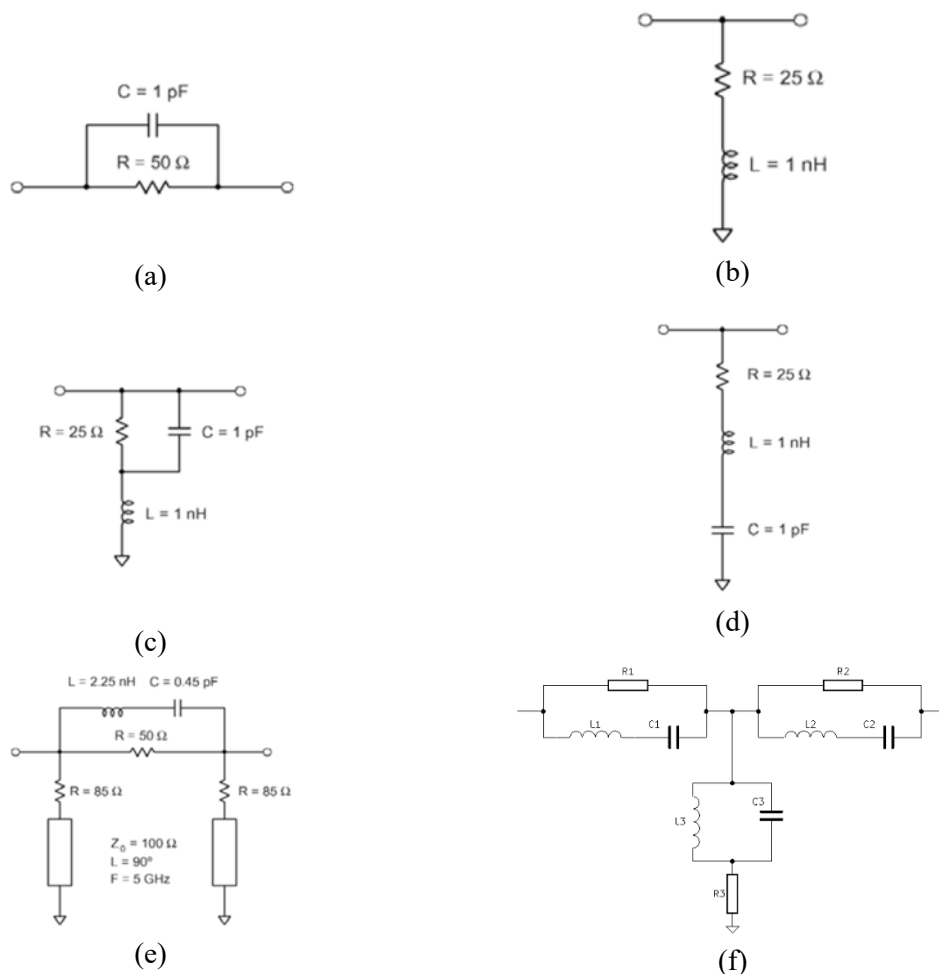


Figure 3-45 : Topologies d'égalisation

Chaque circuit a été optimisé avec les mêmes fonctions « objectifs » de manière à obtenir la pente la plus importante sur la bande de fréquence 0,5 – 2 GHz. Les pertes d'insertion des circuits simulés sont représentées Figure 3-46.

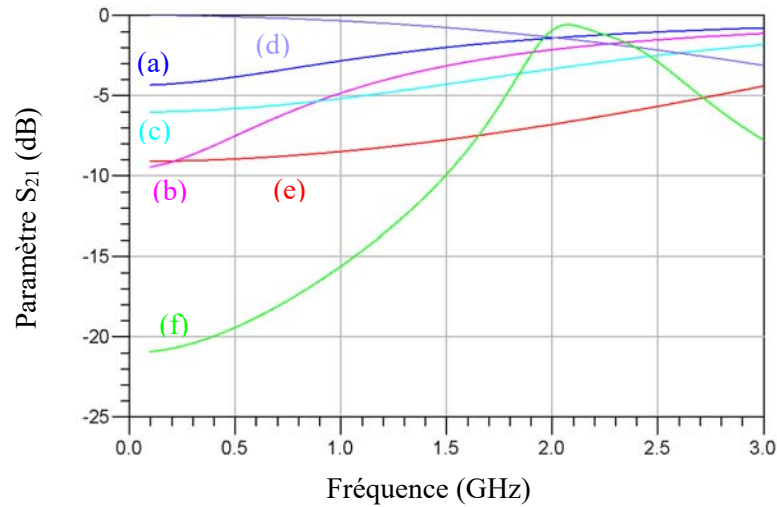


Figure 3-46 : Paramètres  $S_{21}$  des différentes topologies d'égaliseurs

Les simulations précédentes montrent que la topologie (f) permet d'obtenir la pente la plus importante sur la bande de fréquence visée. Dans la partie suivante, nous allons étudier la plage de variation de la pente du gain. Afin d'être retenue, la topologie doit en effet permettre une forte excursion de la pente.

### 3.7.1.3 Choix de la topologie et optimisation

Après plusieurs simulations et optimisations comparatives, la solution retenue est d'utiliser la topologie (f) dénommée filtre de type non-réfléctif [74]. La Figure 3-47 illustre le circuit retenu.

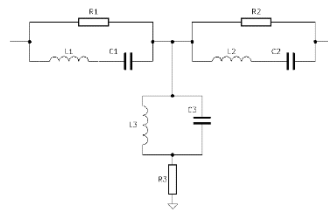


Figure 3-47 : Circuit d'égalisation, filtre de type non-réfléctif

L'énergie est directement atténuée dans les résistances et n'est pas réfléchiée vers la source. De plus, cette topologie offre l'avantage d'obtenir des pentes relativement importantes et une flexibilité intéressante dans la génération de celles-ci. Après optimisation, il est possible d'égaliser des courbes de gain présentant des pentes différentes. Les Figure 3-48 représentent les pertes de conversion des composants LTCC présentant des pentes différentes (a), les paramètres  $S_{21}$  du circuit d'égalisation dimensionné en fonction des pentes à égaliser (b), puis pour finir les paramètres en transmission en sortie des blocs retard après égalisation (c).

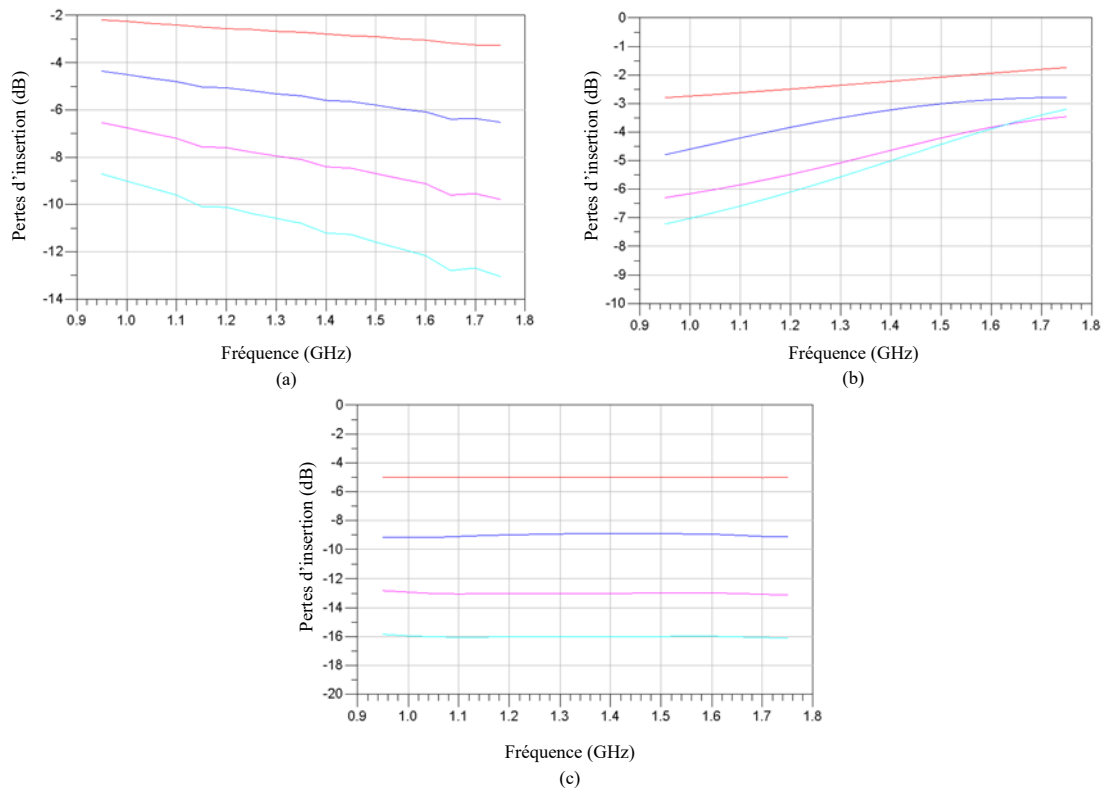


Figure 3-48 : Paramètres  $S_{21}$ , (a) des circuits à égaliser, (b) des circuits d'égalisation, (c) après égalisation

On retrouve bien un signal égalisé présentant une faible ondulation du paramètre  $S_{21}$  après égalisation. Cependant, comme décrit précédemment, un égaliseur agit également comme un atténuateur. Il sera donc nécessaire d'amplifier le signal afin d'obtenir un gain de 0 dB.

### 3.7.2 Amplification

Des étages d'amplification sont nécessaires afin de permettre la compensation des pertes d'insertion dans les différents blocs retard. Des amplificateurs faible bruit sont utilisés. Les paramètres principaux des LNA sont le facteur de bruit, l'adaptation entrée/sortie, le gain et la platitude. Ils vont permettre ici d'assurer l'amplification du signal sans dégrader le facteur de bruit. Des amplificateurs commerciaux ont été étudiés et caractérisés. Analog Devices en propose un large choix. Les critères de choix seront le facteur de bruit, le gain proposé, la consommation en courant, le coût ainsi que les dimensions du boîtier. Le Tableau 30 décrit les caractéristiques d'un amplificateur faible bruit étudié (ADL5611 de chez Analog devices) qui sera intégré dans les futurs designs.

Tableau 30 : Caractéristiques techniques de l'amplificateur ADL5611

Paramètres	Unités	Fréquences	Min	Typ	Max
Gain	dB	0,35 GHz	20,4	22	22,4
		1,9 GHz		21,4	
		2,14 GHz		21	
		4 GHz		20	
		5,8 GHz		14,3	
Pertes en retour	dB	0,35 GHz		-10,6	
		1,9 GHz		-11,4	
		2,14 GHz		-11,1	
		4 GHz		-11,5	
		5,8 GHz		-15,6	

<b>Facteur de bruit</b>	dB	0,35 GHz	2,4	
		1,9 GHz	2,4	
		2,14 GHz	2,6	
		4 GHz	3,2	
		5,8 GHz	6	
<b>Alimentation</b>	V		5	
<b>Dimensions / package</b>	mm x mm		4,5 x 5 / SOT-89	

Les paramètres S fournis par le fabricant Analog Devices ont été intégrés aux simulations afin de valider le composant. Les paramètres en réflexion et en transmission sont représentés Figure 3-49.

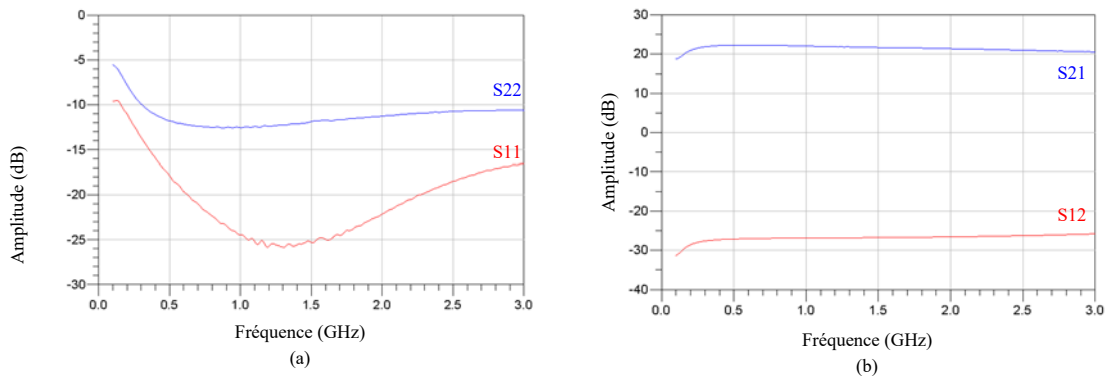


Figure 3-49 : Amplificateur ADL5611, (a) mesures en réflexion, (b) mesures en transmission

La Figure 3-50 illustre les paramètres  $S_{21}$  d'un bloc retard (2 m) utilisant des composants LTCC. Le bloc sera développé plus en détail dans la suite de l'étude. On retrouve les pertes d'insertion liées au composant proposant le retard, les pertes liées au circuit d'égalisation puis pour finir, le paramètre  $S_{21}$  après égalisation et compensation des pertes d'insertion. On retrouve bien un signal présentant un gain de 0 dB avec une faible ondulation, le circuit d'égalisation ayant été ré-optimisé afin de tenir compte de la présence de l'amplificateur faible bruit.

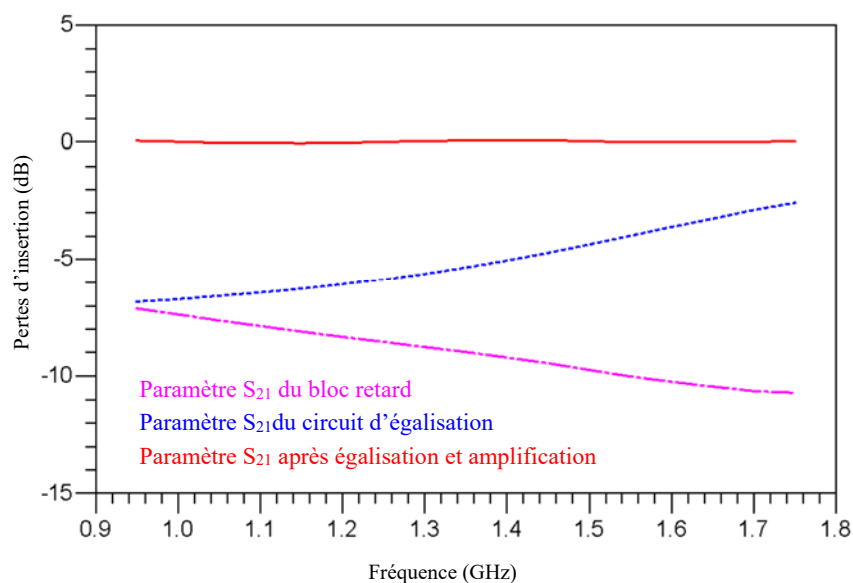


Figure 3-50 : Simulation des paramètres S d'un élément de retard avant/après égalisation



### 3.7.3 Design des blocs retards

Chaque bloc doit donc être dimensionné de manière à préserver l'intégrité du signal. La Figure 3-51 représente les différents blocs retard. On y retrouve les différents blocs retards utilisés. Quatre blocs permettant la simulation d'une distance de 0,2 m sont insérés afin de pouvoir couvrir l'ensemble de la plage de distance avec la résolution souhaitée (20 cm). Pour chaque simulation de retard, 26 commutateurs seront systématiquement présents en série.

Afin de prendre en compte les pertes d'insertion introduites par ces commutateurs, un bloc supplémentaire est ajouté en fin de chaîne. Il permet l'égalisation ainsi que l'amplification des pertes des commutateurs RF. Ces composants disposant également d'une contribution concernant le temps de propagation de groupe (composants et lignes d'accès micro-rubans), il est important de définir le retard minimum qui sera généré par la ligne à retard. Du fait de l'influence de ces 26 commutateurs, la distance minimale de la ligne à retard sera de 1 m (6,67 ns).

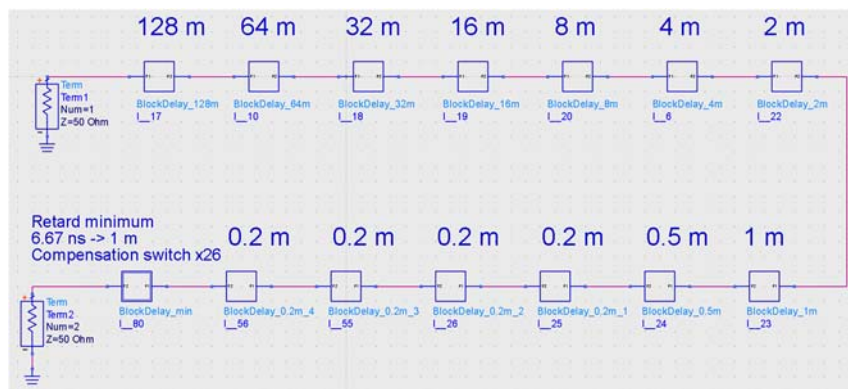


Figure 3-51 : Design des blocs retard

#### 3.7.3.1 Simulation des faibles distances

Les PCBs conçus pour les lignes à retard LTCC sont réalisés sur un substrat RF Rogers 4350B, avec une constante diélectrique  $\epsilon_r$  de 3,66 ainsi qu'une tangente de perte de 0,0031. Le choix du substrat a été défini afin d'homogénéiser les différents PCBs qui seront utilisés. Des prototypes de lignes à retard LTCC ont été réalisés puis caractérisés séparément de manière à pouvoir intégrer les paramètres S mesurés à la simulation.

##### 3.7.3.1.1 Bloc retard - 0,2 m

La ligne à retard développée aura une résolution de 20 cm, cela équivaut à un retard de 1,3 ns. Le retard sera généré en utilisant une ligne à retard en technologie LTCC (1 ns) cascadée par un retard de 0,3 ns générée par un filtre passe-bas localisé. Le filtre passe-bas permet ici une grande flexibilité dans la réalisation des très faibles retards. Un circuit d'égalisation est ensuite dimensionné afin d'avoir un gain avec la meilleure platitude. La Figure 3-52 illustre le synoptique détaillé du bloc.

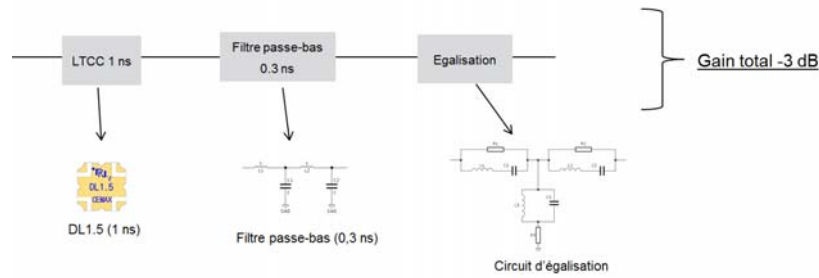


Figure 3-52 : Simulation du bloc retard 0,2 m - synoptique

La Figure 3-53 représente la co-simulation du bloc retard permettant la simulation de la distance 0,2 m. Les pertes d'insertion obtenues étant relativement faibles (3 dB), il a été choisi de ne pas les compenser afin de ne pas dégrader le facteur de bruit. On retrouve une faible ondulation du paramètre en transmission ( $< 0,4$  dB) ainsi qu'en TPG ( $< 300$  ps). Le paramètre  $S_{11}$  est quant à lui inférieur à -10 dB.

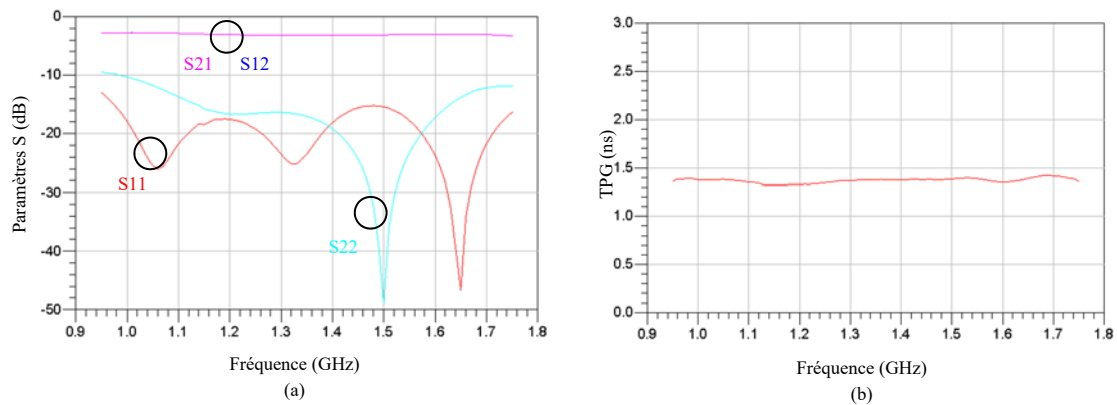


Figure 3-53: Simulation du bloc retard 0,2 m, (a) Paramètres S, (b) TPG

Un exemple de PCB du bloc retard 0,2 m est représenté Figure 3-54.

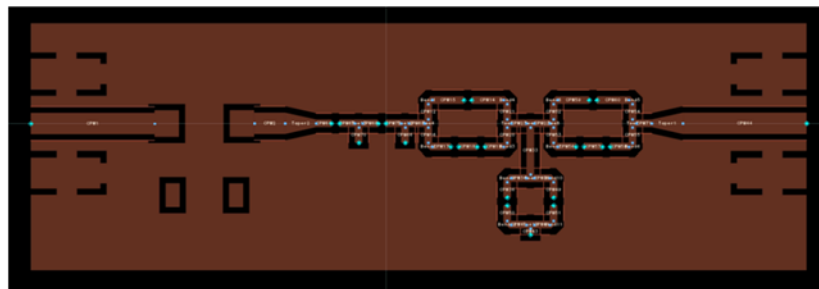


Figure 3-54 : PCB du bloc retard 0,2 m

### 3.7.3.1.2 Bloc retard - 0,5 m

La simulation d'une distance de 50 cm (3,3 ns) sera réalisée en cumulant deux retards de 1 et de 2 ns en technologie LTCC également. Un amplificateur faible bruit sera placé en début de circuit afin de compenser les pertes d'insertion induites par les lignes à retard. Un circuit d'égalisation assurera en fin de ligne le redressement du signal. Les longueurs de lignes inter-composants seront dimensionnées en fonction du TPG de l'amplificateur et du circuit d'égalisation utilisé, de manière à obtenir le retard souhaité avec précision. Le synoptique du bloc retard est détaillé Figure 3-55.

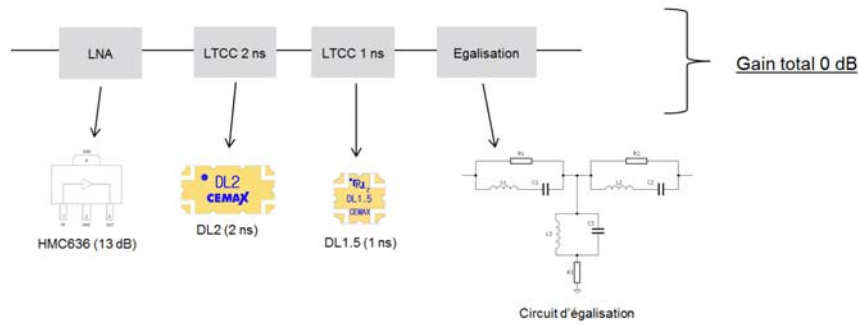


Figure 3-55 : Simulation du bloc retard 0,5 m - synoptique

Les résultats de la co-simulation du bloc retard sont donnés Figure 3-56. On obtient bien sur l'ensemble de la bande de fréquence, un signal compensé et égalisé, avec un gain de 0 dB ainsi qu'une faible ondulation ( $< 0,4$  dB). Le TPG généré est d'environ 3,4 ns (ondulation  $< 300$  ps). Les pertes en retour sont environ égales à -10 dB. L'amplificateur permet d'avoir une bonne isolation ( $S_{12} < -30$  dB).

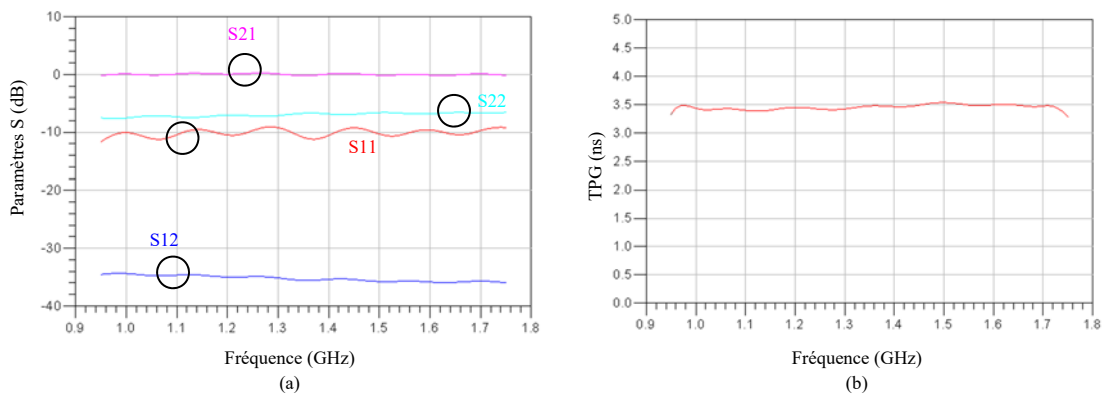


Figure 3-56 : Simulation du bloc retard 0,5 m, (a) Paramètres S, (b) TPG

### 3.7.3.1.3 Bloc retard - 1 m

Simuler une distance de 1 m nécessite la génération d'un retard de 6,67 ns. La structure du bloc sera composée de trois lignes à retard LTCC, générant des délais de 4 ns, 2 ns et 0,5 ns. Un amplificateur faible bruit sera également placé en début de chaîne. Un circuit d'égalisation optimisé permettra de d'égaliser la pente du gain du bloc retard et d'atténuer le signal afin d'obtenir un gain de 0 dB. La structure est développée Figure 3-57.

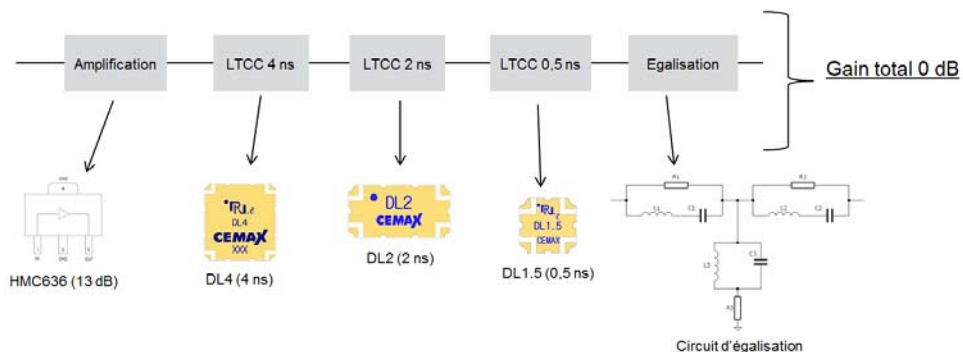


Figure 3-57 : Simulation du bloc retard 1 m - synoptique

La Figure 3-58 illustre les simulations réalisées avec les logiciels ADS et Momentum. On retrouve là encore un gain de 0 dB avec une ondulation en transmission inférieure à 0,6 dB. Le TPG ainsi généré de 3,4 ns présente une ondulation inférieure à 400 ns. L'isolation est meilleure que 30 dB, et le paramètre de réflexion inférieur à -10 dB.

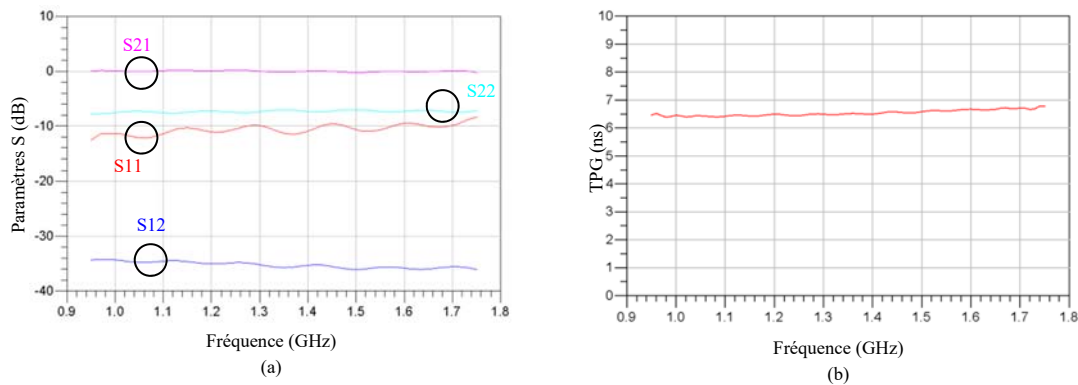


Figure 3-58 : Simulation du bloc retard 1 m, (a) Paramètres S, (b) TPG

#### 3.7.3.1.4 Bloc retard - 2 m

Simuler une distance de 2 m revient à générer un retard de 13,3 ns. Deux possibilités étaient possibles quant à la réalisation du retard. L'utilisation de composants en technologie LTCC ou bien l'utilisation de fibres optiques. La première solution revient à un coût plus bas, cependant, il est nécessaire de cascader plusieurs lignes à retard LTCC. Les pertes d'insertion ainsi générées ne sont pas négligeables et nécessitent l'ajout d'un étage d'amplification et d'égalisation de la pente du paramètre en transmission. La structure du bloc retard est détaillé Figure 3-59. Un amplificateur faible bruit (HMC636 de chez Analog Devices) est introduit en début de chaîne. Trois lignes à retard de 4 ns ainsi qu'une autre de 1 ns sont utilisées. Un filtre passe-bas est utilisé afin d'ajuster le temps de propagation de groupe à générer. Le circuit d'égalisation est ensuite introduit dans le design.

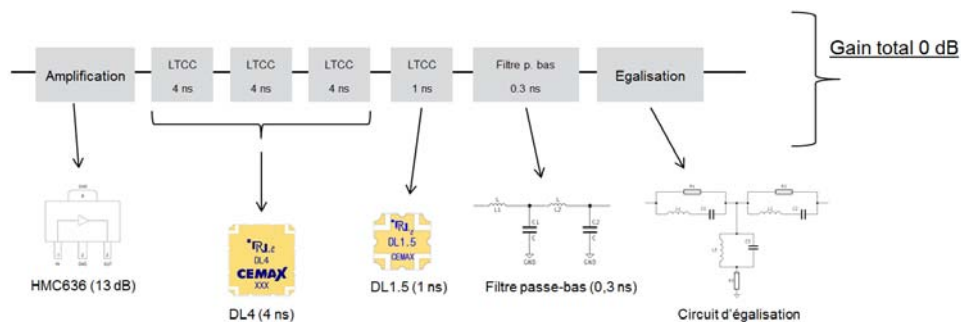


Figure 3-59 : Simulation du bloc retard 2 m - synoptique

La Figure 3-60 récapitule les simulations du bloc retard permettant de simuler une distance de 2 m. On retrouve bien des pertes d'insertion nulles avec une faible ondulation ( $< 0,8$  dB) sur l'ensemble de la bande de fréquence. L'amplificateur assure une forte isolation ( $S_{12} < -30$  dB). Le TPG de 13,3 ns généré dispose également d'une faible ondulation ( $< 400$  ps) et affiche une bonne platitude.

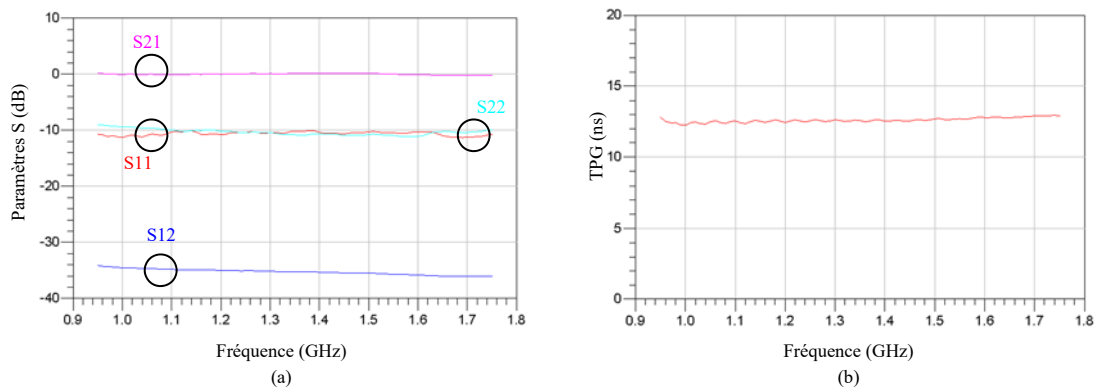


Figure 3-60 : Simulation du bloc retard 2 m, (a) Paramètres S, (b) TPG

### 3.7.3.1.5 Bloc retard – distance minimum

Le bloc doit permettre la simulation de la distance minimale de la ligne à retard liée à la présence des 26 commutateurs, soit 1 m (6,67 ns). Il permet également de prendre en compte les pertes d'insertion générées par les différents switches utilisés et de corriger la pente du signal de nouveau via un circuit d'égalisation. La Figure 3-61 détaille le bloc retard.

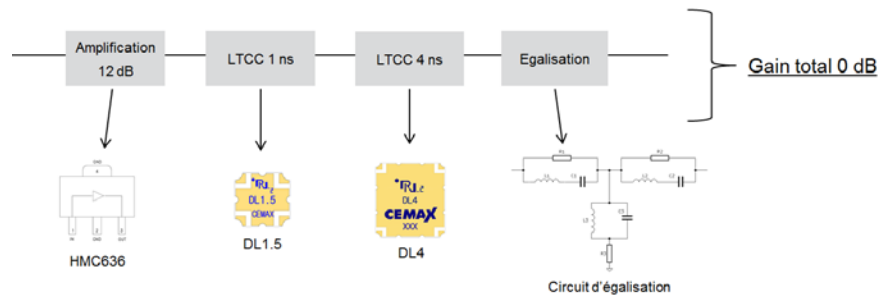


Figure 3-61 : Simulation du retard minimum - synoptique

Les simulations des paramètres S et du TPG sont représentées Figure 3-62. On retrouve bien un gain de 0 dB avec une bonne platitude en transmission ainsi qu'une bonne adaptation ( $S_{11} < -15$  dB). Le TPG est lui constant à 6,67 ns (1 m) sur l'ensemble de la bande de fréquence.

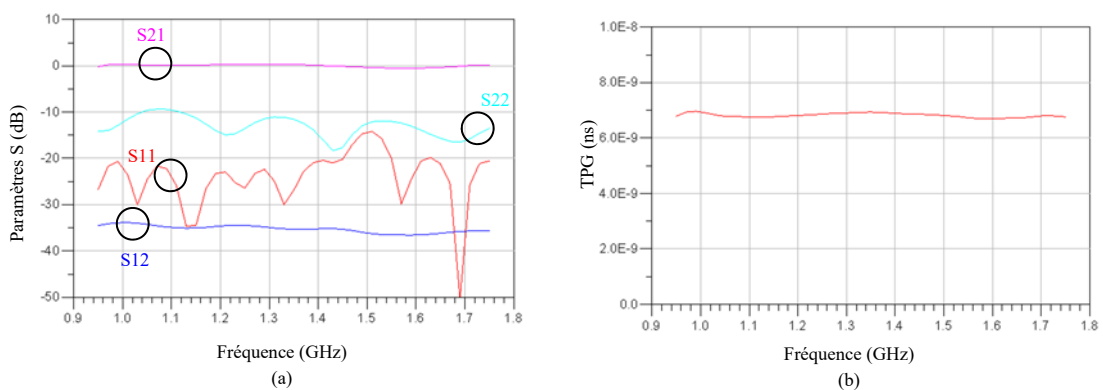


Figure 3-62 : Simulation du bloc retard minimum, (a) Paramètres S, (b) TPG

### 3.7.3.2 Simulation des distances intermédiaires

L'étude concernant les différentes technologies permettant la simulation de retards a permis de mettre en avant l'utilisation de fibres optiques pour la génération des retards intermédiaires non réalisables via des lignes à retard LTCC ou des filtres à ondes acoustiques.

#### 3.7.3.2.1 Bloc retard - 4 m, 8 m

Le transmetteur AFBR-1310 ainsi que le récepteur AFBR-2310 ont été intégrés sur un même PCB de manière à limiter l'encombrement total. Par rapport au PCB d'évaluation, le PCB a été entièrement retravaillé pour être réalisé sur un substrat époxy FR4. Le module d'émission/réception est représenté Figure 3-63.

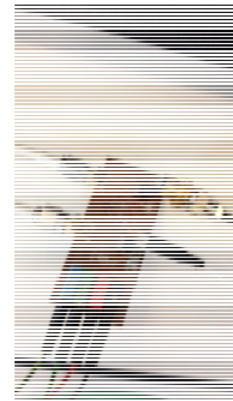
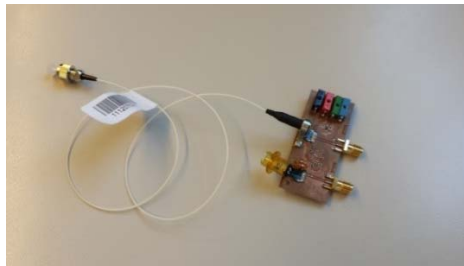
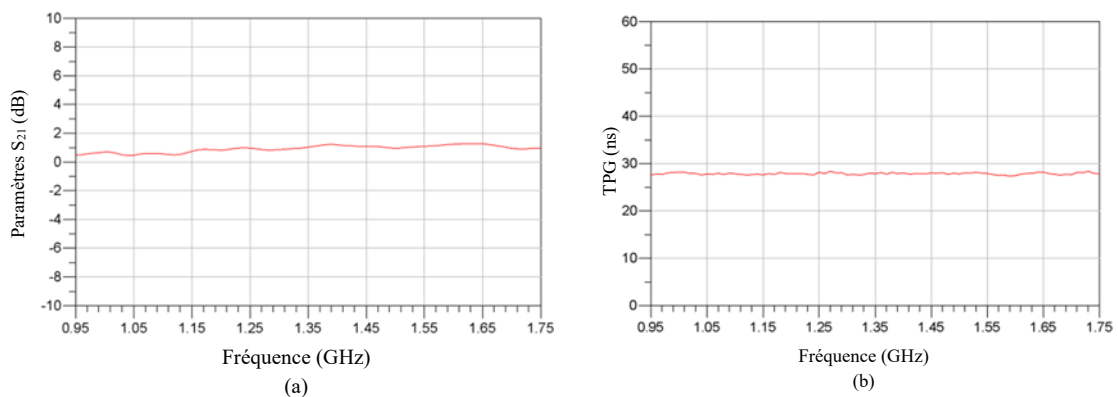


Figure 3-63 : PCB conversion RF - optique, optique - RF

Le PCB de test a été testé et caractérisé pour deux longueurs de fibres optiques (4 et 8 m), afin de valider le prototype réalisé. Les résultats de mesures seront par la suite intégrés aux simulations globales. La Figure 3-64 représente les paramètres en transmission ainsi que le TPG. Pour les deux fibres, on retrouve un gain proche de 0 dB. On mesure un TPG de 27 ns (4 m) et de 53 ns (8 m) sur l'intégralité de la bande de fréquence. Les bonnes performances du prototype permettent aisément d'envisager l'utilisation de la technologie optique pour la réalisation de la ligne à retard.



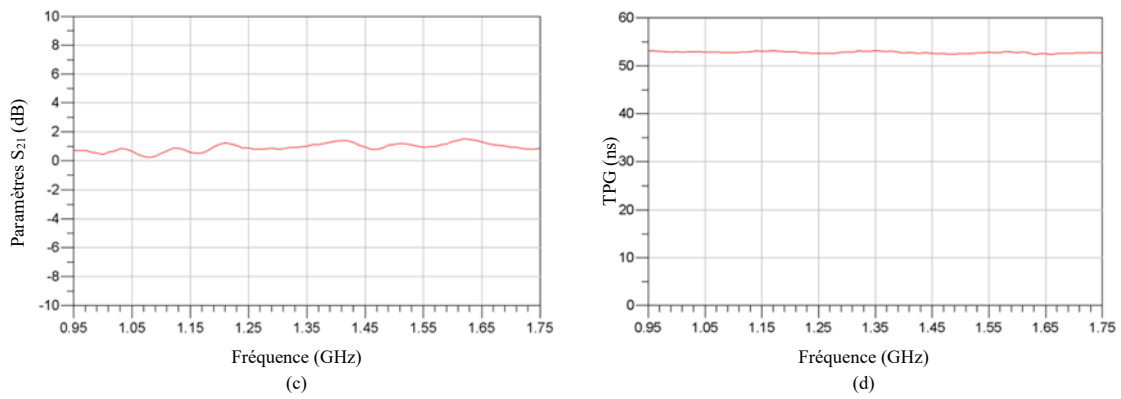


Figure 3-64 : Ligne à retard optique, (a) Fibre 4 m - Paramètres  $S_{21}$ , (b) Fibre 4 m - TPG, (c) Fibre 8 m - Paramètres  $S_{21}$ , (d) Fibre 8 m - TPG

### 3.7.3.3 Simulation des longues distances

Suite aux résultats encourageants des filtres à ondes acoustiques, notamment en termes de dimensions et de retards générés, de nouveaux designs ont été réalisés. Sur la base du composant M383-1350M1 précédemment testé, il est possible de développer de nouveaux retards compris entre 80 et 800 ns sans changer la topologie de la ligne à retard, c'est-à-dire en gardant la fréquence centrale de 1,35 GHz ainsi que la bande-passante de 800 MHz. Des retards permettant de simuler des distances de 16, 32 et 64 m (correspondant respectivement à des retards de 106, 213 et 426 ns) ont été développés par l'entreprise Microsaw [49]. Les filtres SAW ont été montés sur des PCB d'évaluation afin d'être testés puis validés. Les lignes à retard sont caractérisées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel Rohde & Schwarz ZVA24. Les paramètres S mesurés seront ajoutés aux simulations. Une partie compensation des pertes d'insertion et égalisation de la pente en transmission sera ensuite mise en place, le but étant de compenser tout ou partie des pertes induites.

#### 3.7.3.3.1 Bloc retard - 16 m

Afin de simuler une distance de 16 m, un retard de 106 ns est nécessaire. Dans un premier temps, la ligne à retard est caractérisée. La Figure 3-65 représente le filtre SAW permettant la simulation de la distance 16 m, ainsi que les dimensions du boîtier.

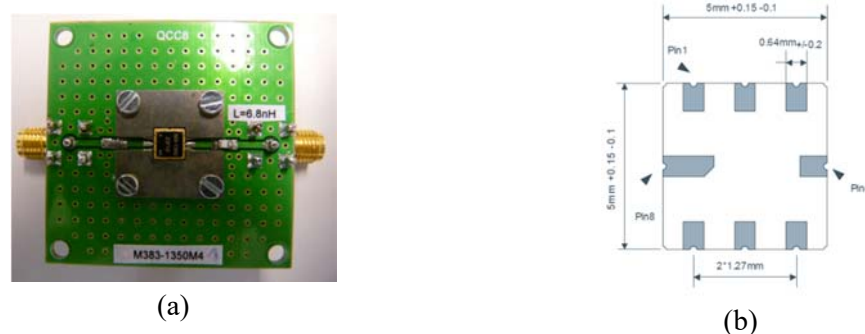


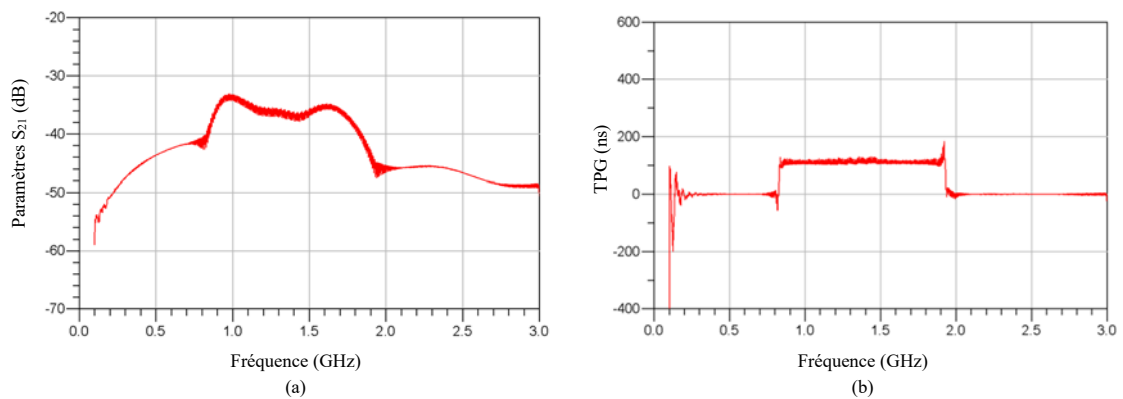
Figure 3-65 : Ligne à retard SAW de 16 m - Filtre SAW M383-1350M4, (a) PCB de test, (b) package

Les spécifications de la ligne à retard fournies par le constructeur sont décrites Tableau 31. La ligne à retard dispose d'une bande-passante supérieure à 800 MHz (bande-passante relative : 65%) centrée sur 1.327 GHz. Le TPG généré est de 110 ns.

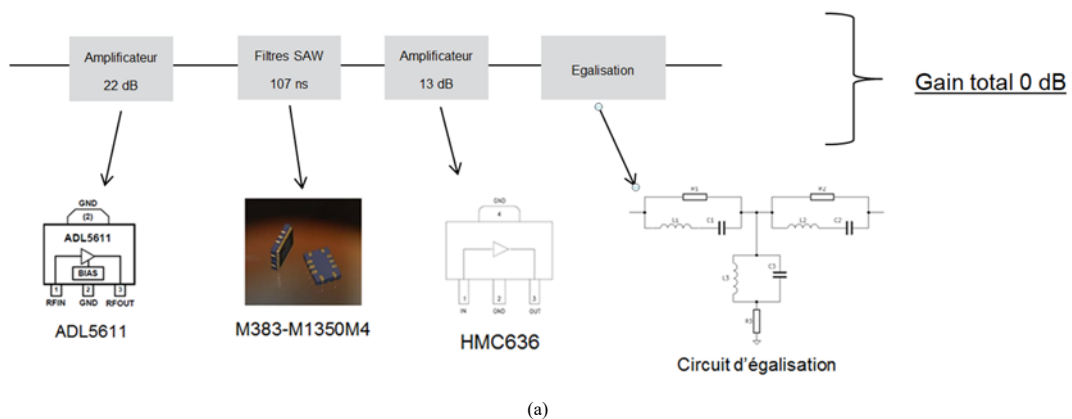
Tableau 31 : Spécifications - M383-1350M4

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz	1320	1327,5	1380
Pertes d'insertion	dB		33,3	
Bande-passante	MHz		877,5	
Bande-passante relative	%		65	
TPG	ns		110	

Les mesures en transmission et du TPG sont présentées Figure 3-66.

Figure 3-66 : Lignes à retard SAW de 16 m - (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

On retrouve des pertes d'insertion relativement élevées ( $< -30$  dB) ainsi qu'une mauvaise platitude du paramètre en transmission ( $> 5$  dB). Les pertes d'insertion devront obligatoirement être compensées et égalisées. Après amplification et égalisation des pertes via la topologie proposée préalablement, on obtient les résultats présentés Figure 3-67. On retrouve un gain d'environ 0 dB. Il n'est pas possible d'obtenir un gain en dB parfaitement nul sur toute la bande de fréquence à cause des paramètres intrinsèques du filtre. On retrouve également un TPG égal à 107 ns. Ces simulations, incluant les résultats de mesures, montrent le principal inconvénient du filtre SAW, *i.e.* d'induire de fortes pertes d'insertion non constante en fonction de la fréquence, peut être résolu. Les autres designs de blocs retard à base de filtres SAW seront traités de la même manière.





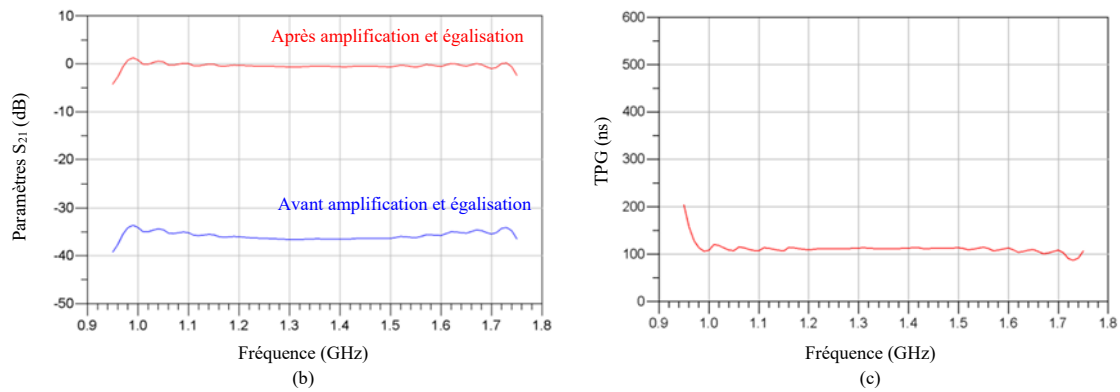


Figure 3-67 : Ligne à retard SAW de 16 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre S<sub>21</sub>, avant/après égalisation et amplification, (c) TPG

### 3.7.3.3.2 Bloc retard - 32 m

Simuler une distance de 32 m revient à générer un délai de 213 ns. La ligne à retard montée sur un PCB d'évaluation ainsi que les dimensions (en mm) du composant sont représentées Figure 3-68.

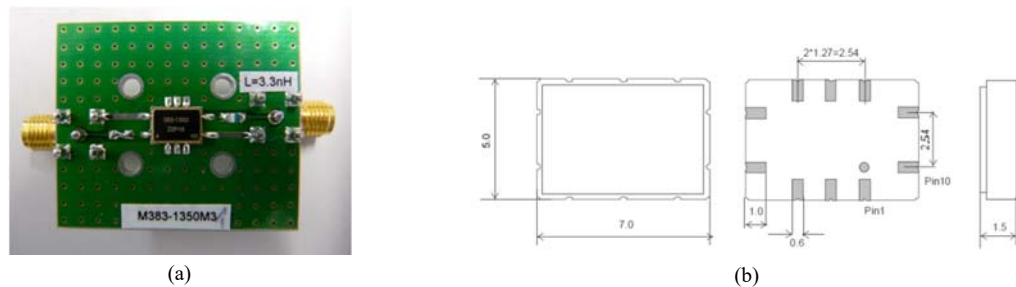


Figure 3-68 : Ligne à retard SAW de 32 m – Filtre SAW M383-1350M3, (a) PCB de test, (b) package

Le Tableau 32 récapitule les données techniques de ce filtre SAW. Le filtre est centré sur 1,348 GHz et dispose d'une bande-passante de 895 MHz (bande-passante relative : 66,3%). Le délai de 213 ns induit par la ligne à retard correspond bien à une distance simulée de 32 m.

Tableau 32 : Spécifications - M383-1350M3

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz	1340	1348,75	1360
Pertes d'insertion	dB		29,42	
Bande-passante	MHz		895	
Bande-passante relative	%		66,3	
TPG	ns		213	

La Figure 3-69 représente le paramètre S<sub>21</sub> mesuré ainsi que le TPG du filtre SAW permettant un retard de 213 ns. On relève des pertes d'insertion de l'ordre de -30 dB ainsi qu'un TPG constant sur la bande de fréquence souhaitée 0,95 – 1,75 GHz.

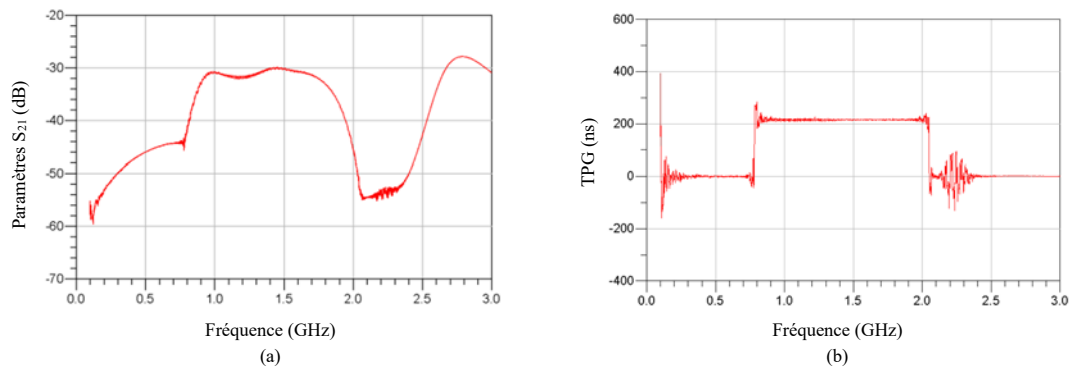


Figure 3-69 : Ligne à retard SAW de 32 m - (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

La Figure 3-70 illustre en détail la composition du bloc retard et récapitule les mesures en transmission ainsi que celles du TPG après compensation et égalisation du paramètre  $S_{21}$ . Les pertes sont entièrement compensées sur l'ensemble de la bande de fréquence. On n'observe pas d'influence notable sur le TPG, la variation y est minimale, celle-ci reste stable à 213 ns.

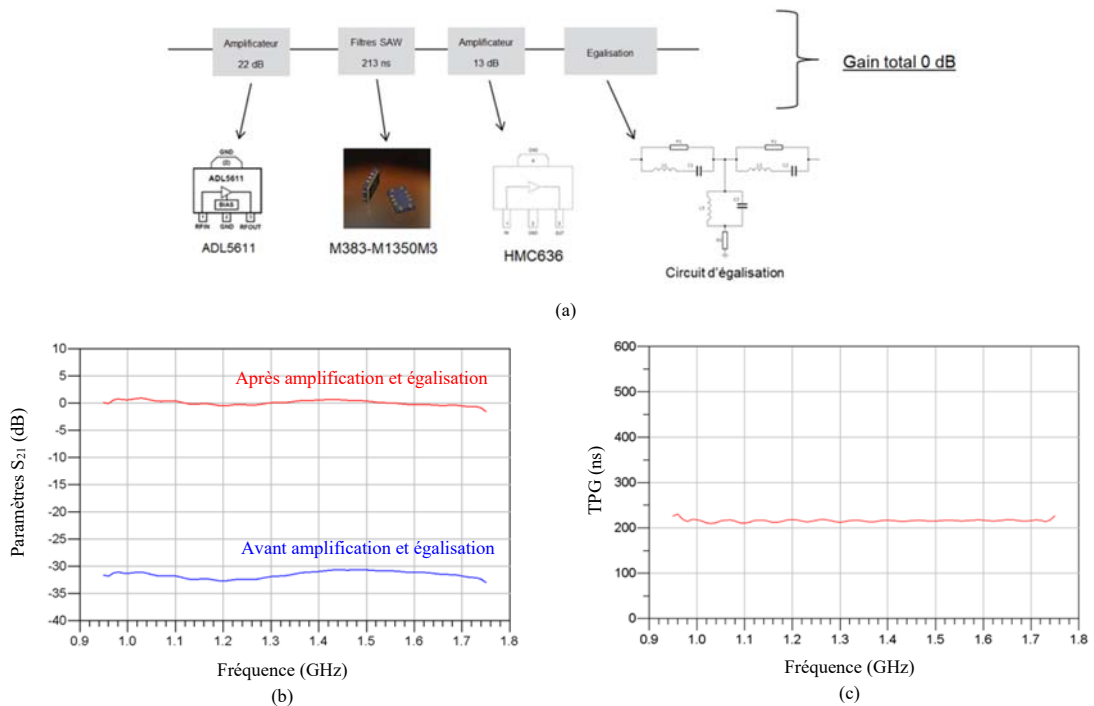


Figure 3-70 : Ligne à retard SAW de 32 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre  $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG

### 3.7.3.3.3 Bloc retard - 64 m

Le filtre SAW M383-1350M2 permet de générer un retard de 427 ns, équivalent à une distance simulée de 64 m. Le PCB de test de la ligne à retard de 64 m ainsi que les dimensions du boîtier (en mm) sont illustrés Figure 3-71.

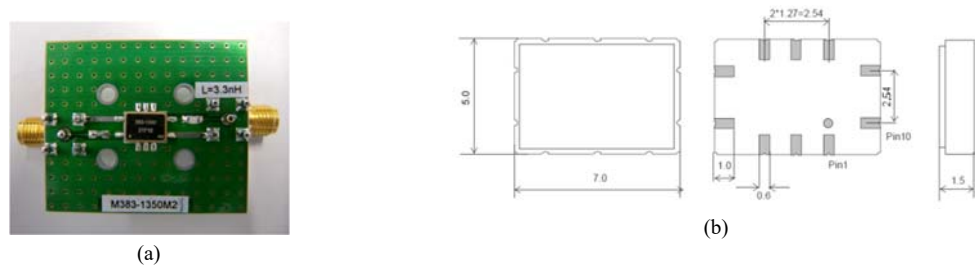


Figure 3-71 : Ligne à retard SAW de 64 m – Filtre SAW M383-1350M2, (a) PCB de test, (b) package

Les spécifications constructeur du composant sont présentées dans le Tableau 33. La ligne à retard SAW propose un TPG de 427 ns (distance simulée de 64 m) pour une bande-passante de 881 MHz (bande-passante relative : 65,26%) centrée sur 1.35 GHz.

Tableau 33 : Spécification - M383-1350M2

Paramètres	Unités	Min	Typ	Max
Fréquence centrale	MHz	1340	1350	1360
Pertes d'insertion	dB		30.5	
Bande-passante	MHz		881	
Bande-passante relative	%		65,26	
TPG	ns		427	

Le paramètre  $S_{21}$  ainsi que le TPG mesurés sont représentés Figure 3-72. Là encore on retrouve le même ordre de grandeur pour les pertes d'insertion mesurées en fonction des autres lignes à retard en technologie SAW.

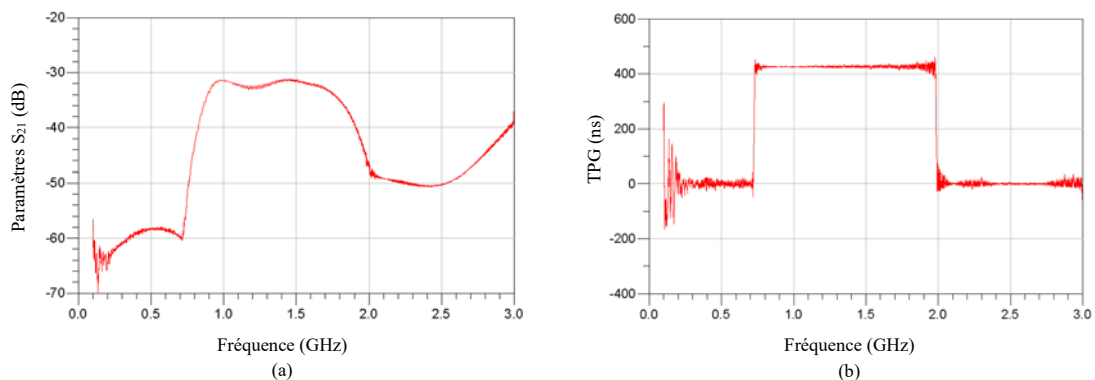


Figure 3-72 : Ligne à retard SAW de 64 m - (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

La Figure 3-73 montre le synoptique du retard et représente les résultats de simulation après compensation et égalisation des pertes d'insertion. Celles-ci sont compensées en intégralité, on retrouve bien un gain de 0 dB et le TPG ne change pas de manière notable et reste stable.

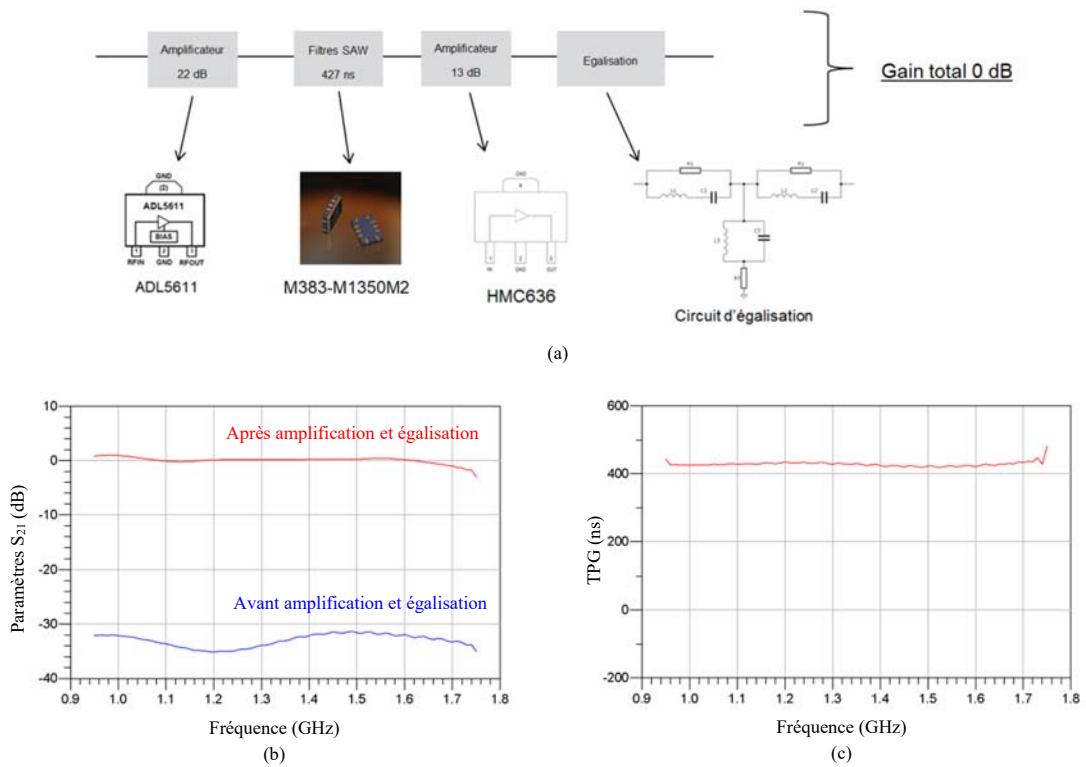


Figure 3-73 : Ligne à retard SAW de 64 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre  $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG

### 3.7.3.3.4 Bloc retard - 128 m

Le design de filtre SAW retenu ne permet pas de générer des délais supérieurs à 800 ns. Afin de simuler la distance de 128 m, il est nécessaire de cascader deux filtres. La Figure 3-74 représente les pertes d'insertion ainsi que les pertes d'insertion des deux filtres cumulés.

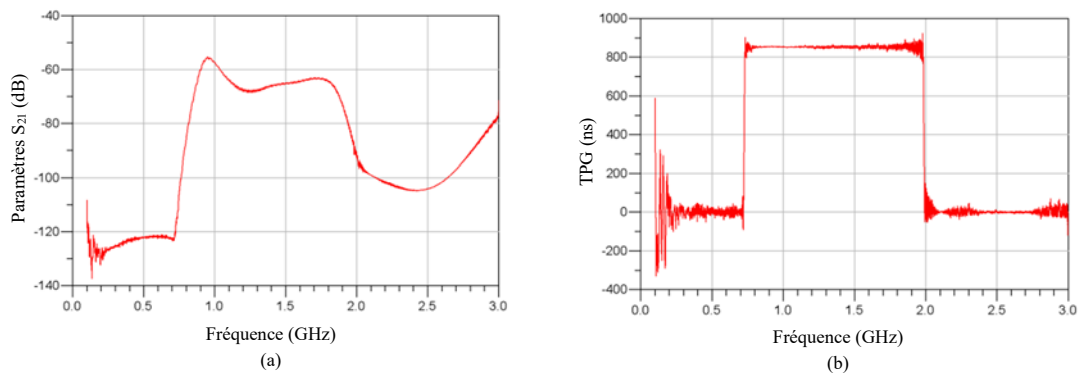


Figure 3-74 : Lignes à retard de 128 m - (a) Paramètre  $S_{21}$ , (b) TPG

La mise en cascade des deux lignes à retard engendre des pertes d'insertion très importantes ( $< -60$  dB) avec une forte ondulation en transmission ( $> 6$  dB). Le synoptique du bloc permettant la distance de 128 m ainsi que la mesure en transmission avant et après compensation et le TPG sont détaillés Figure 3-75. Le TPG est quant à lui quasi-constant sur la bande de fréquence visée (854 ns). Le circuit d'égalisation agit comme un atténuateur. La plage importante en transmission à amplifier puis à redresser, ne permettra pas d'obtenir un gain de 0 dB sans dégrader fortement le facteur de bruit. Il n'est donc pas envisageable d'intégrer un amplificateur supplémentaire. Le signal en transmission sera stabilisé à -10 dB.

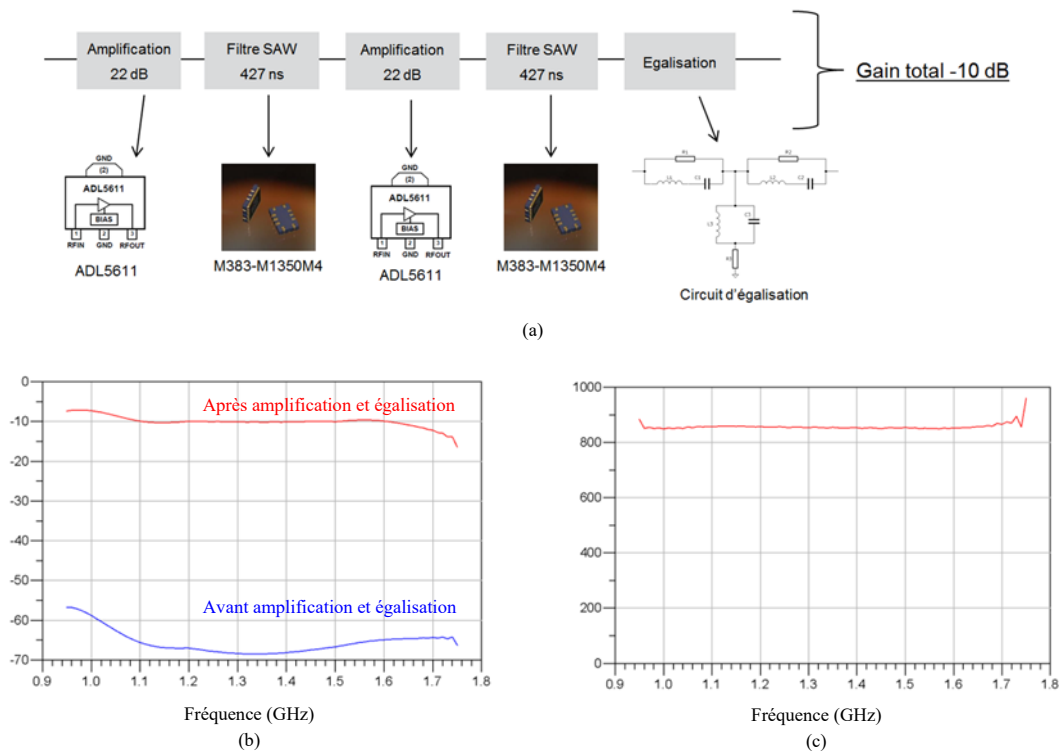


Figure 3-75 : Ligne à retard SAW de 128 m, compensée et égalisée – (a) Synoptique du bloc retard, (b) Paramètre  $S_{21}$ , avant/après égalisation et amplification, (c) TPG

### 3.7.4 Simulation de la ligne à retard

Une fois les différents retards spécifiés réalisés, il est possible de commuter les différents blocs afin de couvrir la gamme de distance dans son intégralité sur l'ensemble de la bande de fréquence. La Figure 3-76 illustre les simulations (à partir de mesures distinctes) des différentes possibilités du temps de propagation de groupe : de 1 m (6,67 ns) à 250 m (1,67  $\mu$ s) de la ligne à retard. Le TPG de chaque bloc retard est représenté ainsi que les retards minimum (6,67 ns) et maximum (1,67  $\mu$ s).

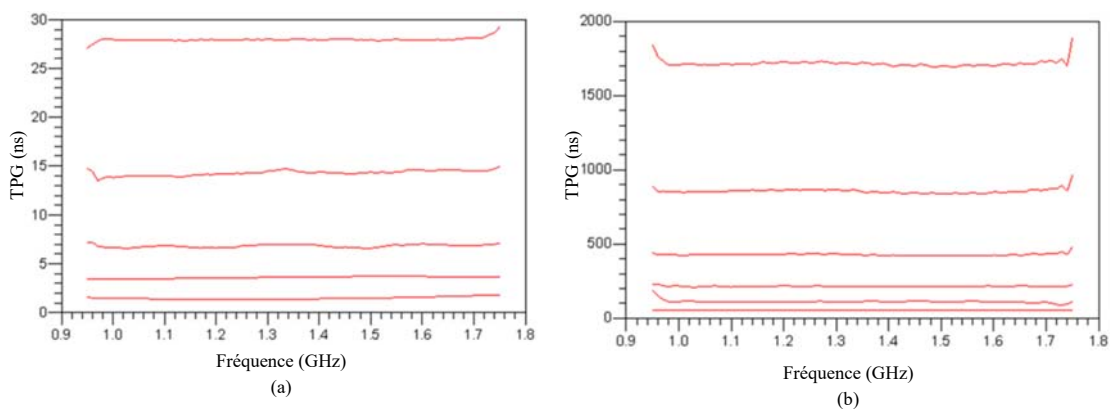


Figure 3-76 : Temps de propagation de groupe simulé de la ligne à retard, (a) de 6,67 ns à 26,7 ns, (b) de 53,3 ns à 1,67  $\mu$ s

Cependant, pour certaines valeurs de TPG, on constate des remontées parasites aux extrémités de la bande de fréquence. Elles sont dues aux paramètres intrinsèques des filtres SAW.

### 3.8 Conclusion

Une étude comparative des différentes technologies permettant la génération de retards ainsi qu'un état de l'art ont été réalisés dans le but d'identifier les différentes technologies possibles, avec leurs avantages et inconvénients, en fonction des distances à simuler. Il est possible de réaliser des systèmes « tout numérique » utilisant des convertisseurs analogiques numériques (CAN et CNA) et des techniques de traitement de signaux numériques. On retrouve des systèmes numériques dans certains RTS comme l'ARTS9510 proposé par Rohde & Schwarz. Mais comme spécifié dans ce chapitre, cette approche ne permet pas pour l'instant de répondre aux objectifs en coût et en taille attendus pour la réalisation d'un banc de test multi-cibles. Pour répondre à ces contraintes, trois technologies sont ici mises en avant : la technologie multicouches LTCC, la technologie optique et les filtres à ondes acoustiques de surface, pour des critères de dimensions, de coût, de retard généré et de pertes d'insertion. Au vu des caractéristiques souhaitées, l'étude a montré l'impossibilité de générer l'ensemble des retards en utilisant une seule technologie. Une architecture hybride de ligne à retard paraît alors indispensable pour répondre aux spécifications visées, notamment en termes de dimensions et de coût. Chaque technologie choisie permet de couvrir une plage de retard donnée. Des prototypes ont été réalisés de manière à pouvoir caractériser les différents délais et les intégrer dans les simulations. La commutation des différents retards a également été étudiée. Afin de compenser les pertes en transmission, une topologie de circuit d'égalisation permettant une grande flexibilité a été développée et optimisée pour chaque bloc retard. La difficulté est d'obtenir un circuit capable de redresser différentes pentes du gain, le paramètre  $S_{21}$  devant être redressé à chaque étage de la ligne à retard et ce, sans perturber la platitude de TPG. Une partie amplification a également été mise en place afin d'obtenir un signal présentant un gain de 0 dB quand cela est possible. La principale problématique était la génération de la plage de retard dans son intégralité (de 1 m à 250 m) avec une haute résolution (0,2 m) tout en assurant un contrôle du gain en transmission en fonction des distances simulées, sur l'ensemble de la bande de fréquence (800 MHz).

Les simulations intégrant les différents blocs retards (retard, amplification, égalisation) ainsi que la partie commutation ont été réalisées. A ce stade de l'étude, il est possible de simuler une distance comprise entre 1 m et 250 m avec une résolution de 20 cm.

La prochaine étape dans le développement de la ligne à retard variable large bande concerne la simulation et le contrôle de la surface équivalente radar.



## Contrôle de la SER





## 4 Contrôle de la SER

### 4.1 Introduction

Lors de la simulation d'une cible par le RTS, la taille de celle-ci sera déterminée suivant la valeur de la surface équivalente radar simulée. La SER représente la grandeur qui permet de caractériser le degré de réflectivité d'une cible qui va être soumise à un champ électromagnétique. C'est la mesure de la partie de l'énergie du faisceau radar qui va être rétrodiffusée vers le capteur radar par rapport à l'énergie totale qui va frapper la cible. C'est donc le rapport entre l'énergie réfléchie dans la direction du radar par une cible, et celle d'une sphère lisse de 1 m<sup>2</sup> émettant dans toutes les directions de la même manière.

Lors de la réalisation de scénarios autoroutiers, le simulateur doit être capable de simuler des cibles de tailles différentes (piéton, cycliste, voiture ou camion) afin de tester le pouvoir discriminant du radar.

Dans notre application, simuler une SER revient à modifier le gain du RTS en fonction de la taille de la cible à générer et de la distance à simuler.

### 4.2 Contrôle de la SER

#### 4.2.1 Notions et calcul de SER

Dans le cadre de la simulation d'un scénario ou d'un environnement autoroutier dans un banc de test, la valeur de la SER simulée sera fonction du gain du RTS, de la distance simulée, mais aussi de la distance physique radar – RTS. Il est alors possible de déterminer ces valeurs de SER à partir de l'équation du radar (équation 13), de l'équation générale de la SER ainsi que de l'équation de l'atténuation en espace libre (équation 14).

$$SER = Pr + 10. \log_{10} \left( \frac{(4\pi)^3 \cdot Ds^3}{\lambda^2} \right) - Pe - 2. Ge \quad (13)$$

$$Pr = Pe + 2. Ge + 40. \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot Dp} \right) + 2. Ga + G_{RTS} \quad (14)$$

$$SER = G_{RTS} + 10. \log_{10} \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) + 40. \log_{10} \left( \frac{Ds}{Dp} \right) + 2. Ga \quad (15)$$

Avec,  $Pr$  représentant la puissance reçue par le radar,  $Ds$  la distance simulée et  $Dp$  la distance physique radar – RTS. La distance sera fixée à 1 m afin de correspondre aux caractéristiques du test.  $Pe$  représente la puissance d'émission du radar,  $Ge$  le gain de l'antenne du radar. Le gain du simulateur de cible est donné par  $G_{RTS}$ , le gain de son antenne par  $Ga$ . Le gain de l'antenne est donné à 24,6 dBi. On souhaite exprimer la SER en fonction du gain du RTS et de la distance simulée. Les différentes valeurs de surface équivalente radar en fonction de ces deux paramètres du RTS sont représentées Figure 4-1. Le développement du calcul est donné en Annexe 3. On part de l'hypothèse de départ que le simulateur de cible présente un gain de 0 dB.

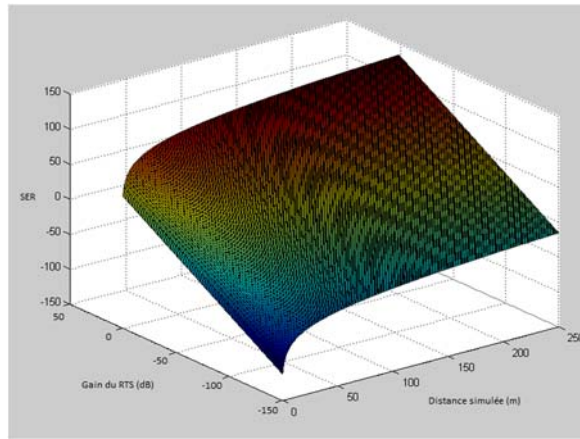


Figure 4-1 : SER en fonction de la distance simulée et du gain du RTS

Un atténuateur ainsi qu’un amplificateur variable seront utilisés au sein de la ligne à retard, afin d’ajuster le gain en fonction de la taille de la cible à simuler. Le Tableau 34 récapitule les différentes valeurs d’atténuation / amplification en fonction du scénario à réaliser, calculées à partir de l’équation (15), *i.e.*  $G_{RTS} = 0$  dB

Tableau 34 : Atténuation / amplification en fonction de la cible et de la distance simulée

Distances / SER	Piéton		Cycliste		Voiture		Camion	
	-5	-3	3	5	10	20	20	45
10	-30,9	-3	3	5	10	20	20	45
50	-58,8							
100	-70,9							
150	-77,9							
200	-82,9							
250	-86,8							

La Figure 4-2 illustre l’effet de la SER en fonction de la distance simulée par le RTS. La surface équivalente radar sera ajustée en fonction de la distance de la cible simulée. La SER d’un camion ou d’un piéton retournée au radar sera donc plus importante à 10 m qu’à une distance de 250 m.

On retrouve alors deux cas extrêmes dans la simulation de la SER :

- La simulation d’un piéton à 250 m (nécessite une forte atténuation)
- La simulation d’un camion à 10 m (nécessite une amplification)

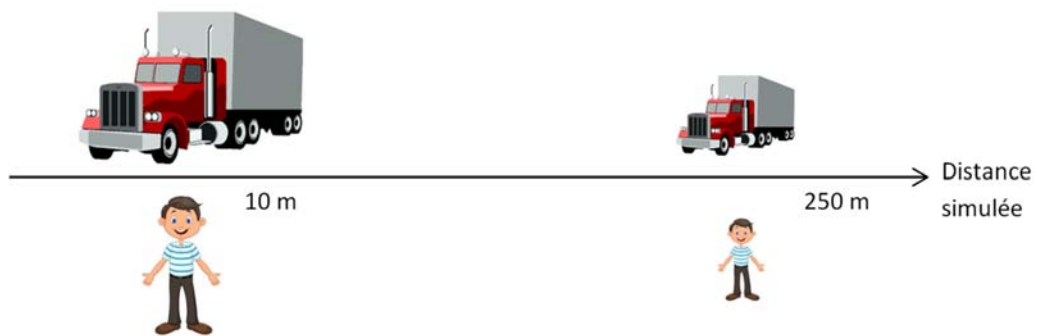


Figure 4-2 : Illustration de la SER simulée en fonction de la distance

### 4.2.2 Cas 1 - Compensation totale des pertes d'insertion des lignes à retard SAW

On part ici du principe que les différents blocs retard compris entre 0,5 m et 64 m sont entièrement compensés. Cette logique vient de l'étude de différents RTS étudiés lesquels présentent une compensation totale des pertes d'insertion pour chaque distance simulée. Le bloc permettant de simuler une distance de 128 m n'est pas compensé dans son intégralité afin de ne pas dégrader le signal. Le gain de ce bloc est fixé à -10 dB. La rupture du gain du RTS correspond aux pertes d'insertion du bloc retard 128 m.

La Figure 4-3 illustre la variation de la SER en fonction de la cible à simuler. La représentation choisit permet de donner pour chaque distance simulée le niveau d'atténuation ou d'amplification à ajouter à la commutation des blocs retards afin de simuler la cible désirée (piéton, moto, voiture ou camion). On s'aperçoit que la plage d'atténuation / amplification est très importante (> 90 dB) entre la simulation d'un piéton à 250 m (-5 dBm<sup>2</sup>) et la simulation d'un camion à 10 m (45 dBm<sup>2</sup>). La plage de variation de 92 dB va nécessiter l'utilisation d'atténuateur variable disposant d'une grande dynamique. L'analyse des données du Tableau 34 montre qu'il est possible de réduire la plage de variation de la SER. En effet, il n'est pas nécessaire de couvrir dans son intégralité la zone de la SER permettant de simuler un camion (20 – 45 dBm<sup>2</sup>). En se contentant de simuler une SER de 20 dBm<sup>2</sup> (SER minimale pour le camion et maximale pour la voiture), la plage ne sera plus que de 67 dB. Cela permet de passer à une amplification de 17 dB (SER de 45 dBm<sup>2</sup>) à une atténuation de 8 dB (SER de 20 dBm<sup>2</sup>). Dans cette configuration, les deux cas extrêmes vont nécessiter une amplification du signal de -8 dB pour la simulation d'un poids lourd à 10 m et une atténuation de -75 dB pour la simulation d'un piéton à 250 m.

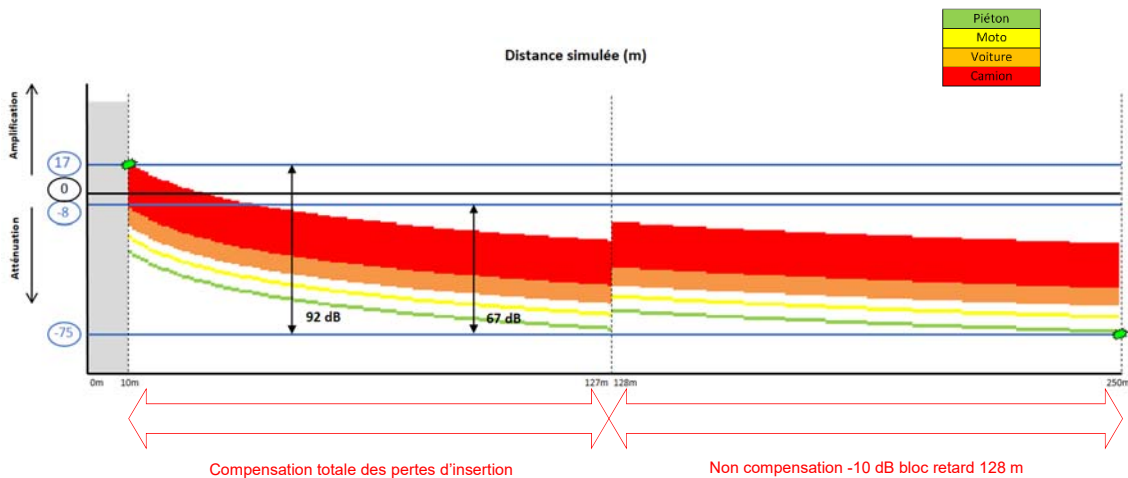


Figure 4-3 : Variation de la SER - compensation totale des pertes d'insertion

Cette astuce nous permet de d'obtenir une plage à couvrir de 67 dB. Cependant, il est possible de réduire davantage la plage d'amplification / atténuation.

### 4.2.3 Cas 2 - Non compensation des pertes d'insertion des lignes à retard SAW

Une solution pour diminuer la plage de variation consisterait à ne pas compenser tout ou en partie les pertes d'insertions de certains composants responsables des pertes d'insertion élevées, comme les filtres SAW par exemple (blocs retard aillant les pertes d'insertion les plus importantes). Les pertes d'insertion des filtres étant connues, cela nous permettrait de réduire le niveau d'atténuation nécessaire. La Figure 4-4 représente la variation de la SER avec la non-compensation d'une partie des pertes d'insertion liées aux filtres SAW. Le choix des blocs à ne pas compenser a été étudié

de manière à obtenir une plage d'atténuation / amplification la plus faible possible. Les blocs correspondant à la simulation des distances 16 m et 64 m utilisant la technologie SAW ne seront donc pas compensés. On retrouve des tronçons correspondant à la non compensation des filtres SAW.

On se retrouve dans ce cas avec un niveau d'atténuation maximum de -37 dB et un niveau d'amplification maximum de 27 dB. La plage de variation est alors de 64 dB et devient plus abordable pour la simulation de la SER de la cible.

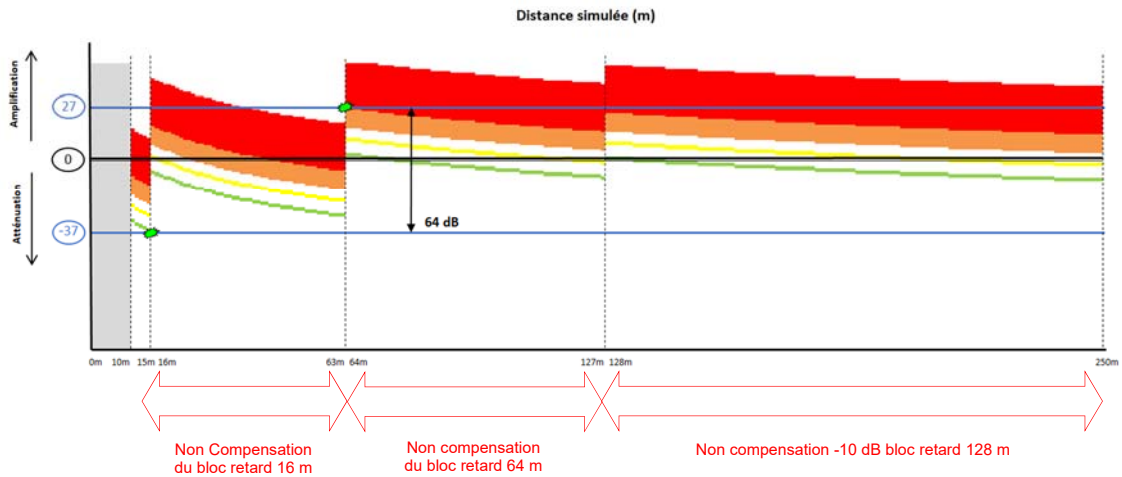


Figure 4-4 : Variation de la SER : Non compensation des pertes d'insertion

Cela va nous permettre d'avoir un choix plus large sur les amplificateurs et atténuateurs variables. Il est cependant possible de réduire encore cette plage.

#### 4.2.4 Cas 3 - Compensation partielle des pertes d'insertion des lignes à retard SAW

La troisième solution envisagée est la compensation partielle des blocs retard 16 m et 64 m. Pour chaque bloc un amplificateur faible bruit de 13 dB a été retiré. Ce troisième cas va nous permettre de réduire de manière drastique la plage d'atténuation / amplification et même de pouvoir se passer d'amplification pour le réglage de la SER. En effet, nous n'avons besoin ici que de valeurs d'atténuation comprises entre -2 dB et -50 dB. On se retrouve alors avec une plage de seulement 48 dB. On est loin des 67 dB du premier cas (compensation totale des pertes d'insertion). La Figure 4-5 illustre le comportement de la SER en fonction de la distance simulée dans le cas d'une compensation partielle des filtres SAW.

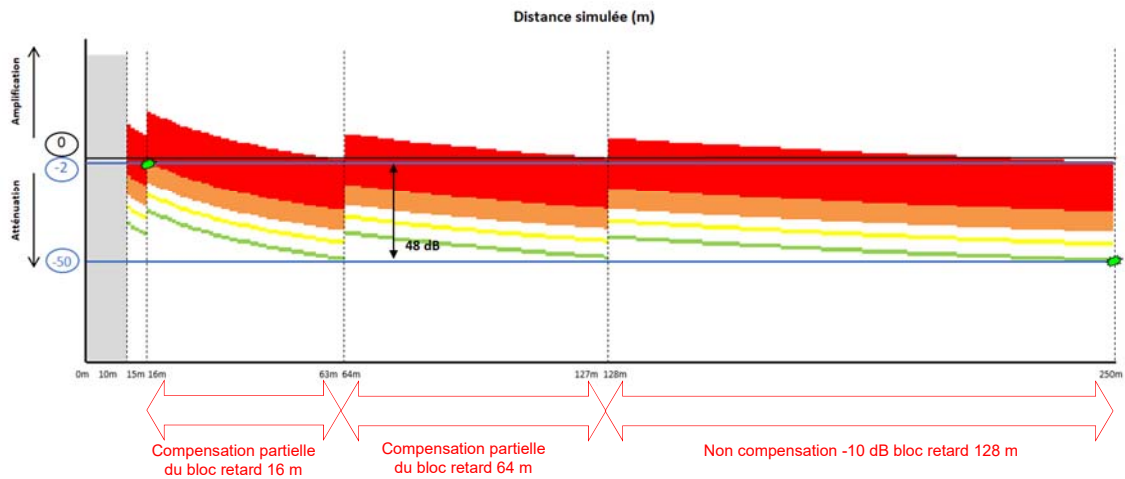


Figure 4-5 : Variation de la SER - compensation partielle des pertes d'insertion

### 4.3 Etude du facteur de bruit

La ligne à retard étant composée de nombreux composants induisant de fortes pertes d'insertion, il est indispensable de réaliser une étude sur l'impact du facteur de bruit sur le système. Celle-ci se portera sur les trois cas précédemment étudiés. Le facteur de bruit a dans un premier temps été calculé pour chaque bloc retard. En fonction des distances à simuler, l'ordre de mise en cascade des blocs a été optimisé de manière à minimiser l'impact du facteur de bruit. En effet, chaque distance impliquera une commutation de différents blocs.

#### 4.3.1 Cas 1 – Compensation totale des pertes d'insertion

Dans un premier temps, l'étude se porte sur le cas 1 correspondant au cas où les pertes des différents blocs retard sont compensées.

La Figure 4-6 illustre ici le facteur de bruit pour un piéton ainsi que pour un camion en fonction de la distance simulée et des différents blocs retard commutés. En fonction des distances générées, on obtient un facteur de bruit très élevé pouvant atteindre 85 dB pour la simulation d'un piéton à 250 m.

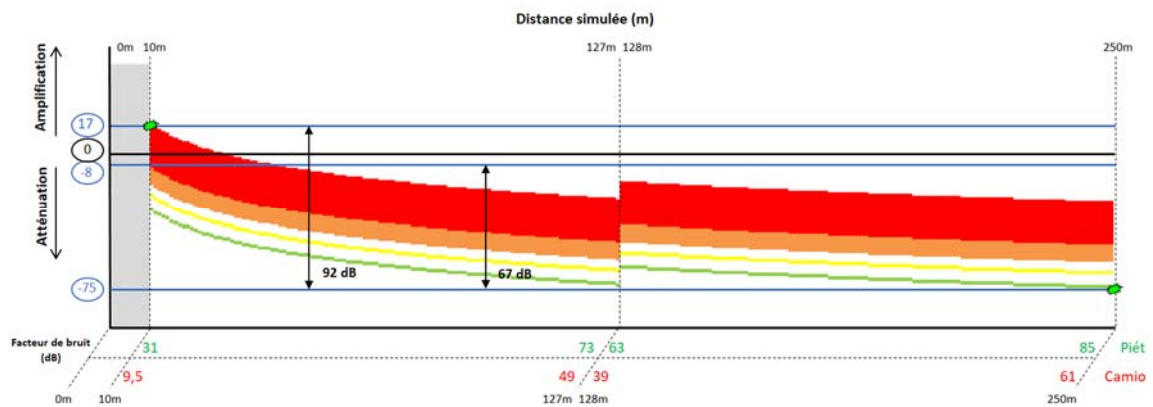


Figure 4-6 : Etude du facteur de bruit - Compensation des pertes d'insertion

### 4.3.2 Cas 2 - Non compensation des pertes d'insertion

Dans un second temps, nous nous focalisons sur le cas 2 précédemment étudié. Les blocs permettant la simulation des 16 m et 64 m ne sont pas compensés. La Figure 4-7 illustre le facteur de bruit pour un piéton ainsi que pour un camion en fonction de la distance simulée. On se retrouve dans certains cas avec des valeurs élevées, supérieures à 80 dB notamment pour la simulation d'un piéton à 250 m, où une forte atténuation sera nécessaire. Le facteur de bruit sera ici compris entre 31 dB et 85 dB pour la simulation d'un piéton et entre 9,5 dB et 77,8 dB pour la simulation d'un camion. Les niveaux calculés imposeraient au radar d'avoir une sensibilité très élevée afin de pouvoir recevoir le signal.

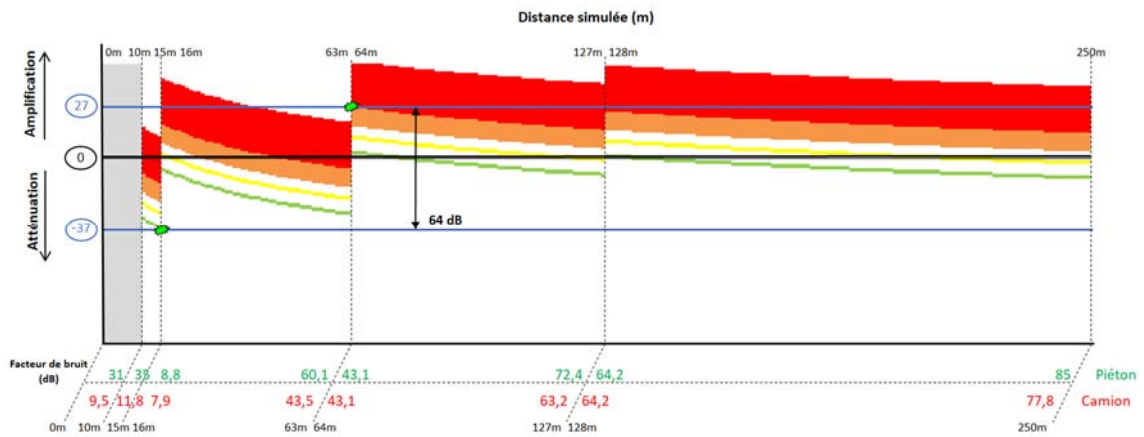


Figure 4-7 : Etude du facteur de bruit - Non compensation des pertes d'insertion

### 4.3.3 Cas 3 - Compensation partielle des pertes d'insertion

Pour finir, on se focalise sur le cas 3, concernant la compensation partielle des pertes d'insertion des blocs retard 16 m et 64 m. La Figure 4-8 illustre la SER ainsi que le facteur de bruit en fonction de la distance simulée. Il sera compris entre 31 dB et 85 dB pour la simulation d'un piéton et entre 9,5 dB et 61 dB pour la simulation d'un camion. On retrouve des valeurs identiques au cas 2 pour la simulation d'un piéton, en revanche, on constate une diminution du facteur de bruit pour la simulation d'un camion.

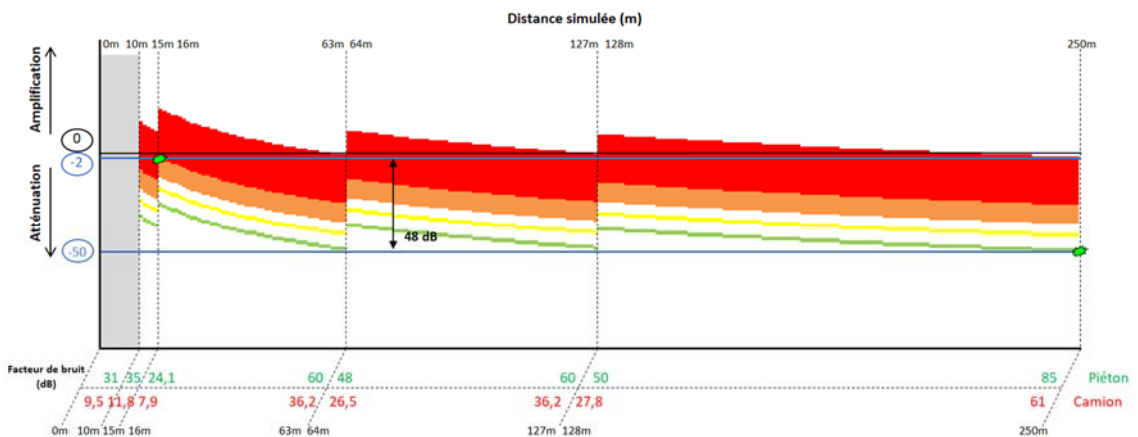


Figure 4-8 : Etude du facteur de bruit - Compensation partielle des pertes d'insertion

#### 4.3.4 Bilan

Pour les cas étudiés précédemment, on retrouve des valeurs de facteur de bruit très élevées (jusqu'à 85 dB). On constate que, quel que soit le cas étudié, on obtiendra sensiblement la même plage de valeurs concernant le facteur de bruit, excepté pour la simulation d'un camion à 250 m dans le cas 1 où l'on obtient un facteur de bruit de l'ordre de 77,7 dB au lieu de 61 dB. Cependant, les plus fortes valeurs correspondent à des cas extrêmes (simulation d'un piéton à 250 m) qui seront rarement simulés. En effet, les scénarios EuroNCAP concernant les piétons se déroulent le plus souvent dans des environnements urbains, les distances simulées y sont alors faibles. Cependant, le cas 3 (compensation partielle) sera choisi pour la suite de l'étude. Celui-ci présente en effet une plage d'atténuation / amplification plus faible que les deux premières solutions.

#### 4.4 Topologies

Afin de contrôler la SER, différentes topologies s'opposent. Une solution consiste à utiliser des détecteurs RF en entrée et en sortie de la ligne à retard et reliés sur la voie couplée d'un coupleur directif. Les mesures relevées en entrée/sortie nous permettent de définir le gain du système à n'importe quel moment et de l'ajuster en fonction du type de cible à simuler.

La deuxième solution consiste à connaître la valeur d'amplification ou d'atténuation pour chaque valeur de gain de la ligne à retard et de la distance simulée. Toutes les valeurs possibles seraient combinées dans une table.

La seconde topologie semble pour notre cas, la plus simple à mettre en œuvre.

#### 4.5 Conclusion

Afin de simuler le troisième et dernier paramètre d'une cible, la surface équivalente radar, il est nécessaire de prendre en compte certains paramètres primordiaux. En effet, il est impératif de prendre en compte des paramètres variables propres aux bancs de test et aux simulateurs de cible tels que la distance simulée, la distance radar – RTS mais aussi le gain du simulateur et la fréquence de travail. Afin de pouvoir générer une cible de la taille d'un piéton à celle d'un camion, il est nécessaire de connaître l'évolution de la SER en fonction du gain du RTS et de la distance simulée. Cela nous permet par la suite de définir l'atténuation ou l'amplification nécessaire à la simulation de la cible. Différents cas ont été étudiés. Le premier, consistant à compenser la totalité des pertes d'insertion, nous oblige à avoir une large plage d'atténuation / amplification. Cela peut poser des problèmes pour le dimensionnement des composants variables (atténuateur et amplificateur) prévus en fin de ligne à retard pour permettre le contrôle de la SER. La contrainte de coût va en effet nous limiter dans le choix des composants. Pour le second cas, il a été choisi de ne pas compenser les pertes d'insertion de certains blocs retard (16 m et 64 m). Cette solution permet ici de réduire sensiblement la plage d'atténuation / amplification. Cela nous permet d'avoir un plus large choix de composants pour la simulation de la SER et de gagner en flexibilité. Une solution intermédiaire, le troisième cas, a été de ne compenser qu'une partie des pertes des filtres SAW. Cette solution offre comme avantage de réduire la plage de manière importante. On se retrouve avec une dynamique de 48 dB. L'amplification n'est alors plus nécessaire, seule une atténuation comprise entre -2 et -50 dB est nécessaire. Il est également plus aisé de trouver des composants répondants à nos besoins.

La suite de l'étude a été de s'intéresser au facteur de bruit de la ligne à retard. En effet, l'influence de celui-ci n'est pas à négliger. L'étude a porté sur les 3 cas précédemment cités. On se retrouve



---

avec des valeurs de facteur de bruit supérieures à 80 dB dans certains cas, ce qui pourra poser problèmes lors de l'intégration de la ligne à retard dans un simulateur de cible. Le test du prototype « éclaté » permettra de statuer sur l'influence du facteur de bruit et de pouvoir tester différentes configurations des blocs retards afin d'obtenir un résultat optimal.

## Conclusion générale et perspectives



## Conclusion générale et perspectives

L'objectif de cette thèse est de contribuer au développement de nouveaux simulateurs de cible. En effet, l'augmentation du nombre de véhicules équipés de radars va nécessiter l'utilisation de nouveaux dispositifs de test plus performants. De plus, afin de répondre à des critères de test toujours plus drastiques, il devient nécessaire d'intégrer plusieurs RTS dans les bancs de test. Dans un premier temps, un bilan des simulateurs existants a été réalisé, que ce soit des systèmes acquis par Autocruise ou des systèmes disponibles sur le marché. L'étude a permis de mettre en avant les différents axes de développement choisis par les constructeurs pour la conception des RTS mais aussi le coût important exigé pour de tels systèmes qui est le facteur limitant pour un déploiement plus important de ces équipements. Dans un second temps, les spécifications du simulateur à développer ont été établies en fonction des caractéristiques des futurs radars actuellement en phase de développement. A partir des spécifications visées, le verrou majeur dans le design du simulateur de cible se révèle être le développement d'une ligne à retard variable, large-bande, à bas coût et de faibles dimensions. Intégrée dans un RTS, celle-ci doit permettre la simulation d'une cible à une distance comprise entre 1 m et 250 m avec une résolution de 20 cm. Une seconde problématique concerne la simulation de la SER de la cible. Les simulateurs actuels développés en interne par l'entreprise ne permettent pas de faire varier la SER d'une cible. La ligne à retard devra donc permettre le contrôle de la SER en fonction de la taille de la cible à simuler et de la distance à simuler.

Un état de l'art ainsi qu'une étude comparative de différentes lignes à retard ont été réalisés afin d'identifier les technologies possibles avec leurs avantages et inconvénients en fonction des distances à simuler. Des lignes à retard entièrement numériques utilisant des convertisseurs analogique-numérique ainsi que des techniques de traitement de signaux numériques existent et sont déjà utilisées dans certains simulateurs de cible. Cependant, le coût élevé ne permet pas une large diffusion de l'appareil. Parmi les technologies analogiques, il a été montré l'impossibilité de générer la plage de retard dans son intégralité ainsi que la résolution souhaitée avec une seule technologie. Une hybridation de technologies est donc nécessaire afin de répondre aux spécifications visées, notamment en termes de coût et de dimensions. Trois technologies ont donc été mises en avant afin de couvrir l'ensemble de la plage de retards visée. Il s'agit des technologies LTCC, optique et SAW. En fonction des plages de retards, des PCB ont été réalisés pour chaque technologie retenue dans le but de les valider. Une fois celles-ci validées, les blocs retards correspondants aux distances souhaitées ont été développés. Les retards ainsi obtenus ont été testés et caractérisés afin d'être intégrés dans des simulations via le logiciel ADS.

Pour chaque technologie, il a fallu amplifier et égaliser les pertes d'insertion afin d'uniformiser le gain de la ligne à retard. La principale difficulté a été de préserver les avantages de chaque technologie tout en palliant leurs inconvénients, comme les fréquences de travail, les pertes d'insertion... Le choix d'une topologie d'égalisation de différents blocs de la ligne à retard s'est montré crucial pour la couverture de l'ensemble des distances à simuler.

L'étude sur le contrôle de la surface équivalente radar a permis de définir de manière précise les niveaux d'atténuation et d'amplification à mettre en œuvre afin de simuler les tailles de cibles souhaitées (piéton, vélo, voiture et camion). Trois cas ont été étudiés. Dans le premier cas, les pertes d'insertions étaient compensées dans leur intégralité. On obtenait cependant une plage atténuation / amplification élevée (67 dB). La difficulté a été de réduire la plage d'atténuation / amplification. Pour cela, il a été montré la possibilité de réduire cette plage en ne

compensant pas les pertes d'insertion de certaines lignes à retard SAW dans leur totalité (second cas). Cela a permis d'obtenir une plage d'atténuation / amplification légèrement plus faible de 63 dB. Pour finir, la troisième possibilité a été de ne compenser qu'une partie des pertes d'insertion. Dans cette situation, on se retrouve alors avec une plage d'atténuation / amplification de seulement 48 dB ce qui nous donne une plus grande flexibilité quant au choix de l'atténuateur variable.

Une étude sur le facteur de bruit a ensuite été effectuée afin de pouvoir statuer sur l'impact du bruit sur le signal. Cet aspect se révèle important à cause des composants à fortes pertes d'insertion utilisés mais aussi du grand nombre d'amplificateurs et d'atténuateurs. L'étude a porté sur les trois cas précédemment étudiés. On retrouve des valeurs de facteur de bruit très élevées. Cependant, les résultats sont sensiblement identiques pour les différentes configurations testées. Le choix de la configuration sera donc le troisième cas, c'est-à-dire la compensation partielle des pertes d'insertion des blocs retard 16 m et 64 m.

Les mesures réalisées sur le prototype à venir permettront de valider cette étude et de tester de nouvelles configurations. La réalisation d'un prototype « éclaté » permettra une plus grande flexibilité et d'optimiser l'agencement des différents blocs retard et voir également leur influence sur l'évolution du facteur de bruit.

La partie commande de la ligne à retard sera également à mettre en place. Afin de gagner en autonomie, le système sera équipé de son propre microcontrôleur. Celui-ci assurera le contrôle des commutateurs ainsi que des amplificateurs et atténuateurs variables. Le microcontrôleur STM32F407 de chez ST Microelectronics correspond bien au besoin actuel.

Les prochaines étapes vont consister à tester les différents blocs retards actuellement en phase de réalisation. Après comparaison avec les simulations précédemment réalisées, la ligne à retard complète pourra être testée avec un simulateur de cible. Le prototype « éclaté » sera intégré dans un boîtier externe au simulateur afin de valider son fonctionnement dans un premier temps. La concordance entre les distances simulées par la ligne et les distances mesurées par le radar sera évaluée.

Le système devra ensuite être validé dans un banc de test avec différentes séquences de test pour être qualifié. Afin de tester la répétabilité des mesures, une étude statistique R&R (répétabilité & reproductibilité) pourra également être effectuée. Cela permettra de définir la répartition pour chaque distance simulée notamment.

Après validation du prototype, une nouvelle version plus intégrée sera développée afin d'être insérée directement dans le simulateur de cible. A la vue des précédents développements et des dimensions des composants choisis, la ligne à retard respectera les contraintes de dimensions. De plus la contrainte de coût est elle aussi respectée, avec un coût des composants inférieur à 1 100€ (Annexe 4). Le simulateur de cible présentera lui un coût inférieur à 10 000€.

Ces travaux et perspectives ont montré la faisabilité concernant le développement de simulateurs de cible bas coût et de faibles dimensions. Les axes d'améliorations y sont nombreux et permettront, sans aucun doute leur utilisation pour le test et la validation des futurs radars.

Durant les trois années de thèse, les travaux réalisés m'ont permis d'acquérir de solides connaissances ainsi qu'une expertise dans le domaine du test fonctionnel radar. Cette expertise dans le domaine des simulateurs de cible notamment m'a permis également d'assurer un support

technique au sein de l'entreprise (lignes de production, bancs de test R&D), mais aussi au sein d'équipes du groupe à l'international. J'ai également eu l'opportunité de travailler sur l'amélioration des systèmes de test actuels et participer aux spécifications des besoins de test futurs en collaboration avec l'équipe R&D.

L'aspect industriel de la thèse a permis de confronter différents points de vue permettant d'avoir une vision globale du projet. Le partage du temps entre entreprise et laboratoire (respectivement 2/3, 1/3) m'a permis d'avoir une double casquette ingénieur / doctorant et d'intervenir sur des sujets de hautes technologies aujourd'hui en plein essor. Si les travaux au sein d'Autocruise étaient plus axés sur l'aspect pratique de la thèse, la partie du travail réalisée en laboratoire était plus centrée sur l'aspect recherche, simulation ainsi que sur l'optimisation de nouvelles technologies et topologies innovantes. Cela a permis d'ajouter de nouvelles compétences associant théorie et pratique au sein de l'équipe Test de l'entreprise.

En fin de dernière année de thèse, j'ai eu l'opportunité d'assurer l'encadrement d'un étudiant en 2<sup>ème</sup> année de Master en contrat de professionnalisation au sein de l'entreprise. Cela m'a permis de découvrir un autre aspect du travail d'ingénieur et de chercheur, qui est le partage des connaissances et ainsi améliorer mes compétences dans la gestion de différents projets.

Pour conclure, Autocruise m'a donné l'opportunité de continuer l'aventure en contrat à durée indéterminée à la fin de cette thèse.



## Communications et valorisation





## Communications et valorisation

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont fait l'objet de plusieurs communications et valorisations, en interne au sein du Lab-STICC et de l'université, ainsi qu'en externe, lors de congrès nationaux et internationaux.

Un premier poster a été présenté lors de la 5<sup>ème</sup> journée des doctorants organisée par l'école doctorale SICMA (septembre 2015) au sein de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB). Une soutenance résumant les travaux réalisés durant la première année de thèse a été effectuée au sein de l'IMT Atlantique (ex Telecom Bretagne) devant les membres du laboratoire (novembre 2015). Les travaux ont été évalués par un rapporteur du laboratoire ainsi qu'un rapporteur externe. La soutenance a permis de statuer sur l'avancement de la thèse ainsi que sur les axes d'amélioration et les perspectives futures.

Différentes interventions ont également été réalisées au sein de l'université. Une présentation sur la poursuite d'études en doctorat a été faite devant des étudiants en deuxième année de master recherche (novembre 2016).

Une intervention a aussi été effectuée à l'IUT de Brest sur le travail d'ingénieur/doctorant devant un public composé d'étudiants en première année.

Les travaux de thèse ont également été présentés lors de différents congrès nationaux et internationaux. En mars 2017, lors de *l'International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, à Nagoya au Japon, les travaux ont été mis en avant sous la forme d'une présentation orale ainsi que de la présentation d'un poster sur deux jours. L'architecture innovante de la ligne à retard a été présentée. La conférence à fortes dominantes « systèmes automobiles » a permis de confronter les résultats des travaux face aux universitaires et aux différents industriels du secteur. Les nombreux échanges ont permis de valider certains concepts et de trouver de nouveaux axes de développement et d'amélioration.

En mai 2017, un nouveau poster a été présenté lors des *Journée Nationales des Micro-ondes (JNM)* à Saint-Malo devant un public composé principalement d'universitaires spécialistes du domaine des micro-ondes. Différents points de vue ont été confrontés.

Pour finir, un papier a été accepté pour la conférence *European Radar Conference (EuRad)* lors de *l'European Microwave Week*, qui se déroulera à Nuremberg en Allemagne en octobre 2017. Un poster y sera exposé.

Les travaux de thèse ont contribué à la diminution des dimensions des simulateurs de cible développés par l'entreprise, notamment grâce à l'intégration de filtres SAW dans les simulateurs permettant de simuler des distances fixes. Là où des bobines de câbles coaxiaux imposantes étaient nécessaires pour réaliser des lignes à retard, les filtres SAW permettent une réduction drastique des dimensions des RTS. Les bonnes performances obtenues ont permis de retenir les RTS à ligne à retard fixe pour la validation des futurs radars, notamment pour valider les tests de comptabilité électromagnétique (CEM) des produits en phase de développement. Plusieurs déplacements en Angleterre ont été réalisés afin de mettre en place les systèmes et de permettre une prise en main du système par les équipes concernées.

Conférences / Communications

F. Arzur, M. Le Roy, A. Pérennec, G. Tanné, et N. Bordais, « Développement de simulateurs de cible pour radars automobiles », Poster, présenté à la 5<sup>ème</sup> journée des doctorants de l'école doctorale SICMA, ENIB, Septembre 2015.

« Présentation de la poursuite d'études en doctorat » Master recherche - 2ème année, UFR Sciences, Université de Bretagne Occidentale, Novembre 2016.

F. Arzur, M. Le Roy, A. Pérennec, G. Tanné, et N. Bordais, « Small-Size and Low-Cost Wideband 800 MHz Delay Line Tunable from 1.3 ns to 1.67  $\mu$ s for Automotive Radar Sensor », Poster, présenté à IEEE MTT-S 2017 International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility : ICMIM, Nagoya, Mars 2017, p. 1-4.

F. Arzur, M. Le Roy, A. Pérennec, G. Tanné, et N. Bordais, « Ligne à retard large-bande, compacte et réglable de 6,67 ns à 1,67  $\mu$ s pour simulateur de cible pour radar automobile 77 GHz », Poster, présenté à 20<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes, Saint-Malo, Mai 2017, p. 1-4.

F. Arzur, M. Le Roy, A. Pérennec, G. Tanné, et N. Bordais, « Hybrid Architecture of a Compact, Low-cost and Gain Compensated Delay Line Switchable From 1 to 250 m for Automotive Radar Target Simulator », Poster, présenté à Radar Conference : EuRAD, Nuremberg, Octobre 2017, p. 1-4.

# Bibliographie



# Bibliographie

- [1] « La mortalité routière se stabilise en 2016 », *Sécurité routière | Tous responsables*. <http://www.securite-routiere.gouv.fr/medias/espace-presse/publications-presse/la-mortalite-routiere-se-stabilise-en-2016>.
- [2] « Statistiques d'accidents - APR », *Association Prévention Routière*, 22-avr-2016. .
- [3] « Le véhicule autonome : à portée de main ». <https://group.renault.com/passion/innovation/renault-laudace-dans-les-genes/le-vehicule-autonome-a-portee-de-main/>.
- [4] Caradisiac.com, « Objectif Volvo 2020 : « Plus aucun mort ni blessé grave dans nos voitures » », *Caradisiac.com*. <http://www.caradisiac.com/>.
- [5] « Euro NCAP | Le site officiel du programme européen d'évaluation des nouveaux modèles de voitures ». <http://www.euroncap.com/fr>.
- [6] P. Goy, « Détection d'obstacles et de cibles de collision par un radar FMCW aéroporté », Thèse de doctorat, Institut de Recherche en Informatique de Toulouse - IRIT (Toulouse, France), 2012.
- [7] J.-C. Diot, « Conception et réalisation d'un radar Ultra large bande impulsionnel optoélectronique », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [8] A. Bazzi, T. Chonavel, C. Karnfelt, A. Peden, et F. Bodereau, « Radars FMCW pour l'aide à la conduite automobile », Dépt. Signal et Communications (Institut Mines-Télécom-Télécom Bretagne-UEB); Dépt. Micro-Ondes (Institut Mines-Télécom-Télécom Bretagne-UEB); Autocruise (Autocruise); Laboratoire en sciences et technologies de l'information, de la communication et de la connaissance (UMR CNRS 6285-Télécom Bretagne-Université de Bretagne Occidentale-Université de Bretagne Sud), 2010.
- [9] B. A. Garcia, « Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type "six-port" », Thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2002.
- [10] E. Chatagny et W. Fasel, « Contrôle de radars routiers modulés en fréquence en conditions réalistes de trafic ». <https://www.metas.ch/>.
- [11] « Radar Tutoriel - Principe du fonctionnement ». <http://www.radartutorial.eu/index.fr.html>.
- [12] « UIT: Engagée à connecter le monde », *ITU*. [www.itu.int/fr/](http://www.itu.int/fr/).
- [13] « Radio Regulations », *ITU*. <http://www.itu.int>.

- [14] O. El Bouayadi, « Module wireless 60 GHz intégré en 3D sur silicium », Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [15] D. Kissinger, *Millimeter-Wave Receiver Concepts for 77 GHz Automotive Radar in Silicon-Germanium Technology*. Boston, MA: Springer US, 2012.
- [16] « Millimeter Test for Automotive Radar ». <http://www.keysight.com/>.
- [17] « FMCW-Radar-App-Note.pdf ». <https://www.siversima.com/>.
- [18] D. Brizzolara, « Les prochaines tendances des radars pour automobiles: vers la bande des 79 GHz - La sécurité routière ». <http://itunews.itu.int/>.
- [19] « Continental Automotive ». <http://www.continental-automotive.com/>.
- [20] « Continental Automotive - Drive and enjoy relaxed driving with ACC ». <http://www.continental-automotive.com/>.
- [21] « Continental Automotive - Drive and enjoy predictive safety ». <http://www.continental-automotive.com/>.
- [22] « Continental Automotive - Drive and stay cool changing the lane with Blind Spot Detection ». <http://www.continental-automotive.com/>.
- [23] « Continental Automotive - Easy reversing out of a parking slot – Rear Cross Traffic Alert (RCTA) ». <http://www.continental-automotive.com/>.
- [24] « La voiture autonome : découvrez tout sur le véhicule du futur ». <http://www.objetconnecte.net/>.
- [25] « Voiture autonome, autopilote, assistance à la conduite : quelles différences ? » <http://www.numerama.com/>.
- [26] « Quels sont les différents niveaux d'autonomie d'un véhicule autonome ? | Aujourd'hui le Maroc ». <http://aujourd'hui.ma/>.
- [27] « Shaping the Next Decade of - Autonomous Driving ». <https://www.zf.com/>.
- [28] « Euro NCAP | Le site officiel du programme européen d'évaluation des nouveaux modèles de voitures ». <http://www.euroncap.com/fr>.

- [29] « AEB Piétons | Euro NCAP ». <http://www.euroncap.com/>.
- [30] A. Bazzi, C. Kärnfelt, A. Peden, T. Chonavel, P. Galaup, et F. Bodereau, « Estimation techniques and simulation platforms for 77 GHz FMCW ACC radars », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 57, n° 1, p. 11001, 2012.
- [31] R. Schneider, H. L. Blocher, et K. M. Strohm, « KOKON - Automotive high frequency technology at 77/79 GHz », in *2007 European Radar Conference*, 2007, p. 247-250.
- [32] « FEKO Student Competition Results for 2013 ». <https://www.feko.info/>.
- [33] « Anritsu ». <https://www.anritsu.com>.
- [34] « Keysight ». <http://www.keysight.com>.
- [35] « Rohde & Schwarz ». <https://www.rohde-schwarz.com>.
- [36] « Smartmicro ». <http://www.smartmicro.de/>.
- [37] « RF atmospheric absorption ». <http://www.rfcafe.com/>.
- [38] C.-E. Souria, « Conception d'interfaces boîtiers innovantes pour le radar automobile 77-GHz. Application à la conception optimisée d'une chaîne de réception radar en boîtier », phd, Université de Toulouse, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2017.
- [39] A. Fouque, « Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible coût et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S », Thèse de doctorat, Bordeaux 1, 2012.
- [40] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, et U. L. Rohde, *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [41] « Comprendre les bases des systèmes à faible bruit | DigiKey ». <https://www.digikey.fr/>.
- [42] E. Conil, « Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2005.
- [43] « Pratique du filtrage - Filtrage analogique - Exemples de calcul et réalisation de filtres analogiques ». <http://www.techniques-ingenieur.fr/>.
- [44] N. B. Hassine, « Etude de la fiabilité des composants à ondes acoustiques de volume (BAW) pour des applications Radio Fréquence », Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2009.



- [45] A. A. Shirakawa, « Etude, synthèse et réalisation de filtres Baw pour applications mobiles », Thèse de doctorat, Université de Bordeaux I, 1970-2013, France.
- [46] S. Ballandras, « Composants acoustiques utilisés pour le filtrage - Revue des différentes technologies ». <http://www.techniques-ingenieur.fr/>.
- [47] S. Giraud, « Etude, conception et réalisation de résonateurs piézoélectriques pour des applications hautes fréquences », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [48] « SAWNICS - IF SAW Fiter, RF SAW Fiter, Duplexer Product, Package Dimension ». <http://sawnics.koreasme.com/>.
- [49] « RF Microwave & SAW Filter Design | Manufacturer | Supplier | RF SAW Filter | IF SAW Filter ». <http://www.microsaw.fi/>.
- [50] W. Sahyoun, « Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel », Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2014.
- [51] R. Aigner, « SAW, BAW and the future of wireless », *EDN*. <http://www.edn.com/>.
- [52] S. K. Garakoui, E. A. M. Klumperink, B. Nauta, et F. E. van Vliet, « Phased-array antenna beam squinting related to frequency dependency of delay circuits », in *2011 41st European Microwave Conference*, 2011, p. 1304-1307.
- [53] K. Khoder, M. L. Roy, et A. Pérennec, « An All-Pass Topology to Design a 0-360° Continuous Phase Shifter with Low Insertion Loss and Constant Differential Phase Shift », présenté à 44th European Microwave Conference, European Microwave Week, 2014, p. 1-4.
- [54] A. Harck, « Conception et validation de déphaseurs large bande intégrant des MEMS-RF dans un environnement hostile », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [55] G. Chaudhary, H. Choi, Y. Joeng, J. Lim, et C. D. Kim, « Design of Group Delay Time Controller Based on a Reflective Parallel Resonator », *ETRI J.*, vol. 34, n° 2, p. 210-215, avr. 2012.
- [56] F. Burdin, Z. Iskandar, F. Podevin, et P. Ferrari, « Design of Compact Reflection-Type Phase Shifters With High Figure-of-Merit », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, n°6, p. 1883-1893, juin 2015.
- [57] H. Hayashi, T. Nakagawa, et K. Araki, « A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave-length transmission lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 1, p. 150-154, janv. 2002.

- [58] B. LERIDON et J.-P. CONTOUR, « Supraconducteurs à haute température critique et applications ». <http://www.techniques-ingenieur.fr/>.
- [59] H. T. Su, Y. Wang, F. Huang, et M. J. Lancaster, « Wide-band superconducting microstrip delay line », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 11, p. 2482-2487, nov. 2004.
- [60] Y. Wang, H. T. Su, F. Huang, et M. J. Lancaster, « Wide-band superconducting coplanar delay lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 7, p. 2348-2354, juill. 2005.
- [61] A. Kabalan, « Etude de systèmes radio sur fibre pour des applications de réseaux domestiques en bande millimétrique », Thèse de doctorat, Université Paris-Est, 2016.
- [62] « Our Company », *Emcore*. <http://emcore.com/>.
- [63] J. Garreau, « Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC », Thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [64] « Anaren. Inc. | What'll we think of next? » <https://www.anaren.com/>.
- [65] « RN2 Technologies Co.,Ltd ». [En ligne]. <http://rn2.co.kr/>.
- [66] « Mieux qu'en vrai : échos radar par le simulateur de cible - NEWS\_213\_ARTS9510\_french.pdf ». <https://cdn.rohde-schwarz.com/>.
- [67] J. GIVERNAUD, « Etude, conception et fabrication de dispositifs micro-ondes à base de matériaux intelligents type VO<sub>2</sub> », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [68] E. GATARD, « Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyperfréquences », Thèse de doctorat, Limoges, 2006.
- [69] M. K. El Kahtib, « Fonctions de commutation à base de microcommutateurs MEMS RF appliquées à la conception de matrices de commutation », Thèse de doctorat, Université de Limoges, France, 2008.
- [70] « ZEQ-3-222S+.pdf ». <https://www.minicircuits.com/>.
- [71] « VAEQ-2150+.pdf ». <https://www.minicircuits.com/>.
- [72] A. Fejzuli, R. Kaarsberg, et N. Roldan, « Broadband amplifier gain slope equalization with a single passive component », *Prog. Electromagn. Res. Symp.*, vol. 5, n° 6, p. 22–26, 2006.

- [73]Q. Ma et M. Ma, « Broadband Amplifier Gain Slope Equalization Filter », *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, 2008. <https://www.researchgate.net/>.
- [74]R. Hayward, M. Morgan, et K. Saini, « A Gain Slope Correction Scheme for the EVLA Receiver System », *Natl. Radio Astron. Obs.*, 2004.

# Annexes



# Annexes

## Annexe 1 – PCB fréquence intermédiaire

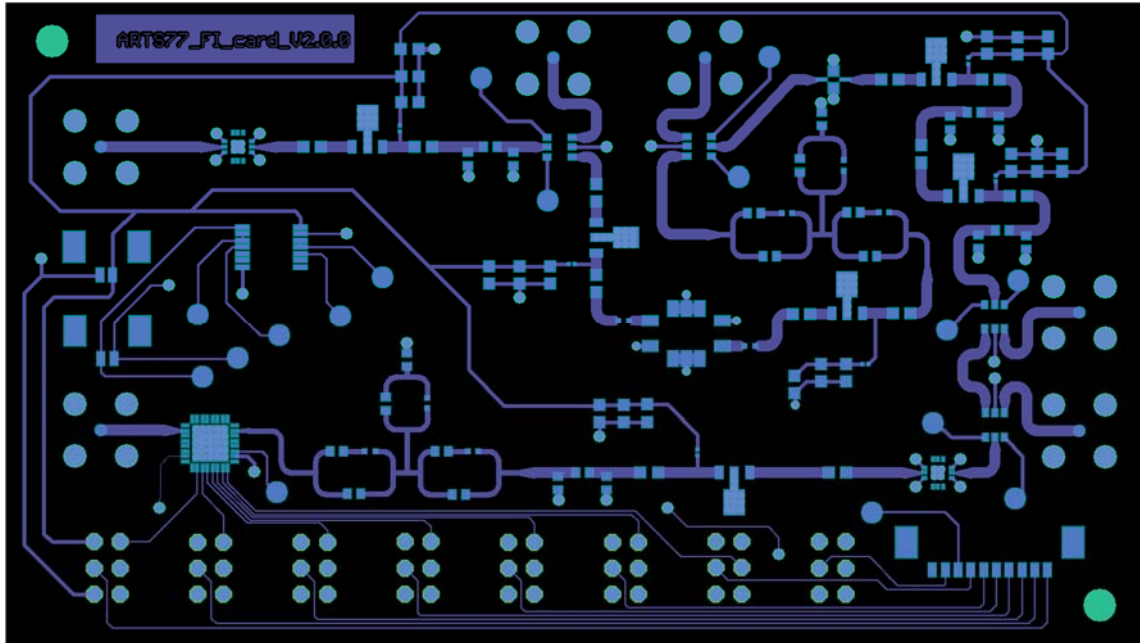


Figure 0-1 : PCB fréquence intermédiaire - TOP

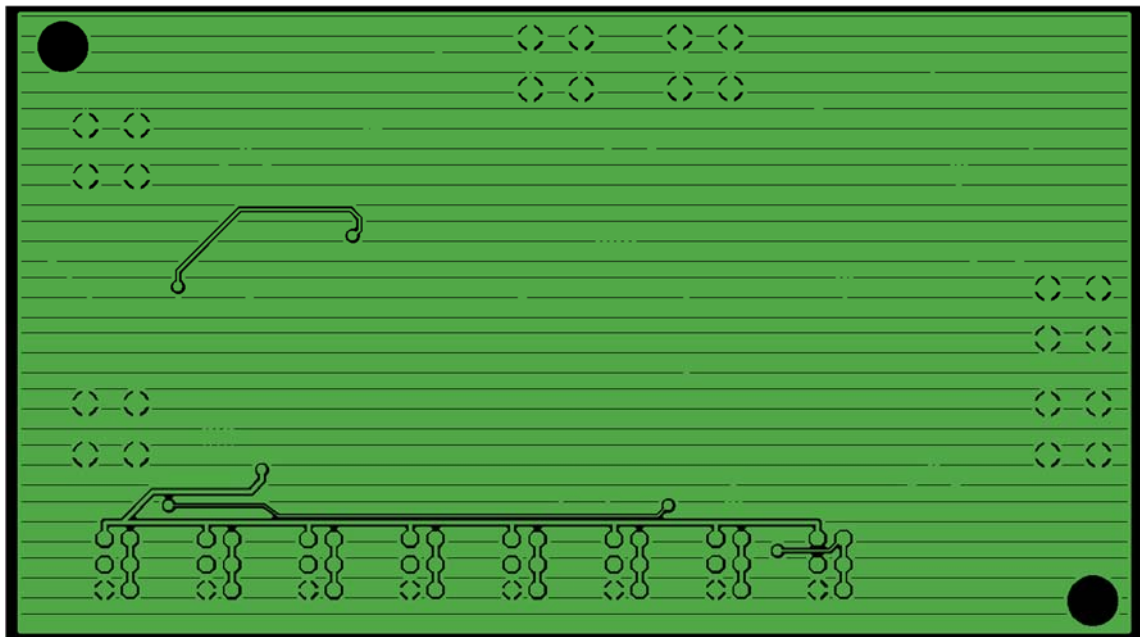


Figure 0-2 : PCB fréquence intermédiaire - BOTTOM

## Annexe 2 – Photos RTS



Figure 0-3 : ARTS77



Figure 0-4 : ARTS77

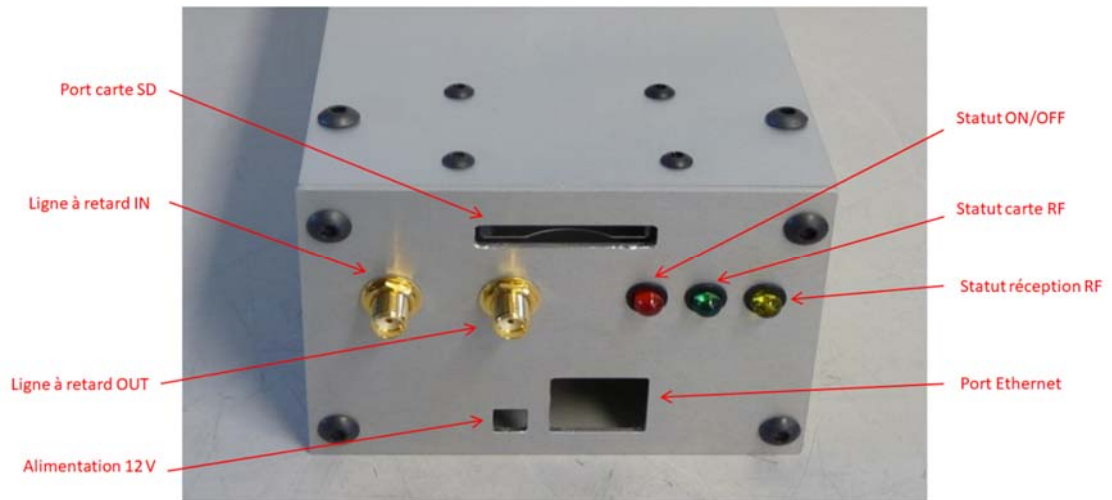


Figure 0-5 : ARTS77 - face arrière



### Annexe 3 : Développement du calcul de la SER

$$SER = P_r + 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D_r^4}{\lambda^2} \right) - P_e - 2 \cdot G_e$$

$$(1) P_r - P_e - 2 \cdot G_e = SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D_r^4}{\lambda^2} \right)$$

$$P_r = P_e - 2 \cdot G_e + 40 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D_s} \right) + 2 \cdot G_a + G_{RTS}$$

$$(2) P_r - P_e - 2 \cdot G_e = 40 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D_s} \right) + 2 \cdot G_a + G_{RTS}$$

(1)  $\rightarrow$  (2)

$$SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D_r^4}{\lambda^2} \right) = 40 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D_s} \right) + 2 \cdot G_a + G_{RTS}$$

$$G_{RTS} = SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D_r^4}{\lambda^2} \right) - 40 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D_s} \right) - 2 \cdot G_a$$

$$G_{RTS} = SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D_r^4 \cdot \lambda^4}{\lambda^2 \cdot (4 \cdot \pi)^3 \cdot D_s^4} \right) - 2 \cdot G_a$$

$$G_{RTS} = SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda^2 \cdot D_r^4}{4 \cdot \pi \cdot D_s^4} \right) - 2 \cdot G_a$$

$$G_{RTS} = SER - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \right) - 40 \cdot \log_{10} \left( \frac{D_r}{D_s} \right) + 2 \cdot G_a$$

## Annexe 4 – Listes de composants – Ligne à retard variable

Composant	Ref	Fournisseur	Code commande	Fabricant	Référence fabricant	Nombre	PUHT	MOC	Total
DL 4 ns				RN2 Tech		4	3,18 €	100	12,72 €
DL 2 ns				RN2 Tech		2	1,54 €	100	3,08 €
DL 0.5 ns				RN2 Tech		4	2,20 €	100	8,80 €
Amplificateur 13 dB				Analog Devices		4	6,05 €	1	24,20 €
Amplificateur 22 dB				Analog Devices		3	4,27 €	1	12,81 €
Amplificateur 31,5 dB				Mini circuits		2	6,02 €	20	12,04 €
SAW 64 m				Microsaw		3	8,10 €	20	24,30 €
SAW 32 m				Microsaw		1	8,10 €	20	8,10 €
SAW 16 m				Microsaw		1	8,10 €	20	8,10 €
Rx				Avago		2	25,11 €	1	50,22 €
Tx				Avago		2	89,07 €	1	178,14 €
Fibre optique 5 m				RS Pro		1	29,04 €	1	29,04 €
Fibre optique 10 m				RS Pro		1	31,59 €	1	31,59 €
Adaptateur SC SC				RS Pro		2	1,31 €	1	2,62 €
Connecteur RF				RS Pro		78	2,28 €	1	177,84 €
Commutateur RF				Analog Devices		26	2,66 €	1	69,16 €
Amplificateur variable - Eval Board				Mini circuits		1	115,6 €	1	115,60 €
Atténuateur variable - Eval Board				Macom		1	263,19 €	1	263,19 €
								<b>Total</b>	<b>1 031,55 €</b>

Figure 0-6 : Liste des composants - ligne à retard



## **Titre**

Développement de simulateurs de cible pour radars automobiles 77 GHz

## **Résumé**

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur le développement d'un simulateur de cible (RTS) pour radars automobiles 77 GHz. Afin de proposer des véhicules toujours plus sûrs, les constructeurs automobiles développent des systèmes ADAS de plus en plus performants. On assiste aujourd'hui à la démocratisation des radars automobiles d'alerte à la collision et de régulation de distance. La généralisation de tels systèmes sur des véhicules de série va nécessiter le recours accru à des moyens de tests, chez les constructeurs et dans les centres de contrôle technique.

Pour pouvoir tester et calibrer les radars, il est nécessaire d'utiliser des RTS. Ces appareils permettent de simuler les scénarios rencontrés par le radar, ceux-ci devenant plus complexes avec le développement des voitures autonomes. Une cible est définie par trois paramètres : une vitesse, une distance et une SER.

Afin de répondre à des exigences drastiques, Autocruise développe ses propres RTS pour des bancs de test de production et de R&D. Ils doivent s'adapter à tout radar fonctionnant sur la bande 76 – 81 GHz, avec différentes modulations et une bande de fréquence supérieure à 800 MHz. Le système doit être à bas coût, de faibles dimensions et flexible pour être intégré dans différentes applications.

Le principal verrou technologique est la réalisation d'une ligne à retard variable, capable de simuler des distances comprises entre 1 m et 250 m, avec une résolution de 0,2 m et permettre le contrôle de la SER. Un compromis devra être trouvé afin de répondre aux spécifications. L'étude a montré l'impossibilité de couvrir l'ensemble de la plage de distances avec une seule technologie. Une architecture hybride est indispensable. Une ligne à retard hybride reconfigurable large bande est présentée.

## **Mots-clé**

Radar automobile, simulateur de cible, ligne à retard, système de test, large bande, reconfigurable, SER

## **Title**

Development of radar target simulator for 77 GHz automotive radar sensors

## **Abstract**

The work presented in this thesis concerns the development of an automotive radar target simulator for 77 GHz radar sensors. In order to continue offering safer vehicles, manufacturers develop more and more performant ADAS systems. We are witnessing a democratization of automotive radar sensors for adaptive cruise control and collision warning. The generalization of such systems on standard cars will require an increased use of test devices both at the manufacturers and in technical control centers.

To test and calibrate radars, it is necessary to use Radar Target Simulators (RTS). These devices enable to simulate situations encountered by the radar. Furthermore, these scenarios are becoming increasingly complex with the arrival of autonomous vehicles. A target is defined by three parameters: distance, velocity and radar cross-section (RCS).

In order to meet drastic requirements, ZF TRW Autocruise develops its own RTS for production test benches and R&D. RTS must adapt to all radars within a 76 – 81 GHz frequency band, with different modulations and a frequency bandwidth higher than 800 MHz. The system must present the advantages of being a low-cost system, with small dimensions and flexible to be integrated in different applications.

The major blocking point is the design of a reconfigurable delay line, able to simulate distances between 1 m and 250 m with a resolution of 0.2 m on a large frequency band and also allowing control of RCS. A compromise will have to be found in order to meet the different specifications. The study showed the impossibility to cover the entire range of distances with one single technology. A hybrid architecture is necessary. The design of a hybrid, tunable, wideband delay line is then presented in this thesis.

## **Keywords**

Automotive radar sensor, radar target simulator, RTS, test system, wideband, reconfigurable, RCS