



Titre: Conception d'un système d'annulation d'interférence pour fin de
Title: cohabitation entre deux systèmes satellitaires Iridium et Inmarsat

Auteur: Zhilin Li
Author:

Date: 2019

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Li, Z. (2019). Conception d'un système d'annulation d'interférence pour fin de
Citation: cohabitation entre deux systèmes satellitaires Iridium et Inmarsat [Master's
thesis, Polytechnique Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/3834/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/3834/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Chahe Nerguizian, & Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Conception d'un système d'annulation d'interférence pour fin de
cohabitation entre deux systèmes satellitaires Iridium et Inmarsat**

ZHILIN LI

Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*

Génie électrique

Mai 2019

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé:

**Conception d'un système d'annulation d'interférence pour fin de
cohabitation entre deux systèmes satellitaires Iridium et Inmarsat**

présenté par **Zhilin LI**

en vue de l'obtention du diplôme de Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Christian CARDINAL, président

Chahé NERGUIZIAN, membre et directeur de recherche

Jean-Jacques LAURIN, membre et codirecteur de recherche

Ke WU, membre

REMERCIEMENTS

Je souhaite remercier toutes les personnes qui ont contribué à la réussite de mon projet de recherche.

Je voudrais remercier dans un premier temps mon directeur de recherche, Professeur Chahé Nerguizian, et mon codirecteur de recherche, Professeur Jean-Jacques Laurin, pour leur patience, leur soutien, leurs conseils et pour m'avoir accepté dans ce projet.

Je remercie vivement le partenaire industriel de ce projet, Thales, pour son soutien et pour avoir mis à ma disposition des documents et des normes pertinentes sur le sujet.

Je tiens à remercier également les personnes suivantes : Jules Gauthier pour l'aide pendant la réalisation du circuit et pour ses explications sur l'utilisation des instruments dans le laboratoire; Saad Chidami pour l'aide sur la configuration du microcontrôleur; Traian Antonescu pour la fabrication des composants; Rachel Lortie pour sa patience et son aide sur les commandes des composants; Jean-Sébastien Décarie pour son soutien informatique; Nicolas Pucci-barbeau pour son support dans la connexion de la partie de contrôle et Hamza Benzerrouk pour son explication sur les caractéristiques du système Inmarsat.

Enfin, je voudrais remercier tous les membres du laboratoire Poly-Grames pour leur accueil chaleureux et le temps passé ensemble.

RÉSUMÉ

Inmarsat et Iridium sont deux systèmes de communication par satellite utilisés dans les avions. Étant donné que les fréquences de fonctionnement de ces deux systèmes sont proches et que la puissance d'émission du signal Inmarsat est forte et dans une bande proche de la bande de réception d'Iridium, le premier interfère la réception du second.

L'objectif de cette recherche est de développer une solution RF pour atténuer ces interférences en n'apportant que des modifications mineures sur les équipements d'antennes existants. La solution proposée est un circuit d'annulation RF qui réduit adaptativement les interférences.

Au début du projet, nous pensions que l'intermodulation des signaux de transmission Inmarsat, qui tombe dans la bande de réception du signal Iridium était la principale cause du problème d'interférence. Toutefois, il a plus tard été réalisé que le signal Inmarsat lui-même était la principale source d'interférences. En conséquence, certaines modifications ont été apportées à la première solution envisagée afin d'atténuer le signal Inmarsat reçu par l'antenne de réception Iridium.

Le circuit d'annulation est composé de deux parties: la partie d'annulation et la partie de contrôle. La première partie génère un signal d'annulation à partir du signal d'interférence Inmarsat en utilisant un modulateur vectoriel, puis combine ce signal à la réception du signal Iridium afin d'atténuer les interférences. La deuxième partie capture un signal à la réception Iridium pour former une boucle de rétroaction et puis un algorithme d'optimisation est utilisé pour contrôler adaptativement le modulateur vectoriel de la première partie. L'algorithme de descente de gradient et l'algorithme de recherche de patrons ('pattern search algorithm' en anglais) sont utilisés dans ce projet.

Selon les résultats expérimentaux obtenus par un circuit d'essai en laboratoire, il a été possible de réduire le niveau d'interférence d'environ 37 dB.

ABSTRACT

Inmarsat and Iridium are two satellite communication systems used on aircraft. Since the operation frequencies of these two systems are very close to each other and the transmit power of Inmarsat signal is strong and in a band that is close to the receive band of Iridium, the former interferes with the reception of the latter.

The objective of this research is to develop an RF solution to mitigate these interferences while making only minor modification on existing antenna equipment. The proposed solution is an RF cancellation circuit which reduces the interference adaptively.

In the beginning, we thought that the intermodulation of Inmarsat transmission signals, which falls into the reception band of the Iridium signal, was the main cause of the interference problem. However, it was later realized that the Inmarsat signal itself is the dominant source of interferences. In consequence, some modifications were done in the proposed circuit in order to mitigate the Inmarsat signal received by Iridium reception antenna.

The cancellation circuit is composed of two parts: the cancellation part and the control part. The first part generates a radiofrequency cancellation signal based on the interference signal Inmarsat by using a vector modulator and then combine this signal at the reception of Iridium signal to mitigate the interferences. The second part capture a signal from the Iridium reception to form a feedback loop and an optimisation algorithm is used to control adaptively the vector modulator of the first part. The gradient-descent algorithm and the pattern search algorithm are used in this project.

According to the experimental results obtained with a test circuit in the laboratory, it was possible to reduce the interference level by about 37 dB.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	V
TABLE DES MATIÈRES	VI
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTE DES FIGURES.....	X
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XIII
LISTE DES ANNEXES.....	XIV
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 La problématique.....	1
1.2 L'objectif et l'approche envisagée	4
1.3 Organisation du mémoire	5
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART.....	7
2.1 Les solutions directes	7
2.2 Les solutions pour des situations similaires	9
CHAPITRE 3 CIRCUIT D'ANNULATION	11
3.1 Caractéristiques importantes	11
3.2 Conception du circuit	13
3.2.1 Hypothèses	13
3.2.2 Solution proposée	14
3.2.3 Autre solution possible.....	15
3.3 Bilan de liaison et dimensionnement des composants	18
3.3.1 Bilan de liaison.....	18

3.3.2	Modulateur Vectoriel	19
3.3.3	Coupleurs	21
3.3.4	Détecteur de puissance	22
3.3.5	Amplificateur	23
3.3.6	Filtre	24
3.4	Conception des coupleurs.....	25
3.4.1	Coupleur 20dB	25
3.4.2	Coupleur 10dB	30
3.5	Traitement du signal.....	35
3.5.1	L'objectif de la partie contrôle.....	35
3.5.2	Configuration sur le microcontrôleur	35
CHAPITRE 4	SIMULATION ET TEST MANUEL	37
4.1	Résultats de simulation et preuve de concept.....	37
4.2	Test des composants.....	40
4.2.1	Modulateur vectoriel	40
4.2.2	Les coupleurs.....	41
4.2.3	Détecteur de puissance	44
4.3	Résultats expérimentaux	45
4.3.1	Circuit et méthodologie du test manuel.....	45
4.3.2	Résultats	47
CHAPITRE 5	ALGORITHME ET TEST AUTOMATIQUE	48
5.1	Circuit et méthodologie du test automatique.....	48
5.1.1	Circuit du test automatique	48
5.1.2	Méthodologie du test automatique	49

5.1.3	Caractéristiques du circuit.....	50
5.1.4	Circuit de protection.....	51
5.2	Algorithme de descente du gradient.....	54
5.2.1	La structure de l'algorithme.....	54
5.2.2	Définition du point de départ	57
5.2.3	Résultats	58
5.2.4	Amélioration.....	58
5.3	Algorithme de recherche de patrons.....	62
5.3.1	La structure de l'algorithme.....	62
5.3.2	Résultats expérimentaux	65
CHAPITRE 6	CONCLUSION	68
6.1	Synthèse des travaux réalisés	68
6.2	Travaux futurs	69
RÉFÉRENCES	72
ANNEXES	74

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1. Caractéristiques importantes du système Inmarsat (données obtenues de [3])	11
Tableau 3.2. Caractéristiques importantes du système Iridium (données obtenues de [2])	11
Tableau 3.3. Caractéristique d'intermodulation du système Inmarsat (données obtenus de [3]) ...	11
Tableau 4.1. Le niveau d'atténuation avec la précision en atténuation et en phase pendant les simulations	39
Tableau A.1 Tension VD mesurée pendant le test manuel.....	74
Tableau A.2 Tension VD mesurée autour du point minimal	74

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Situation réelle sur l'avion	2
Figure 1.2. Plan de fréquence (Les données viennent de [2, 3])	3
Figure 1.3. Approche envisagée	5
Figure 3.1. Diagramme fonctionnel de la solution proposée	14
Figure 3.2. Diagramme de bloc de la solution visant l'annulation des produits d'intermodulation	16
Figure 3.3. Bilan de liaison	19
Figure 3.4. Modulateur vectorielle AD8341	20
Figure 3.5. Détecteur de puissance HMC601LP4	23
Figure 3.6. Amplificateur ZX60-V63+	23
Figure 3.7. Filtre passe-bande CBP-1645J+	24
Figure 3.8. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 20 dB par <i>LineCalc</i>	26
Figure 3.9. Largeur de la ligne de transmission pour adapter le coupleur de 20 dB par <i>LineCalc</i>	27
Figure 3.10. Modèle de simulation du coupleur de 20 dB dans ADS	28
Figure 3.11. Caractéristiques du coupleur de 20 dB (a. les paramètres S du coupleur; b. l'isolation I, la perte d'insertion L, le couplage C et la directivité D du coupleur)	29
Figure 3.12. Fichier pour fabriquer le coupleur de 20 dB	30
Figure 3.13. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 10 dB par <i>LineCalc</i> quand l'épaisseur du substrat est de 20 mil	31
Figure 3.14. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 10 dB par <i>LineCalc</i> quand l'épaisseur du substrat est de 60 mil	32
Figure 3.15. Largeur de la ligne de transmission pour adapter le coupleur de 10 dB par <i>LineCalc</i>	32

Figure 3.16. Caractéristiques du coupleur de 10 dB en mode 'layout'(a. les paramètres S du coupleur; b. l'isolation I, la perte d'insertion L, le couplage C et la directivité D du coupleur)	33
Figure 3.17. Fichier pour fabriquer le coupleur de 10 dB	34
Figure 3.18. Microcontrôleur STM32F746G-disco et son circuit d'interface	36
Figure 4.1. Simulation pour vérifier la conception sur ADS	37
Figure 4.2. Résultats de simulation pour vérifier la conception	38
Figure 4.3. Performances du modulateur vectoriel (a. Atténuation mesurée en dB; b. Phase mesurée en degré ; c. Atténuation après l'interpolation linéaire en dB; d. Phase après l'interpolation linéaire en degré)	41
Figure 4.4. Coupleur de 20 dB fabriqué	42
Figure 4.5. Coupleur de 10 dB fabriqué	42
Figure 4.6 Caractéristiques du coupleur 20dB expérimentales (en rouge) comparées aux valeurs de simulations en mode 'layout' (en bleu)	43
Figure 4.7 Caractéristiques du coupleur 10dB expérimentales (en rouge) comparées aux valeurs de simulations en mode 'layout' (en bleu)	43
Figure 4.8. Plage linéaire du détecteur de puissance	44
Figure 4.9. Circuit pour le test manuel	45
Figure 5.1. Circuit de test automatique	49
Figure 5.2. Caractéristiques du circuit automatique (a. mesures directes b. valeurs en moyenne)	50
Figure 5.3. Circuit de protection de tension	52
Figure 5.4. Circuit de protection fabriqué	53
Figure 5.5 Algorithme de descente du gradient	54
Figure 5.6. La structure de l'algorithme de descente du gradient	56
Figure 5.7. Méthode utilisée pour définir le point de départ	57
Figure 5.8. Résultats obtenus par l'algorithme de descente du gradient	58

Figure 5.9. Mesure des bruits sans filtre	59
Figure 5.10. Mesure des bruits avec filtre	59
Figure 5.11. Résultats obtenus par l'algorithme de descente de gradient avec le filtre	60
Figure 5.12. Algorithme de recherche de patrons	62
Figure 5.13. La structure de l'algorithme de recherche de patrons	64
Figure 5.14. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons	65
Figure 5.15. L'emplacement du câble et d'atténuateur modifiés pendant les tests	66
Figure B.1. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 15 cm (répétition de la figure 5.14)	75
Figure B.2. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 15 cm (convergence après 44 itération)	75
Figure B.3. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 40 dB et la longueur du câble égal à 15 cm	76
Figure B.4. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 50 dB et la longueur du câble égal à 15 cm	76
Figure B.5. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 40 cm	77
Figure B.6. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 40 dB et la longueur du câble égal à 40 cm	77
Figure B.7. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 50 dB et la longueur du câble égal à 40 cm	78

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS	Logiciel de conception assisté par l'ordinateur dans le domaine de radio fréquence (‘Advanced Design System ‘en anglais)
AES	Station mobile du service de télécommunication aéronautique installée sur l’avion (‘Aircraft Earth Station’ en anglais)
A-BPSK	modulation par changement de phase (deux valeurs possibles) pour l’aéronautique
A-QPSK	modulation par changement de phase (quatre valeurs possibles) pour l’aéronautique
FD	full-duplex
FDD	Multiplexage avec duplex fréquentie (Frequency Division Duplexing en anglais)
PCB	Circuit imprimé (Printed Circuit Board en anglais)
RF	Radio fréquence
Rx	Réception
RTCA	Commission de la technique radio pour l'aéronautique (Radio Technical Commission for Aeronautics en anglais)
SatCom	Communication par satellite
Tx	Transmission

LISTE DES ANNEXES

Annexe A - Résultats du test manuel74

Annexe B - Résultats par l'algorithme de recherche de patrons dans situations différentes75

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, nous nous décrivons la problématique de notre projet ainsi que l'objectif général. Nous offrons une approche pour atteindre l'objectif. Puis, l'organisation du mémoire se trouve à la fin du chapitre.

1.1 La problématique

La problématique de recherche faisant l'objet de ce mémoire a pour origine un problème réel venant de l'industrie aéronautique. Ce travail s'effectue dans le cadre du projet CRIAQ AVIO-601 auquel participent les entreprises Thales Canada et la société Atem (France).

Deux systèmes de communication par satellite, Iridium et Inmarsat, sont susceptibles d'être utilisés dans les avions. Dans les installations fréquentes sur les avions de ligne, l'antenne du système Iridium est installée sur la surface supérieure du fuselage et l'antenne Inmarsat est installée sur la queue d'avion. Ces deux systèmes permettent de transférer des données et de faire des appels à travers des liaisons satellitaires. L'utilisation simultanée de ces deux systèmes permet de fournir plus de choix pour les clients et d'améliorer la fiabilité du service de télécommunication sur l'avion. Cependant, bien que les deux systèmes aient été conçus pour opérer dans des bandes de fréquence distinctes, il s'avère difficile en pratique d'opérer les deux systèmes simultanément sans qu'il y ait des interférences, comme montré par la figure 1.1. Nous cherchons donc des solutions possibles pour réaliser la cohabitation entre ces deux systèmes.

Les interférences sont dues au fait qu'Iridium et Inmarsat opèrent dans des bandes de fréquences très proches. En effet, Iridium fonctionne entre 1616MHz et 1626.5MHz alors que l'Inmarsat transmet entre 1626.5 MHz et 1660.5 MHz. Il est difficile de séparer les signaux car il n'y a pas de bande de garde entre ces deux systèmes. [1] Il est évident que compte tenu de la distance entre l'avion et les satellites, lorsque la radio Inmarsat installée sur l'avion transmet, la puissance associée au signal Inmarsat reçue par l'antenne Iridium est supérieure de plusieurs ordres de grandeur au signal reçu du satellite Iridium. Il est à noter que les antennes installées sur l'avion peuvent être reconfigurables, de sorte que la direction de leur faisceau principal est orientée vers la ligne de vue du satellite le plus proche. Ainsi, dépendant de l'orbite du satellite Inmarsat utilisée, de l'attitude et de l'orientation de l'avion, le faisceau de l'antenne Inmarsat peut pointer

directement vers l'antenne Iridium, augmentant d'autant plus le niveau d'interférence. Par conséquent, le système Inmarsat peut interférer sur le fonctionnement du système Iridium.

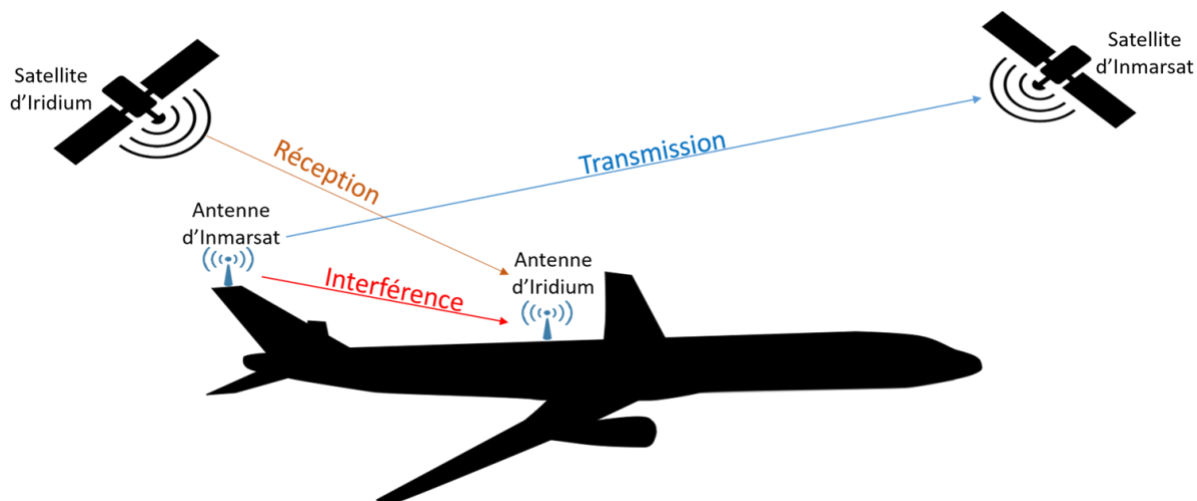


Figure 1.1. Situation réelle sur l'avion¹

Il existe deux types d'interférence entre ces deux systèmes et ils sont montrés dans la figure 1.2. Cette figure est un plan de fréquence. Le rectangle en bleu montre la bande de fréquence et la puissance du signal d'émission d'Inmarsat au port de l'antenne. Les produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5 sont montrée par le rectangle en orange. Puis, les rectangles pointillés montrent ces deux signaux après la propagation dans l'air d'une distance de 15 mètres. De plus, la sensibilité du récepteur d'Iridium est montrée par le rectangle en vert.

¹ Clipart Panda. (s.d.) Symbole de l'avion. [En ligne]. Disponible:

http://www.clipartpanda.com/clipart_images/airplane-clip-art-vector-66140

Clker. (2012) Symbole de l'antenne. [En ligne]. Disponible: <http://www.clker.com/clipart-wireless-antenna-1.html>

Flat Icon. (s.d.) Symbole du satellite. [En ligne]. Disponible: https://www.flaticon.com/free-icon/satellite_21998

Le niveau de transmission et le seuil de sensibilité utilisé à la figure 1.2 viennent des documents DO-210D et DO-262C (détails dans les tableaux 3.1, 3.2 et 3.3), qui sont des normes de performance pour les systèmes satellitaires sur avions.

Le premier type d'interférence est causé par la puissance élevée du transmetteur Inmarsat dans sa bande de fréquences allouée. D'après le plan de fréquence, la puissance d'émission d'Inmarsat est 43dBm en moyenne. Pour une distance de 15 mètres entre ces deux systèmes, on peut estimer une atténuation par propagation de 60 dB en utilisant l'équation de Friis où il est supposé que le gain des antennes de transmission et de réception soit unitaire (détaillé dans la section 3.3.1). Alors, la puissance du signal d'émission d'Inmarsat à l'antenne de réception d'Iridium est environ -17 dBm . Cette valeur est très élevée par rapport à la sensibilité d'antenne d'Iridium qui est de -106 dBm . Ainsi, le signal d'Inmarsat risque de masquer les signaux utiles et de causer des saturations dans la partie de réception du système Iridium.

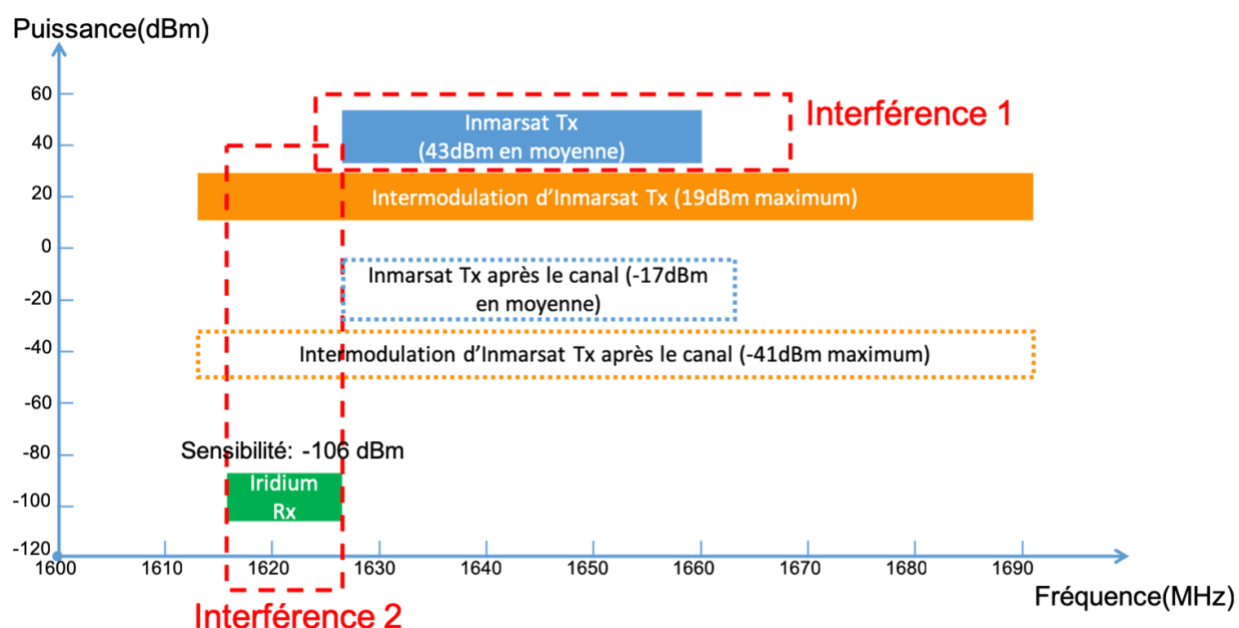


Figure 1.2. Plan de fréquence (Les données viennent de [2, 3])

De plus, des composants non-linéaires présents dans l'amplificateur de puissance du transmetteur Inmarsat peuvent générer des produits d'intermodulations. Ces derniers sortent de la bande 1616-1625.5 MHz et débordent dans le bas de la bande de réception d'Iridium. Selon le document DO-210D, le niveau des produits d'intermodulation devrait être au moins 24dB plus faible que la

puissance d'émission d'Inmarsat, dans sa bande permise. Après la propagation dans l'air, la puissance d'intermodulation d'Inmarsat est d'environ -41dBm à l'antenne d'Iridium. Alors, l'intermodulation du système Inmarsat risque d'interférer la réception du système Iridium, ce qui est la deuxième cause possible d'interférence.

Au début de la recherche, nous nous sommes concentrés sur la deuxième interférence. Cependant, après discussions avec les ingénieurs d'application de Thales Canada et Thales U.K., nous avons compris que dans la réalité, c'est la première cause d'interférence qui domine. Des solutions correspondantes de ces deux causes d'interférence sont discutés dans la section 3.2.

1.2 L'objectif et l'approche envisagée

Plusieurs contraintes s'appliquent à ce projet. Premièrement, il faut respecter les standards spécifiques sur la télécommunication satellitaire pour les systèmes Inmarsat et Iridium. Deuxièmement, seulement des changements mineurs sur les antennes et les autres équipements RF sont permis par notre partenaire pour faciliter la mise en œuvre de la solution sur des avions sur lesquels les systèmes Iridium et Inmarsat sont déjà installés.

En résumé, l'objectif général de la recherche est de développer un système qui permet d'annuler les interférences à la réception du système Iridium sans avoir des modifications majeures sur les équipements existants afin de réaliser la cohabitation entre ces deux systèmes.

Pour atteindre cet objectif, nous envisageons donc d'insérer un circuit d'annulation d'interférences qui pourrait s'insérer dans les câbles d'antennes de l'avion. Cette approche est montrée dans la figure 1.3.

La méthode prévue est de réaliser un circuit qui contient un atténuateur, un déphaseur, trois coupleurs et une partie de contrôle. L'interférence à annuler parcourt le chemin indiqué en rouge, i.e. propagation dans l'air entre les deux antennes, puis propagation dans un câble jusqu'au récepteur Iridium. Un signal visant à annuler ce premier signal suit le parcours illustré en vert. Le premier coupleur dans la partie d'Inmarsat sert à capter un échantillon du signal de transmission d'Inmarsat. Puis, un modulateur vectoriel représenté dans la figure par le déphaseur et l'atténuateur variables est utilisé pour créer un signal d'interférence destructive reçu à l'entrée du récepteur Iridium. Le signal destructif généré et les interférences se combinent dans le récepteur d'Iridium à l'aide d'un deuxième coupleur. De plus, le modulateur vectoriel est réglé automatiquement par un

algorithme d'optimisation qui minimise la tension du détecteur de puissance et ce dernier récupère du signal au récepteur d'Iridium par le troisième coupleur et forme une boucle de rétroaction.

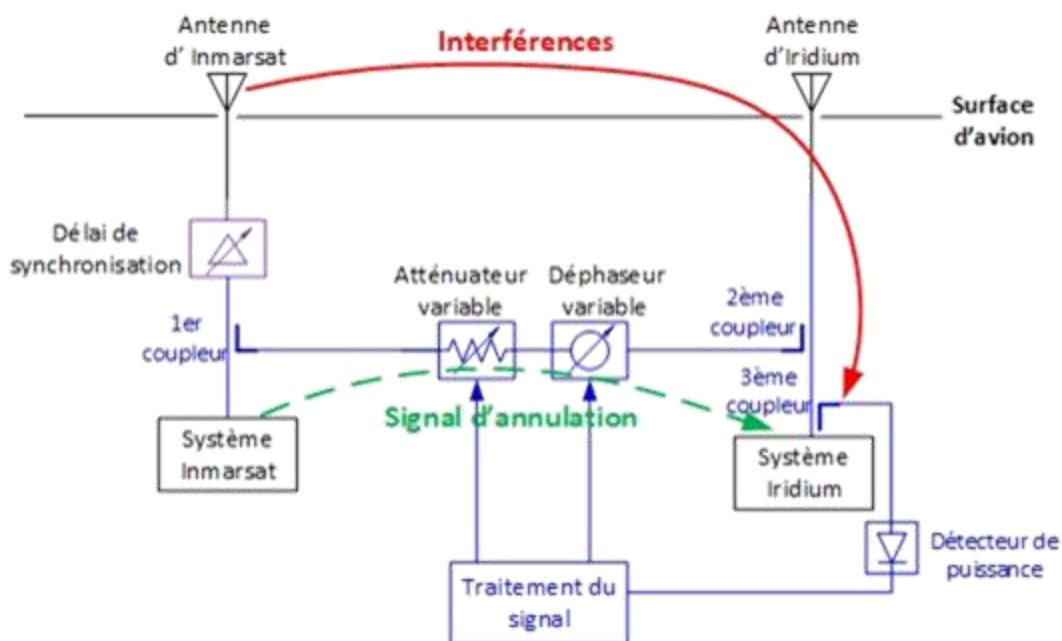


Figure 1.3. Approche envisagée

Nous pouvons aussi insérer un délai dans le circuit pour synchroniser le signal d'annulation et les interférences reçues à l'antenne d'Iridium. Supposons que la distance entre les antennes Inmarsat et Iridium est de 15 mètres, alors le temps de propagation dans l'air entre eux est égal à

$$\frac{15m}{3 \cdot 10^8 m/s} = 5 \cdot 10^{-8} s = 50 ns \quad (1.1)$$

Cependant, les câbles et les composants dans le circuit d'annulation introduisent aussi des délais dans le système. Alors, la valeur totale du délai total sera déterminée pendant la mise en œuvre du circuit.

1.3 Organisation du mémoire

Ce mémoire consiste en 6 chapitres.

Le Chapitre 2 est une revue critique de la littérature pertinente incluant des solutions directes existantes ou en train d'être développées et des solutions pour des situations similaires qui nous ont inspiré.

Puis, le Chapitre 3 est dédié à la conception du circuit et les choix des composants. Le Chapitre 4 montre des courbes de performance du circuit tracées à l'aide des logiciels de simulation ainsi que quelques résultats intermédiaires. Et dans le Chapitre 5, nous nous concentrerons à la partie du traitement de signal et l'amélioration de l'algorithme selon les résultats expérimentaux.

Finalement, le Chapitre 6 conclut sur les résultats obtenus ainsi que des possibilités d'améliorer le circuit et de l'installer sur l'avion.

Une liste des références bibliographiques et des annexes est incluse à la fin.

CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART

Le problème d'interférence entre les systèmes Inmarsat et Iridium est un cas particulier qui se trouve dans l'industrie ces dernières années dans le domaine des télécommunications par satellite.

Il existe plusieurs raisons pour la cohabitation des systèmes Inmarsat et Iridium. Premièrement, les utilisateurs bénéficient de plus de services si ces deux systèmes sont installés sur le même avion. D'autre part, comme la demande pour la vitesse de transmission augmente, l'utilisation de deux différents systèmes satellitaires sur l'avion afin de séparer les différents services est une solution pour garantir la qualité et la fiabilité de service en télécommunication. Aussi, le fait que le système d'Iridium permet de géolocaliser l'avion indépendamment du système GPS est mise en valeur par l'industrie après la tragédie du vol 370 de Malaysia Airlines en 2014 [4, 5].

À cause de la nouveauté du sujet et de la confidentialité avec les entreprises, il y a peu de documents sur Internet qui sont directement associés à notre recherche. Nous avons reçu la plupart des informations concernant les solutions existantes de notre partenaire industriel, Thales, et par les membres du projet AVIO-601. Ce dernier est un projet concentré sur la mitigation des interférences dans les systèmes de communication par satellite qui consiste en plusieurs partenaires d'entreprise et des professeurs et étudiants de différentes universités.

Pendant la conception du circuit, nous nous inspirons aussi de solutions développées pour réduire les interférences entre les bandes de réception et de transmission dans les systèmes de télécommunications full-duplex ainsi que la méthode « feed-forward » utilisée dans les autres domaines, comme par exemple la linéarisation d'amplificateurs de puissance radiofréquences.

2.1 Les solutions directes

Il existe déjà des tentatives de solution du problème d'interférence entre les systèmes Inmarsat et Iridium dans l'industrie. Par exemple, l'entreprise K&L Microwave offre un filtre passe-bande du type elliptique qui est fabriqué spécifiquement pour ce cas particulier [6]. Il s'installe sur le système Iridium et permet d'atténuer les signaux venant du système Inmarsat. Ce filtre est très sélectif qui réduit de 30dB le signal à partir de 1628MHz en gardant une perte inférieure à 1dB entre 1616 et 1626MHz. De plus, il peut fonctionner pour une température variante entre -17 et 70 degrés (C) et

jusqu'à une hauteur d'environ 4 km du sol. D'autres entreprises comme Reactel Inc. et Pacific Rim USA Inc. offrent aussi des solutions similaires.

Cependant, ces solutions ne fonctionnent pas car les bandes de fréquence d'Iridium et d'Inmarsat sont très proches. Et notre partenaire industriel a décidé de chercher autres solutions.

Une application internationale de brevet en 2011 décrit un système actif d'annulation d'interférence pour résoudre le problème entre Iridium et Inmarsat [7]. Ce système possède un module qui génère un signal d'annulation en fonction du signal d'interférence venant d'Inmarsat, un module qui combine le signal d'annulation avec le signal reçu par le récepteur d'Iridium, et un module de contrôle, qui génère un signal de contrôle. Ce dernier fait partie de la fonction pour générer le signal d'annulation. La structure générale de cette méthode est très proche de notre approche envisagée. Ce document propose aussi une méthode pour améliorer la performance de cette solution : faire une division du signal à N sous-bandes à l'aide des N filtres passe-bande et puis générer N signaux d'annulation pour différentes valeurs de fréquences centrales. Néanmoins, l'utilisation de N filtres sélectifs, N atténuateurs et N déphaseurs rendent cette méthode coûteuse et difficile à réaliser dans l'industrie.

Un brevet paru en 2014 propose une méthode qui couple un module d'annulation sur une première antenne afin de réduire les interférences venant d'une deuxième antenne [1]. Selon l'auteur, cette méthode peut être utilisée dans différentes applications et l'auteur prend plus spécifiquement le cas d'Iridium et d'Inmarsat. D'après le brevet, la fonctionnalité de ce module est de prédéfinir une valeur de phase selon les orientations initiales des antennes pendant la configuration initiale du système. L'auteur indique que toutes les technologies d'annulation d'interférences, voire une combinaison de la solution analogique avec la solution numérique peuvent être utilisées. Il est aussi mentionné dans ce brevet que la rotation des antennes change la distance relative entre elles et provoque une erreur de phase, ce qui n'est pas négligeable dans la bande L et peut influencer l'efficacité du système d'annulation. Pour compenser cette erreur, l'auteur propose d'ajouter un module de délai qui peut être réglé selon les différentes positions des antennes durant le vol. Cependant, dans le document du brevet, il n'y a pas d'application de cette méthode.

Selon des échanges avec notre partenaire industriel, les solutions existantes ne sont pas suffisamment efficaces et Thales cherche des solutions qui sont faciles à installer sur les avions.

Par ailleurs, dans le cadre du projet AVOI-601, d'autres approches sur le traitement du signal sont en train de se développer. Les antennes Iridium et Inmarsat sont installées sur le toit d'un bâtiment de l'École de Technologie Supérieure et elles sont prêtes pour faire des tests. Une solution de changement du sous-canal par algorithme est en train d'être développée par des professeurs et étudiants de cette école. Puis, une autre étude à l'Université de Concordia sur l'estimation du canal et la détection du symbole pour les canaux superposés serait aussi une solution possible à l'avenir.

2.2 Les solutions pour des situations similaires

Dans le domaine RF, il existe des solutions similaires qui s'appliquent pour les problèmes d'interférences dans le même système. Ces solutions étudient l'annulation des interférences pour les systèmes de télécommunication FDD (Multiplexage avec duplex fréquentiel) et FD (full-duplex). Un tel système transmet et reçoit les signaux en même temps dans deux bandes de fréquences très proches. Ainsi, il existe des interférences entre les deux bandes.

Une technique a été publiée en 2015 pour résoudre le problème d'interférence dans les applications de large bande [8]. Cette solution intègre des filtres, des atténuateurs et des déphaseurs à l'intérieur d'un récepteur. Des tests sont faits sur différents récepteurs et les résultats montrent que cette technique permet d'atténuer efficacement les interférences de 0.7 GHz à 1.4 GHz en gardant les performances du récepteur.

Puis, une deuxième solution est développée en 2016 pour minimiser les interférences dans un récepteur d'une seule antenne. En utilisant des coupleurs, les chercheurs installent un circuit d'annulation RF composé d'un atténuateur et d'un déphaseur entre les bandes Tx (transmission) et Rx (réception). Selon les résultats expérimentaux, un tel circuit permet d'augmenter l'isolation de 15 à 33 dB sur une bande de fréquence centrée à 2.45GHz et avec une largeur de bande de 100MHz [9].

Les situations expliquées dans les deux articles précédents ressemblent à notre problème. De plus, les bandes de fréquence sont proches de celles des systèmes Inmarsat et Iridium. Alors, ces deux études nous montrent la faisabilité et l'efficacité d'un circuit d'annulation d'interférence dans le domaine RF.

Une étude en 2009 augmente la plage dynamique et linéaire d'un appareil optique dans le champ proche en éliminant des signaux qui ne portent pas d'information utile afin d'augmenter le rapport signal sur bruit [10]. La solution proposée est d'insérer un modulateur vectoriel contrôlé par des signaux en phase (I) et en quadrature de phase (Q) à la réception. Selon les auteurs, cette méthode diminue de 60dB de bruit et permet d'augmenter de 18dB la plage dynamique du système.

Des circuits similaires se trouvent aussi dans la méthode « feed-forward » pour l'annulation d'interférence dans un amplificateur de gain élevé [11, 12] et dans des applications photoniques [13].

CHAPITRE 3 CIRCUIT D'ANNULATION

Comme mentionné dans le Chapitre 1, afin d'éviter les modifications majeures sur les équipements RF existants, notre solution envisagée est un circuit d'annulation sur les câbles des antennes. Nous présentons alors les étapes que nous avons suivies pendant la conception du circuit d'annulation. Puis, nous justifions aussi le choix des composants utilisé dans le circuit.

3.1 Caractéristiques importantes

Des standards spécifiques précisent les caractéristiques du signal ainsi que les exigences pendant les tests. Il est donc essentiel d'étudier soigneusement ces standards. La conception du circuit (détaillé dans la section 3.2) est basée sur les bandes de fréquence ainsi que les niveaux de puissance utilisés en pratique dans les radios Inmarsat et Iridium.

Tableau 3.1. Caractéristiques importantes du système Inmarsat (données obtenues de [3])

Symbol	Value	Unité	Description
f_{TMX}	1660.5	MHz	Fréquence maximum pour la transmission
f_{TMN}	1626.5	MHz	Fréquence minimum pour la transmission
P_{MN}	24/43.8	W/dBm	Puissance minimale du signal de transmission
P_{MX}	60/47.8	W/dBm	Puissance maximale du signal de transmission

Tableau 3.2. Caractéristiques importantes du système Iridium (données obtenues de [2])

Symbol	Value	Unité	Description
f_{RMX}	1626.5	MHz	Fréquence maximale pour l'AES ('Aircraft Earth Station') réception
f_{RMN}	1616.0	MHz	Fréquence minimale pour l'AES réception
S_{DS}	-106	dBm	Niveau minimal de la porteuse de données afin que $BER \leq 2\%$

Tableau 3.3. Caractéristique d'intermodulation du système Inmarsat (données obtenus de [3])

Fréquence (MHz)	Intermodulation d'ordre 3 ou 5	Intermodulation d'ordre 7 ou plus
1610-1614	-64dBc	-72dBc
1614-1691	-24dBc	-32dBc

Les tableaux 3.1 et 3.2 indiquent certaines valeurs des systèmes Inmarsat et Iridium qui sont importantes tout le long de notre recherche. Puis, le tableau 3.3 montre la puissance du signal d'intermodulation dans la transmission d'Inmarsat.

Selon les standards, les méthodes de modulation utilisées dans le système Inmarsat sont des modulations aéronautiques par changement de phase avec deux variables (A-BPSK) ou avec quatre variables (A-QPSK) selon le débit de données demandé. Et les antennes ont une polarisation circulaire dans le sens horaire [3].

Par ailleurs, selon des informations transmises par les ingénieurs de chez Thales, nous pouvons prendre 20W (43.0 dBm) comme le niveau de puissance du signal d'Inmarsat et pouvons considérer que les antennes sont passives dans la recherche pour simplifier la situation et les calculs.

Il faut aussi noter que, contrairement au système Inmarsat qui reçoit et transmet dans deux bandes de fréquences séparées, le système Iridium reçoit et transmet avec la même antenne dans la même bande de fréquence, mais pas en mode « full duplex », i.e. les phases de transmission et réception alternent dans le temps [2]. Quand Iridium transmet, notre détecteur de puissance recevra une partie de ce fort signal Iridium et donc les signaux de contrôle pour annuler le signal Inmarsat seront faux. En conséquence, le point de départ de l'algorithme d'annulation risque d'être loin de la solution optimale, ce qui fait que le temps de convergence du système sera plus long.

Pour que notre circuit d'annulation ne fonctionne que pendant la réception d'Iridium, un interrupteur et une synchronisation avec le système Iridium sera nécessaire dans le cas réel. Ainsi, si la transmission du système Iridium est détectée, les itérations pour annuler l'interférence pourraient être suspendues, jusqu'à ce qu'Iridium se remette en mode réception. De plus, si nous voulons faire des tests avec des vraies antennes d'Inmarsat et d'Iridium, d'autres exigences s'appliquent pour éviter d'interférer avec satellites, mais nous ne considérons pas ces problèmes dans cette recherche.

3.2 Conception du circuit

3.2.1 Hypothèses

Deux hypothèses s'appliquent pendant la conception du circuit. Premièrement, nous supposons que la transmission du système Inmarsat est de bande étroite. Ainsi, une annulation d'interférence à la fréquence centrale dans la bande est aussi valide pour la totalité de la bande.

En effet, sa largeur de bande est de 34MHz et la fréquence centrale est de 1643.5MHz et on peut calculer la largeur de bande relative donnée par

$$\frac{34MHz}{1643.5MHz} = 2.07\% \quad (3.1)$$

Par ailleurs, selon le standard, la largeur de bande de chaque canal d'Inmarsat est de 200kHz et seulement les interférences de bande étroite sont considérées pendant les tests du système Inmarsat [3], alors l'hypothèse est valide.

Deuxièmement, nous supposons que le circuit d'annulation est suffisamment rapide pour annuler les interférences. En effet, après une initialisation d'algorithme, le point minimal se déplace avec le changement du signal d'Inmarsat. Il faut que le système d'Inmarsat soit stable durant assez longtemps pour que l'algorithme ait le temps d'effectuer quelques boucles de rétroaction.

D'après les mesures du signal d'Inmarsat reçu par l'antenne d'Iridium réalisé à l'ETS par Hamza Benzerrouk, la puissance d'Inmarsat varie peu avec le temps. Donc nous considérons que cette hypothèse est aussi valide.

3.2.2 Solution proposée

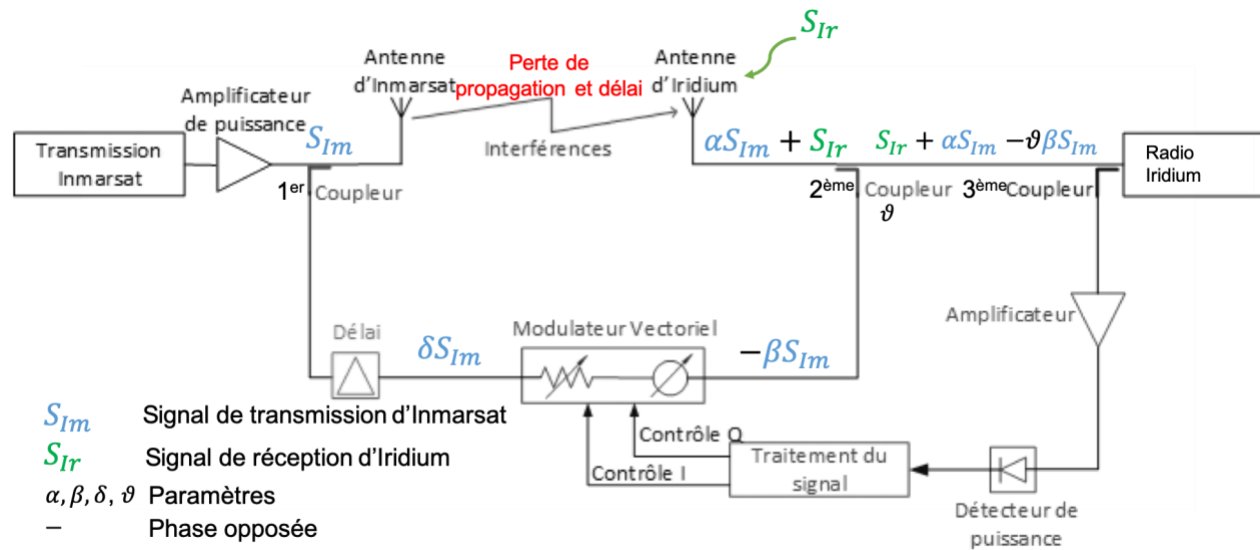


Figure 3.1. Diagramme fonctionnel de la solution proposée

La figure 3.1 montre le diagramme fonctionnel de la solution proposée. Nous avons la transmission d'Inmarsat à gauche et la réception d'Iridium à droite sur cette figure. L'antenne Inmarsat émet un signal S_{Im} , puis l'antenne d'Iridium reçoit le signal de réception d'Iridium S_{Ir} et aussi le signal d'Inmarsat atténué, αS_{Im} .

Des coupleurs sont nécessaires dans ce circuit pour différentes utilités. Un premier coupleur sert à échantillonner un signal de faible puissance d'Inmarsat sans causer de perte significative du signal d'origine. Le deuxième coupleur permet de combiner les signaux d'annulation générés à la sortie du modulateur vectoriel avec les signaux reçus par l'antenne d'Iridium. Le troisième coupleur fournit un signal de retour pour la partie de contrôle. Les valeurs de couplage respectives dépendent du niveau de puissance de chaque signal. Le choix des niveaux de couplage est discuté plus loin dans la section 3.3.2.

La solution a deux parties : une partie d'annulation et une partie de contrôle. La partie d'annulation est composée de deux coupleurs et d'un modulateur vectoriel. Elle sert à générer un signal d'annulation à partir du signal d'interférence obtenu à partir d'un échantillon du signal Inmarsat. À la gauche de la figure 3.1, nous captions un faible signal δS_{Im} de la transmission d'Inmarsat avec le premier coupleur. Puis, le modulateur vectoriel fonctionne comme un atténuateur variable et un

déphaseur variable. Le signal à la sortie du modulateur est noté par $-\beta S_{Im}$. Ensuite, le signal d'annulation est combiné à la réception d'Iridium par le deuxième coupleur. Il faut noter que, après ce coupleur, le signal d'annulation doit avoir une phase opposée par rapport au signal d'interférence αS_{Im} reçu par l'antenne d'Iridium, et l'amplitude de ce signal d'annulation doit être égale à l'amplitude du signal αS_{Im} , en régime permanent. Ainsi, le signal d'Inmarsat est annulé à la réception avant l'entrée du récepteur d'Iridium.

La partie de contrôle possède un amplificateur, un détecteur de puissance et un module de traitement de signal. Elle permet de régler le modulateur vectoriel d'une façon adaptative afin d'annuler complètement les interférences. Pour ce faire, nous avons besoin d'un troisième coupleur. Ce coupleur capture un signal entre le deuxième coupleur et le récepteur d'Iridium. Puis, ce signal passe par un détecteur de puissance, qui convertit la puissance du signal radiofréquence en une valeur de tension analogique pouvant être lue par le contrôleur. Nous pouvons aussi insérer un amplificateur pour assurer que le détecteur de puissance fonctionne dans sa plage linéaire. Ensuite, un algorithme sert à minimiser cette tension de sortie du détecteur en réglant le modulateur vectoriel. Nous avons ainsi une boucle fermée de rétroaction pour contrôler la partie d'annulation. Il faut aussi noter qu'un convertisseur analogique-numérique et un convertisseur numérique-analogique sont nécessaires pour la communication entre le contrôleur et le circuit physique.

Nous avons aussi besoin d'un délai pour synchroniser le signal à éliminer αS_{Im} et le signal qui sort de la partie d'annulation $-\beta S_{Im}$. Sa valeur dépend de la longueur des câbles et les composants utilisés dans le circuit, alors il faut la déterminer lorsque le circuit est installé sur l'avion.

Il faut aussi noter que des intermodulations sont générées dans le système d'Inmarsat dans le cas réel, mais nous ne les considérons pas dans cette solution.

3.2.3 Autre solution possible

Au début, nous avons considéré une autre solution qui permet d'annuler le signal d'intermodulation d'Inmarsat à la réception d'antenne d'Iridium. Comme discuté dans les sections 1.1 et 3.1, la bande de fréquences du signal d'intermodulation d'Inmarsat se trouve dans la bande de fréquence d'Iridium. De plus, le premier signal d'intermodulation d'Inmarsat a une puissance beaucoup plus élevée que le signal de réception d'Iridium.

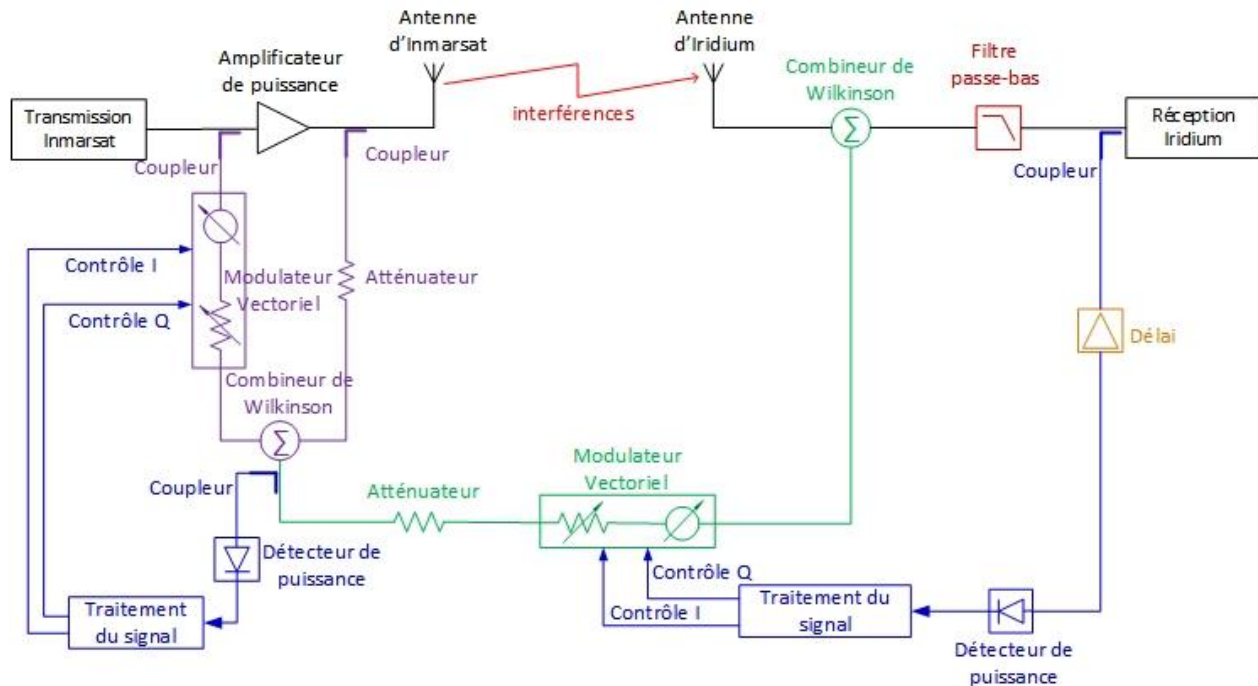


Figure 3.2. Diagramme de bloc de la solution visant l'annulation des produits d'intermodulation

La solution est montrée dans la figure 3.2. Comparant la solution finale, cette solution possède deux sous-circuits d'annulation. La partie de gauche en violet sert à capturer un signal pur d'intermodulation. Pour ce faire, sachant que les intermodulations sont générées à cause de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, il faut capturer les signaux avant et après cet amplificateur, puis combiner ces deux signaux pour garder uniquement les produits d'intermodulation. L'amplitude et la phase du signal extrait avant l'amplificateur sont modifiées par un modulateur vectoriel contrôlé adaptativement par un algorithme comme la solution précédente.

Ensuite, les produits d'intermodulation entrent dans la partie du milieu en vert pour annuler les signaux d'intermodulation d'Inmarsat reçus par l'antenne d'Iridium. Cette partie fonctionne exactement comme la solution discutée dans les sections précédentes.

Les deux parties en bleu servent à contrôler automatiquement les deux modulateurs vectoriels par l'algorithme de minimisation.

De plus, selon le standard, il n'y a pas d'amplificateur de faible bruit (LNA) dans le système de réception d'Iridium [2]. Nous avons donc besoin d'insérer un filtre de type passe-bas ou passe-

bande pour filtrer les signaux de transmission d'Inmarsat à l'antenne d'Iridium. Comme les deux systèmes opèrent dans des bandes de fréquences très proches, le filtre doit être très sélectif. Les filtres elliptiques sont considérés pour avoir une bonne sélectivité.

Il faut aussi insérer un délai dans le circuit pour synchroniser la partie d'annulation et les signaux à annuler.

Cette solution a trois inconvénients: premièrement, elle exige un accès à l'amplificateur de puissance dans le système d'Inmarsat, ce qui n'est pas toujours possible; deuxièmement, ce circuit a besoin d'un filtre très sélectif, qui ressemble aux produits chez K&L Microwave mentionnés dans la section 2.1; troisièmement, l'utilisation de deux modulateurs vectoriels ainsi que deux parties de contrôle augmente le prix de fabrication et rend la solution plus difficile à réaliser.

D'après des discussions avec notre partenaire industriel, les interférences causées par la puissance élevée du signal d'Inmarsat lui-même sont plus importantes par rapport aux interférences causées par ses produits d'intermodulation. Alors, nous avons décidé d'utiliser la solution discutée dans les sections précédentes.

3.3 Bilan de liaison et dimensionnement des composants

3.3.1 Bilan de liaison

Supposons que le signal de transmission d'Inmarsat se propage dans l'espace libre. Nous pouvons estimer le niveau de puissance de ce signal à la réception d'Iridium à l'aide de l'équation de Friis,

$$P_{Rx} = P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.2)$$

Où,

P_{Tx} est la puissance du signal à l'émetteur, prenons 24 W (43.8 dB basé sur le tableaux 3.1);

G_{Tx} et G_{Rx} sont respectivement le gain d'antenne de transmission et celui de réception, prenons 0dB pour simplifier la situation;

λ est la longueur d'onde en prenant la fréquence centrale de la transmission d'Inmarsat qui est de 1643.5 MHz

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{1643.5 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 18.25 \text{ cm} \quad (3.3)$$

Nous supposons toujours que la distance entre les deux antennes est $d = 15\text{m}$.

Alors, les calculs numériques sont

$$P_{Rx} = P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = 2.250 \cdot 10^{-5} \text{ W} = -16.5 \text{ dBm} \quad (3.4)$$

Et la perte de propagation est environ

$$L_{dB} = -10 \log \left(\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} \right) = 60.3 \text{ dB} \quad (3.5)$$

Nous pouvons donc faire un bilan de liaison qui visualise la puissance de chaque signal dans les différentes parties du circuit.

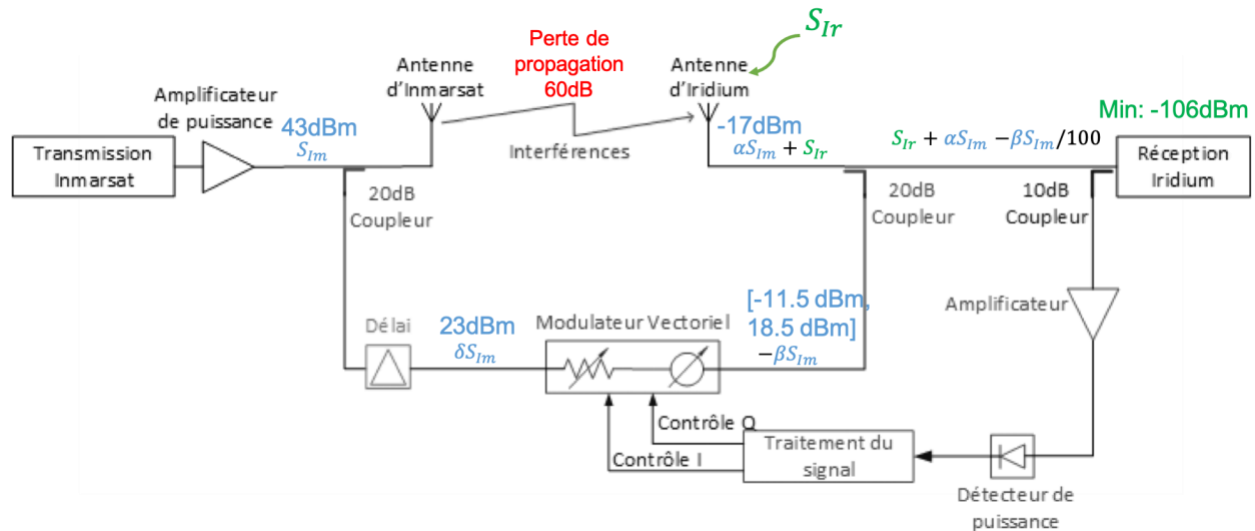


Figure 3.3. Bilan de liaison

Nous pouvons déterminer les niveaux de couplage dans le circuit à partir du bilan de liaison. Plusieurs choix sont possibles et nous avons choisi des valeurs de couplage (10 dB et 20 dB) qui sont faciles à réaliser (détails se trouvent dans la section 3.3.3). Puis, d'après les caractéristiques du modulateur vectoriel choisi (détaillé dans la section 3.3.2), le niveau de puissance à sa sortie est entre -12 dBm et 18 dBm. La valeur de puissance du signal $-\beta S_{Im}$ montrée dans la figure 3.3 est entre -11.5 dBm et 18.5 dBm selon la plage d'opération du modulateur vectoriel. Comme montré dans la figure 3.3, le signal d'interférence reçu par l'antenne d'Iridium a une puissance d'environ -17dBm, cette valeur est beaucoup plus élevée que la sensibilité de la réception d'Iridium qui est de -106dBm.

3.3.2 Modulateur Vectoriel

Pour notre bande de fréquence, nous avons choisi le modulateur vectoriel AD8341 d'Analog Devices. Ce modulateur vectoriel fonctionne à l'intérieur des fréquences de 1.5GHz à 2.4GHz. Il permet d'avoir une atténuation continue de 4.5 à 34.5 dB, puis un changement de phase continu de 360 degrés. De plus, la variation de l'atténuation et de la phase suivant la fréquence est suffisamment petite pour notre situation. Selon la fiche technique, pour une largeur de bande de 60MHz, il y a une variation de 0.5 dB dans l'atténuation et de 50 ps dans le retard de groupe. Nous

pouvons considérer que le modulateur est suffisamment stable en fréquence pour l'annulation d'interférence dans toute la bande d'Inmarsat.

Pour simplifier la conception, une carte d'évaluation a été achetée avec le modulateur vectoriel comme affiché dans la figure 3.4. Cette carte possède une entrée RF ('RFIN' dans la figure), une sortie RF ('RFOP' dans la figure), deux paires de broches d'entrée différentielles de contrôle respectivement pour I et Q ('IBBP', 'IBBM', 'QBBP' et 'QBBM') et une sortie 'disable' ('DSOP' dans la figure). La sortie 'disable', qui se trouve en haut à droite de la carte, n'est pas utilisée pendant les tests et elle est désactivée en mettant l'interrupteur ('SW1' en rouge) en position A (la position à gauche).

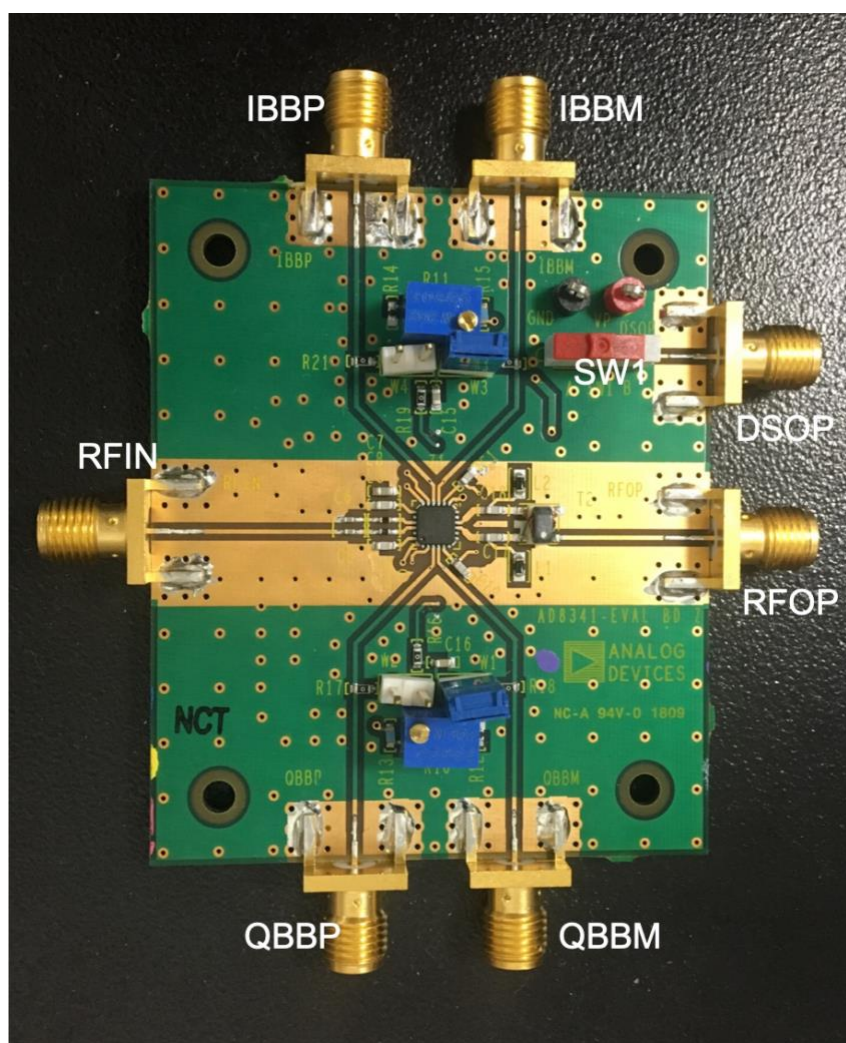


Figure 3.4. Modulateur vectorielle AD8341

Pendant les tests, le modulateur vectoriel est alimenté par une tension continue de 5V. Puis, nous utilisons le mode unipolaire pour les broches de contrôle. C'est-à-dire, qu'une des deux broches pour le contrôle I est fixé à 0.5V ('IBBM'), l'autre ('IBBP') varie entre 0 et 1 V (noté par V_i dans la suite). De même, pour le contrôle Q, une broche est fixée à 0.5V ('QBBM'), l'autre ('QBBP') est noté par V_q , qui varie entre 0 et 1V.

Le temps de réponse d'atténuation i.e. le temps pour atteindre la bonne valeur d'atténuation quand une des broches de contrôle est réglée de 0.55V à 0.95V, est de 45 ns.

Selon la fiche technique du modulateur vectoriel, l'atténuation et la phase suivent les relations suivantes:

$$Atténuation = \sqrt{[(V_{BBI}/V_o)^2 + (V_{BBQ}/V_o)^2]} \quad (3.6)$$

$$Phase = \arctan(V_{BBQ}/V_{BBI}) \quad (3.7)$$

où, V_o est une constante égale à 500mV, V_{BBI} est la tension différentielle entre les deux broches de contrôle I et V_{BBQ} est celle du contrôle Q. (Dans notre situation, $V_{BBI} = V_i - 0.5V$ et $V_{BBQ} = V_q - 0.5V$.)

Puis, pratiquement on atteint une atténuation minimale de 4.5dB lorsque $V_{BBI} = \pm 500mV$ et $V_{BBQ} = \pm 500mV$. Une atténuation de 34.5dB est obtenue quand $V_{BBI} = 0 mV$ et $V_{BBQ} = 0 mV$.

En pratique, les variations de l'atténuation et de la phase en variant les tensions de contrôle ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Cette partie est discutée dans la section 4.2.1.

3.3.3 Coupleurs

Comme indiqué dans la section 3.3.1, selon l'estimation à l'aide de l'équation de Friis, la perte de propagation entre les deux antennes est d'environ 60dB. Nous avons donc besoin d'un coupleur avec un paramètre de couplage faible pour atténuer le signal afin d'opérer dans la plage d'opération du modulateur vectoriel. Sachant que la plage dynamique du modulateur vectoriel choisi est entre -5 et -35 dB, alors nous avons choisi deux coupleurs de 20dB pour la partie d'annulation.

Puis, le signal à la réception d'Iridium est relativement faible. Nous ne voulons ni trop atténuer le signal capté ni atténuer le signal en Rx d'Iridium. Comme compromis, nous avons choisi un coupleur de 10dB pour la partie de contrôle car un couplage plus élevé risque de trop atténuer le signal capté et d'influencer l'efficacité du détecteur de puissance.

La conception des coupleurs est détaillée dans la section 3.4. Les coupleurs fabriqués sont montrés dans les figures 4.4 et 4.5.

3.3.4 Détecteur de puissance

Le détecteur de puissance sert à transférer la puissance du signal reçu après le circuit d'atténuation à une tension, qui est la valeur à minimiser dans la partie algorithmique. Pour ce faire, on a besoin d'un détecteur travaillant dans la bonne bande de fréquence et une plage linéaire suffisamment large.

Nous avons choisi donc le détecteur HMC601LP4 chez Analog Devices qui opère dans les fréquences entre 10 et 4000MHz. Selon les spécifications techniques, il a une large plage dynamique de 75dB quand la fréquence est proche de 1900MHz et la tension de sortie varie linéairement entre 0.8 et 1.8V en fonction d'une puissance de signal entre -55 et -5 dBm.

Le détecteur de puissance utilisé pendant le test est montré dans la figure 3.5, et il a deux connexions du type SMA : le signal RF entre par la connexion à gauche et la tension DC sort par la connexion à droite.

Pour les tests, le détecteur est mis dans un boîtier métallique afin de blinder les signaux d'interférences venant des stations de radio (les détails se trouvent dans la section 5.4). Aussi, un régulateur de tension est déjà installé sur le circuit et les deux lignes à gauche, filtrées capacitivement pour réduire les bruits haute fréquence, servent à alimenter le détecteur.



Figure 3.5. Détecteur de puissance HMC601LP4

3.3.5 Amplificateur

Pour avoir une meilleure atténuation de l'interférence, il est important d'utiliser la plage linéaire du détecteur d'une façon optimale. C'est pourquoi nous utilisons un amplificateur pour amplifier la puissance du signal d'Inmarsat après le circuit d'annulation (voir Figure 3.3).

Pendant le test manuel (section 4.3.1), on a trouvé qu'un gain d'amplification d'environ 20dB est nécessaire. Alors, nous avons choisi l'amplificateur ZX60-V63+ chez Mini-Circuits. Selon sa fiche technique, il est un amplificateur à bande large avec un gain typique de 20.3dB à la fréquence de 2GHz. Ce composant est montré à la figure 3.6.



Figure 3.6. Amplificateur ZX60-V63+

3.3.6 Filtre

Dans la pratique (détails dans la section 5.2.4), nous avons observé beaucoup de bruits à la sortie du détecteur de puissance. Cela cause un problème de convergence de l'algorithme et la conséquence est que le circuit d'annulation n'est pas suffisamment efficace.

Bien que l'origine de ce bruit n'ait pas été clairement identifié, nous avons observé à l'analyseur de spectre la présence de signaux dans la bande de radio FM. Nous avons décidé d'insérer un filtre passe-bande entre l'amplificateur et le détecteur. Pour ce faire, le filtre CBP-1645J+ chez Mini-Circuits a été choisi. D'après la fiche technique, sa bande passante est entre 1622 à 1668 MHz et il permet de passer les signaux d'Inmarsat et de filtrer la plupart des bruits de haute et basse fréquences. Le circuit d'évaluation TB-692+ est aussi acheté pour faciliter la connexion et simplifier le test. Le filtre est montré à la figure 3.7.



Figure 3.7. Filtre passe-bande CBP-1645J+

3.4 Conception des coupleurs

Il existe une large variété de coupleurs. Pour répondre à nos besoins et pour simplifier la fabrication, nous avons choisi des coupleurs directionnels avec quatre ports réalisés avec des lignes à micro-ruban.

En appliquant les analyses en modes pair et impair, il est possible de construire un coupleur d'un couplage désiré avec des lignes de transmission couplées. Pour un tel coupleur, le port 1 est adapté, le port 2 est passant, le port 3 est couplé et le port 4 est isolé. Nous avons suivi les définitions ainsi que les étapes mentionnées dans le Chapitre 7 du livre de D. M. Pozar pour calculer les valeurs théoriques dans la conception des coupleurs et pour analyser leurs performances [14].

Au laboratoire du Poly-Grames, il est possible de fabriquer avec les substrats 5870, 5880, 6002, 6006, 6010, 4000-séries et 3000-séries de chez Rogers Corporation. Parmi ces substrats, les substrats 5870, 5880 et 6002 ont un facteur de dissipation le plus petit. La permittivité relative des substrats 5870 et 5880 est égale à 2.33, et celle du substrat 6002 est de 2.94. Par ailleurs, l'écart minimal permis entre deux lignes, selon le procédé de fabrication disponible, est de 6 mils. Il faut augmenter l'épaisseur du substrat utilisée pour éviter des problèmes pour fabriquer le coupleur de 10 dB. De plus, dues aux contraintes de la machine laser, il n'est pas possible de couper les substrats 5870 et 5880 avant une épaisseur supérieure à 62 mils. C'est pourquoi le substrat 6002 a été choisi. Un substrat d'épaisseur de 20 mils est utilisé pour la fabrication du coupleur de 20 dB et un substrat d'épaisseur de 60 mils est utilisé pour le coupleur de 10 dB (les détails se trouvent dans la section 3.4.2).

3.4.1 Coupleur 20dB

Pour construire un coupleur de 20dB, nous calculons tout d'abord les impédances caractéristiques des modes pair et impair par des équations mentionnées dans le livre de Pozar [14]. Utilisant la valeur du couplage :

$$C = 10^{-\frac{20}{20}} = 0.1 \quad (3.8)$$

Les impédances caractéristiques des modes pair et impair sont données par:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} = 55.28\Omega \quad (3.9)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} = 45.23\Omega \quad (3.10)$$

L'impédance caractéristique des lignes d'accès est fixée à $Z_0 = 50\Omega$.

Puis, sachant que la fréquence centrale est d'environ 1.62GHz, que la permittivité du substrat est égale à 2.94 et que l'épaisseur du substrat est de 20 mil, nous pouvons calculer les dimensions physiques (la largeur, la longueur et la distance entre les deux lignes couplées) du coupleur à l'aide de la fonction *LineCalc* de l'ADS. Les figures 3.8, 3.9 et 3.10 sont les captures d'écran faites pendant la conception du coupleur 20 dB.

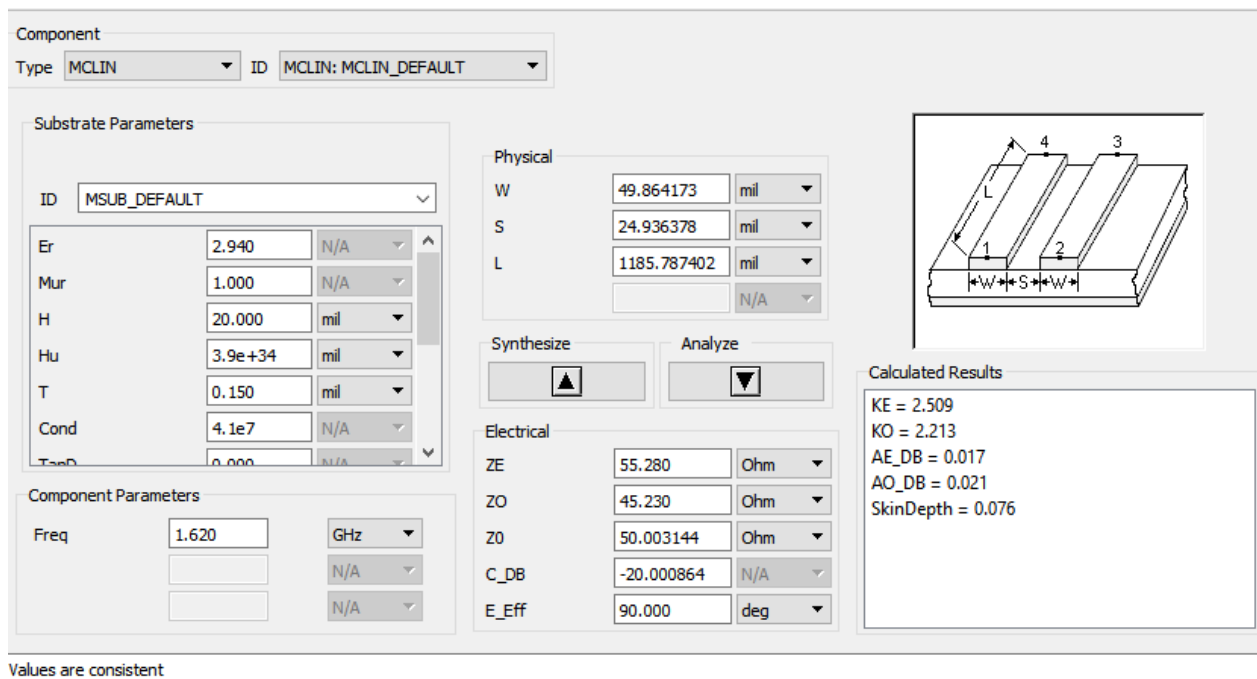


Figure 3.8. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 20 dB par *LineCalc*

Puis, pour obtenir une ligne de transmission de 50Ω à cette fréquence, nous pouvons aussi calculer sa largeur avec *LineCalc*. Cette ligne de 51 mil de largeur est utilisée pour adapter le coupleur.

The screenshot displays the ADS LineCalc component interface, which is used for calculating transmission line parameters. The interface is organized into several sections:

- Component Section:**
 - Type: MLIN
 - ID: MLIN: MLIN_DEFAULT
- Substrate Parameters Section:**
 - ID: MSUB_DEFAULT
 - tanD: 0.000 (N/A)
 - Rough: 0.000 (mil)
 - DielectricLossModel: 1.000 (N/A)
 - FreqForEpsrTanD: 1.0e9 (N/A)
 - LowFreqForTanD: 1.0e3 (N/A)
 - HighFreqForTanD: 1.0e12 (N/A)
- Physical Section:**
 - W: 50.717717 (mil)
 - L: 1180.102362 (mil)
- Electrical Section:**
 - Z0: 50.000 (Ohm)
 - E_Eff: 90.000 (deg)
- Calculated Results Section:**
 - K_Eff = 2.382
 - A_DB = 0.018
 - SkinDepth = 0.076

A diagram on the right side of the interface shows a cross-section of a microstrip line on a substrate, with labels for width (W), length (L), and height (H). The status bar at the bottom indicates "Values are consistent".

Figure 3.9. Largeur de la ligne de transmission pour adapter le coupleur de 20 dB par *LineCalc*

Ensuite, nous pouvons concevoir le coupleur sur le logiciel ADS avec les valeurs calculées précédemment pour analyser ses performances.

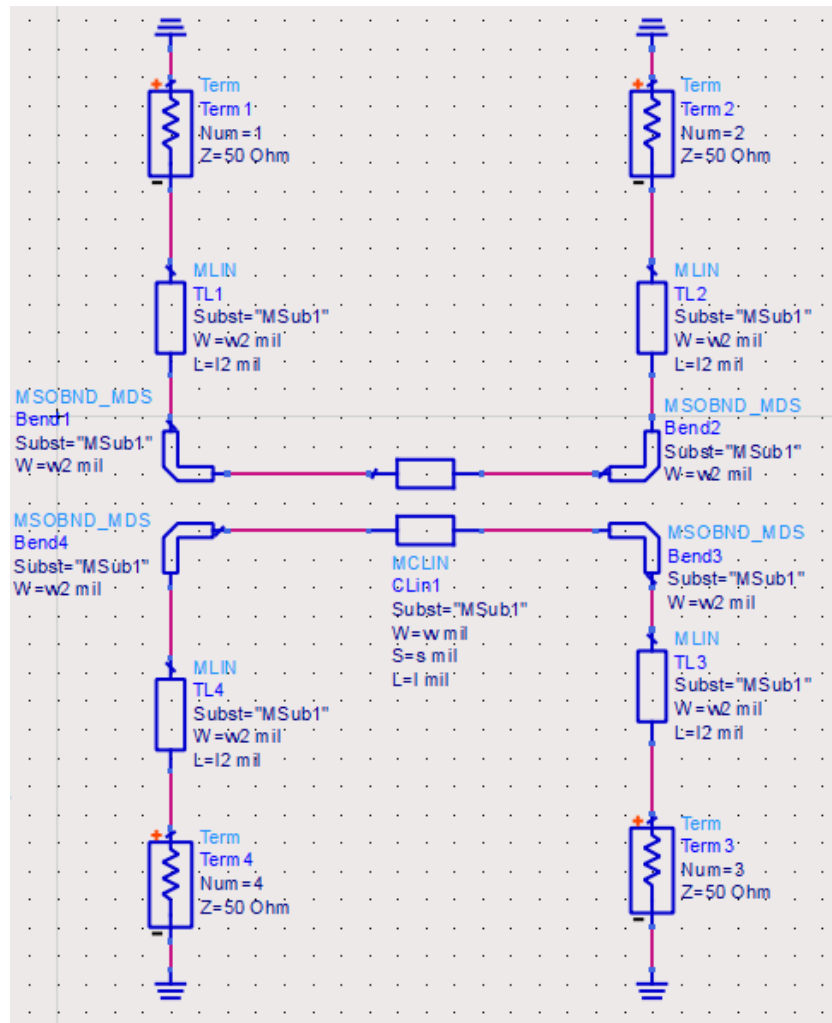


Figure 3.10. Modèle de simulation du coupleur de 20 dB dans ADS

Par la suite, nous faisons une simulation, puis traçons les paramètres S en fonction de la fréquence. Il est aussi possible d'optimiser les performances du coupleur par les fonctions *Optimisation* et *Goal* d'ADS pour avoir une meilleure isolation et une perte d'insertion plus faible. Après optimisation, nous avons choisi une largeur w de 51 mil, une longueur l de 25 mil, et une distance entre deux ligne couplés s de 2491 mil.

La figure 3.11 montre les caractéristiques du coupleur optimisé en mode 'layout', i.e. simulation avec méthode des moments, avec l'outil Momentum. Le niveau de couplage du coupleur (paramètre S_{31}) ne varie pas beaucoup avec la fréquence, ce qui est un avantage car nous utilisons un seul circuit d'annulation pour annuler les interférences dans une largeur de bande donnée.

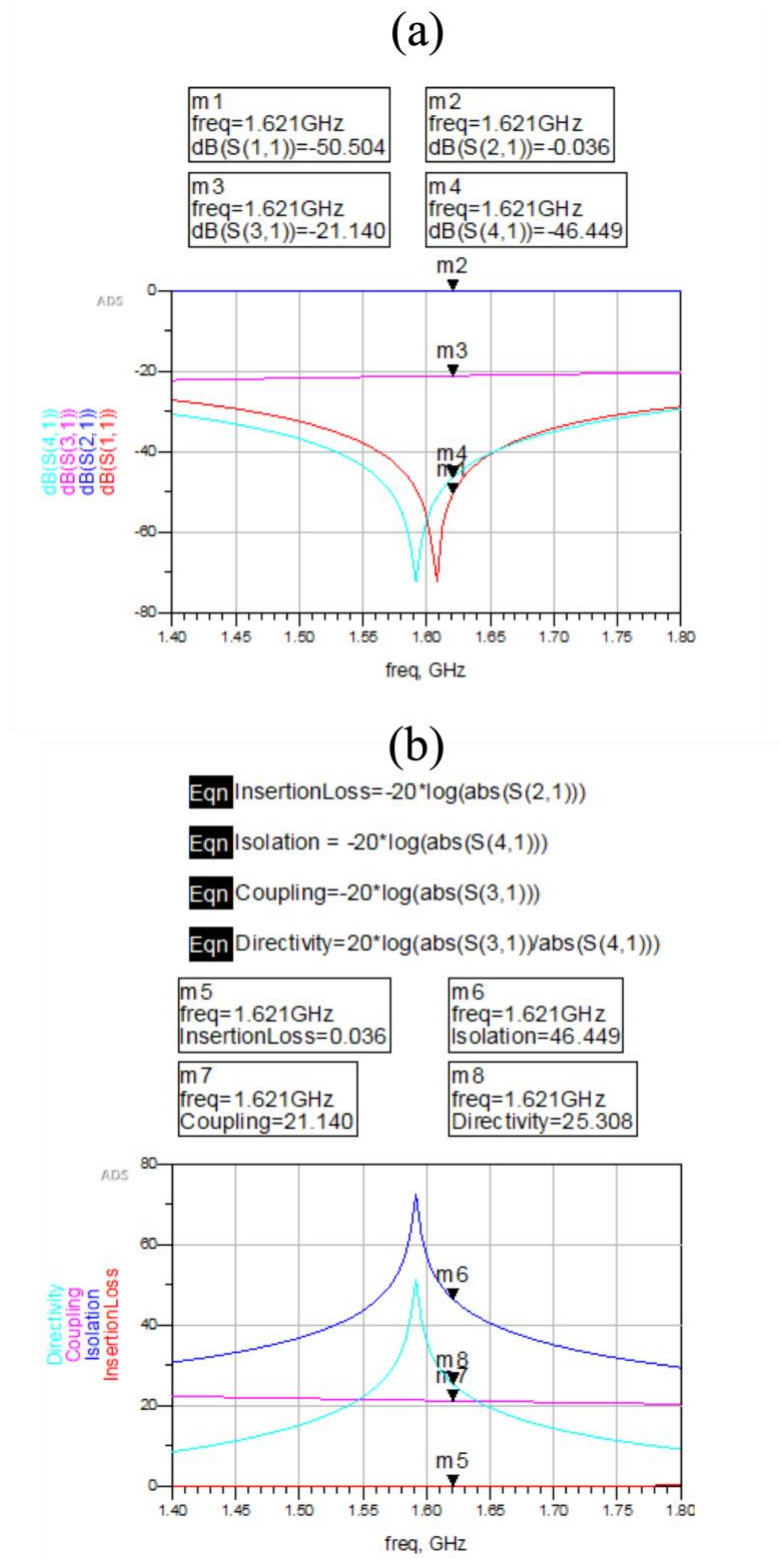


Figure 3.11. Caractéristiques du coupleur de 20 dB (a. les paramètres S du coupleur; b. l'isolation I, la perte d'insertion L, le couplage C et la directivité D du coupleur)

Après avoir vérifié les bonnes performances du coupleur, il faut passer à la *Layout* de l'ADS et générer des fichiers pour la fabrication comme montré à la figure 3.12.

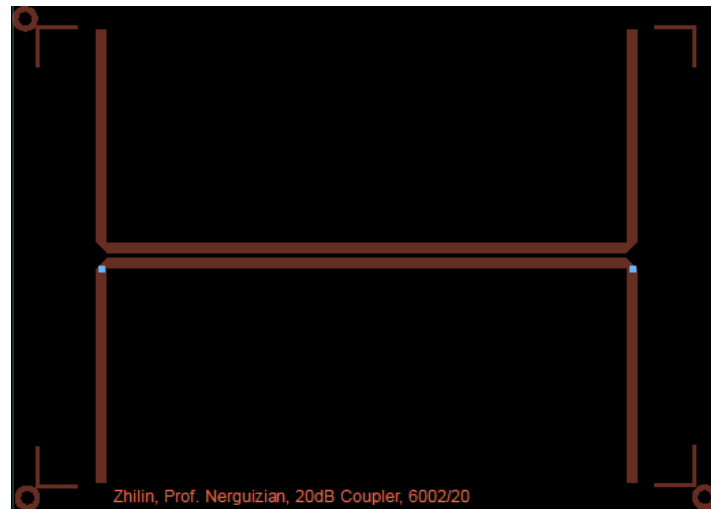


Figure 3.12. Fichier pour fabriquer le coupleur de 20 dB

3.4.2 Coupleur 10dB

Similaire avec la section 3.4.1, nous commençons par les calculs des impédances caractéristiques :

$$C = 10^{-\frac{10}{20}} = 0.316 \quad (3.11)$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} = 69.35 \, \Omega \quad (3.12)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} = 36.05 \, \Omega \quad (3.13)$$

Nous pouvons calculer les valeurs théoriques par *LineCalc*. Le processus est montré dans les figures 3.13, 3.14 et 3.15.

Component
Type: MCLIN ID: MCLIN: MCLIN_DEFAULT

Substrate Parameters
ID: MSUB_DEFAULT

Er	2.940	N/A
Mur	1.000	N/A
H	20.000	mil
Hu	3.9e+34	mil
T	0.150	mil
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.000	N/A

Component Parameters
Freq: 1.620 GHz

Physical
W: 41.899606 mil
S: 2.987780 mil
L: 1208.992126 mil

Synthesize Analyze

Electrical
ZE: 69.350 Ohm
ZO: 36.050 Ohm
ZO: 50.000675 Ohm
C_DB: -10.007928 N/A
E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results
KE = 2.485
KO = 2.063
AE_DB = 0.016
AO_DB = 0.032
SkinDepth = 0.076

Values are consistent

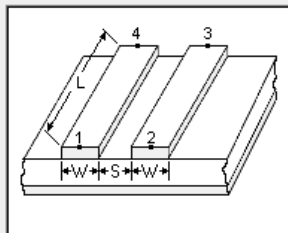


Figure 3.13. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 10 dB par *LineCalc* quand l'épaisseur du substrat est de 20 mil

Cependant, l'utilisation du même substrat que le premier coupleur cause une distance de 3 mil entre les deux lignes couplées. Cette distance est trop étroite pour la fabrication. Pour régler ce problème, un substrat plus épais a été choisi, qui est le substrat Rogers 6002 d'épaisseur de 60 mil. Nous calculons de nouveau les valeurs utiles.

Nous pouvons suivre les mêmes étapes que la section précédente en utilisant les valeurs précédentes pour construire le coupleur de 10 dB en question. Après optimisation, la largeur w est de 119 mil, la longueur l est de 8 mil, et une distance entre deux ligne couplés s est de 1399 mil.

Component
Type: MCLIN ID: MCLIN: MCLIN_DEFAULT

Substrate Parameters
ID: MSUB_DEFAULT

Er	2.940	N/A
Mur	1.000	N/A
H	60.000	mil
Hu	3.9e+34	mil
T	0.150	mil
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.000	N/A

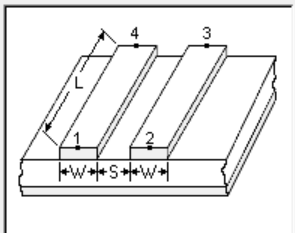
Component Parameters
Freq: 1.620 GHz

Physical
W: 126.181102 mil
S: 8.584094 mil
L: 1204.874016 mil

Synthesize Analyze

Electrical
ZE: 69.350 Ohm
ZO: 36.050 Ohm
Z0: 50.000675 Ohm
C_DB: -10.007928 N/A
E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results
KE = 2.501
KO = 2.078
AE_DB = 0.005
AO_DB = 0.010
SkinDepth = 0.076



Values are consistent

Figure 3.14. Dimensionnement des lignes couplées pour le coupleur de 10 dB par *LineCalc* quand l'épaisseur du substrat est de 60 mil

Component
Type: MLIN ID: MLIN: MLIN_DEFAULT

Substrate Parameters
ID: MSUB_DEFAULT

Er	2.940	N/A
Mur	1.000	N/A
H	60.000	mil
Hu	3.9e+34	mil
T	0.150	mil
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.000	N/A

Component Parameters
Freq: 1.620 GHz
Wall1: mil
Wall2: mil

Physical
W: 152.610236 mil
L: 1176.818898 mil

Synthesize Analyze

Electrical
Z0: 50.000 Ohm
E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results
K_Eff = 2.395
A_DB = 0.006
SkinDepth = 0.076

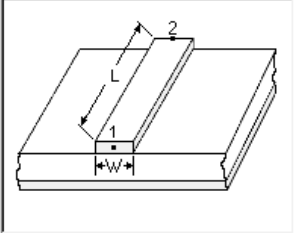


Figure 3.15. Largeur de la ligne de transmission pour adapter le coupleur de 10 dB par *LineCalc*

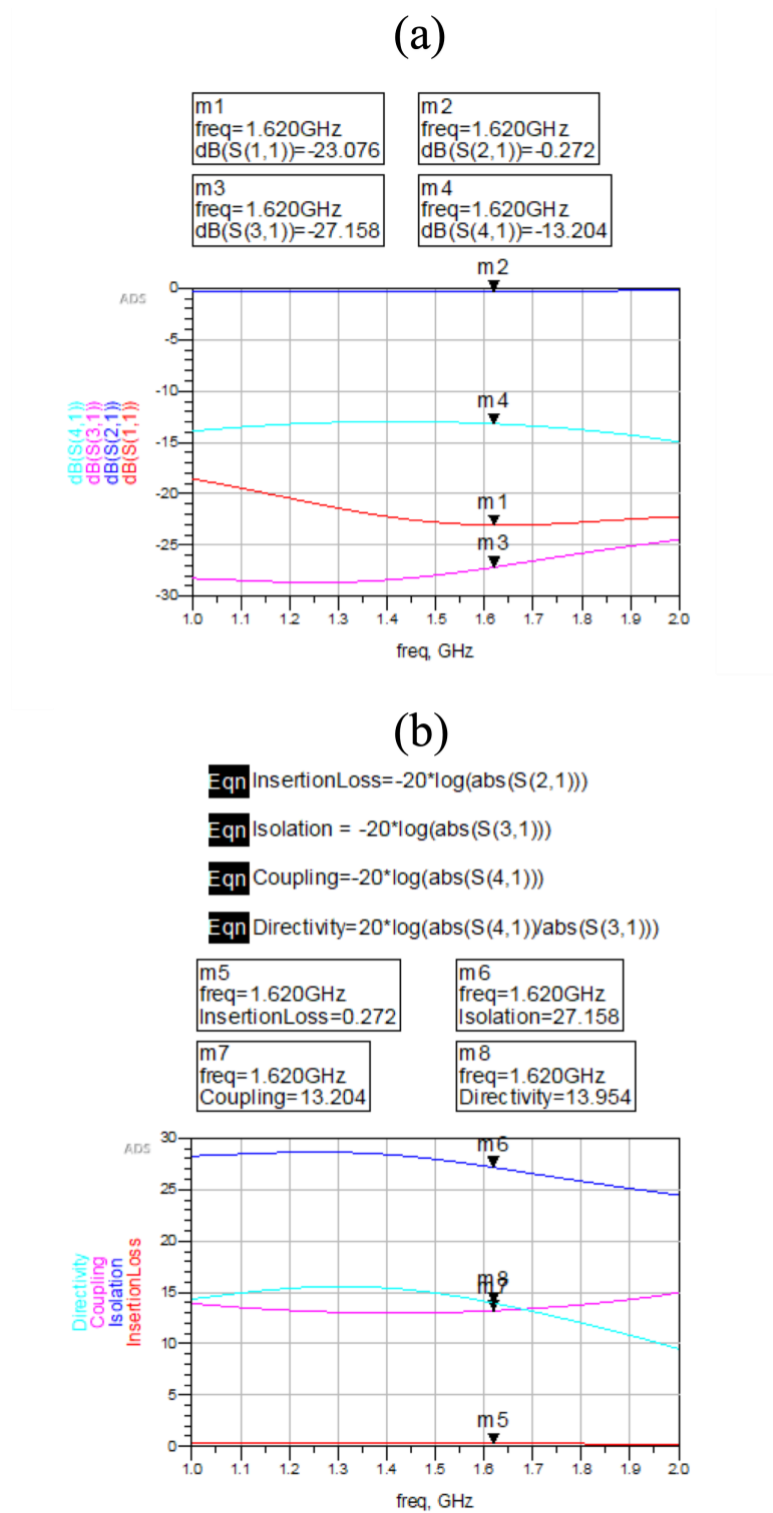


Figure 3.16. Caractéristiques du coupleur de 10 dB en mode 'layout'(a. les paramètres S du coupleur; b. l'isolation I, la perte d'insertion L, le couplage C et la directivité D du coupleur)

La figure 3.16 montre les caractéristiques principales du coupleur analysé en mode 'layout'. Nous remarquons que S_{41} est proche de 10dB et S_{31} est faible à la fréquence d'opération. La longueur électrique des lignes couplées utilisées dans le coupleur cause un déplacement des ports. Le port 4 est maintenant le port couplé et le port 3 est isolé. Les fonctionnements du coupleur ne sont pas influencés par ce déplacement. Comme montré à la figure 3.16(b), la valeur du couplage est de 13dB et nous avons une bonne isolation de 27 dB.

Et le fichier *layout* de ce coupleur est affiché dans la figure 3.17.

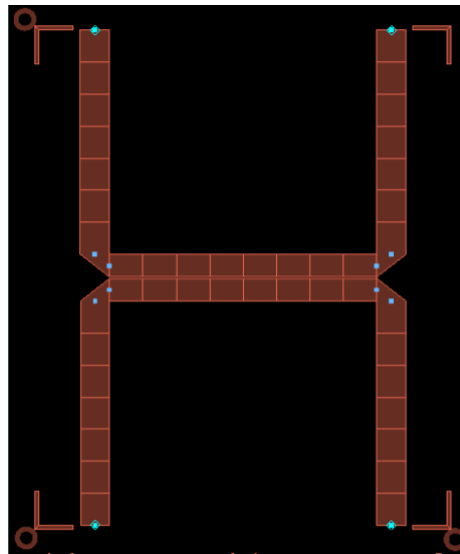


Figure 3.17. Fichier pour fabriquer le coupleur de 10 dB

3.5 Traitement du signal

La partie de traitement du signal règle le modulateur vectoriel par un microcontrôleur d'une façon adaptative afin d'avoir une meilleure annulation d'interférence.

Nous discutons dans cette section l'objectif de cette partie et la communication entre l'ordinateur et le microcontrôleur. Les algorithmes utilisés seront détaillés dans le Chapitre 5.

3.5.1 L'objectif de la partie contrôle

Comme indiqué précédemment, le circuit d'annulation sert à atténuer le signal d'Inmarsat à la réception d'Iridium en générant un signal d'annulation à partir d'un signal d'interférence et le modulateur vectoriel. L'atténuation et la phase du modulateur vectoriel sont réglées par les tensions sur les pins de contrôle, et la puissance du signal de retour est convertie en une valeur de tension par le détecteur de puissance.

Ainsi, l'objectif de la partie contrôle est de trouver les valeurs de V_I et V_Q , les tensions de contrôles sur le modulateur vectoriel, pour minimiser V_D , la tension à la sortie du détecteur.

3.5.2 Configuration sur le microcontrôleur

Dans la partie de traitement du signal, le microcontrôleur sert à mesurer la valeur de la tension V_D , la convertit en un signal numérique et la transfère à l'ordinateur. En parallèle, il lit aussi les résultats d'algorithme, les convertit en signal analogique pour contrôler le modulateur vectoriel.

Afin de faciliter le développement de l'algorithme, le logiciel Matlab est utilisé pendant ce projet. La communication entre le microcontrôleur et Matlab est réalisée en langage C. Cependant, cette communication ralentit l'algorithme. Il serait possible d'intégrer l'algorithme dans le microcontrôleur après afin de réduire le temps d'exécution.

Le microcontrôleur utilisé est STM32F746G-disco chez ST Microelectronics. Le temps d'échantillonnage du convertisseur est de $16\mu s$ [15], alors sa fréquence d'échantillonnage est

$$\frac{1}{16\mu s} = 62.5\text{kHz} \quad (3.14)$$

Cette valeur est suffisante pour nos tests. En effet, nous utilisons un signal sinusoïdal, dont la puissance du signal est constante, pour stimuler le signal venant d'Inmarsat. Néanmoins, si nous réalisons les tests avec l'antenne d'Inmarsat, l'enveloppe de signal varie avec le temps et il faut choisir une fréquence d'échantillonnage suffisamment grande pour éviter la perte d'information pendant l'échantillonnage du signal.

Le convertisseur analogique-numérique et le convertisseur numérique-analogique ont respectivement 12 bits et la plage de la tension du microcontrôleur est de 0 V à 3.3 V. Donc, sa résolution est donnée par

$$\frac{3.3V}{2^{12}} = 8.06 \cdot 10^{-4} V = 0.806 \text{ mV} \quad (3.15)$$

Cette valeur de 0.806 mV est petite devant 1V qui est la plage réglable d'une broche de contrôle du modulateur vectoriel. De plus, selon les caractéristiques du détecteur de puissance de la section 3.3.4, un changement de 0.806 mV dans la tension correspondant à une variation d'environ 0.04 dB dans la puissance du signal. La résolution est suffisamment petite pour nos tests.

Le microcontrôleur ainsi que son circuit d'interface, qui relie le microcontrôleur avec notre circuit d'annulation, sont montrée à la figure 3.18.



Figure 3.18. Microcontrôleur STM32F746G-disco et son circuit d'interface

CHAPITRE 4 SIMULATION ET TEST MANUEL

Dans le Chapitre 4, nous présentons d'abord des résultats obtenus à l'aide d'un logiciel de simulation. Ces résultats permettent de faire la preuve de concept dans les situations idéales. Puis, nous montrons aussi quelques résultats intermédiaires avant d'intégrer la partie du traitement de signal.

4.1 Résultats de simulation et preuve de concept

Au début, nous envisageons de réaliser une simulation de circuit entière incluant le circuit et l'algorithme. Mais, malheureusement, le logiciel utilisé, ADS, ne supporte pas les fonctions de Matlab pour les circuits RF. Donc les simulations sont réalisées sans prendre en compte la partie du traitement de signal.

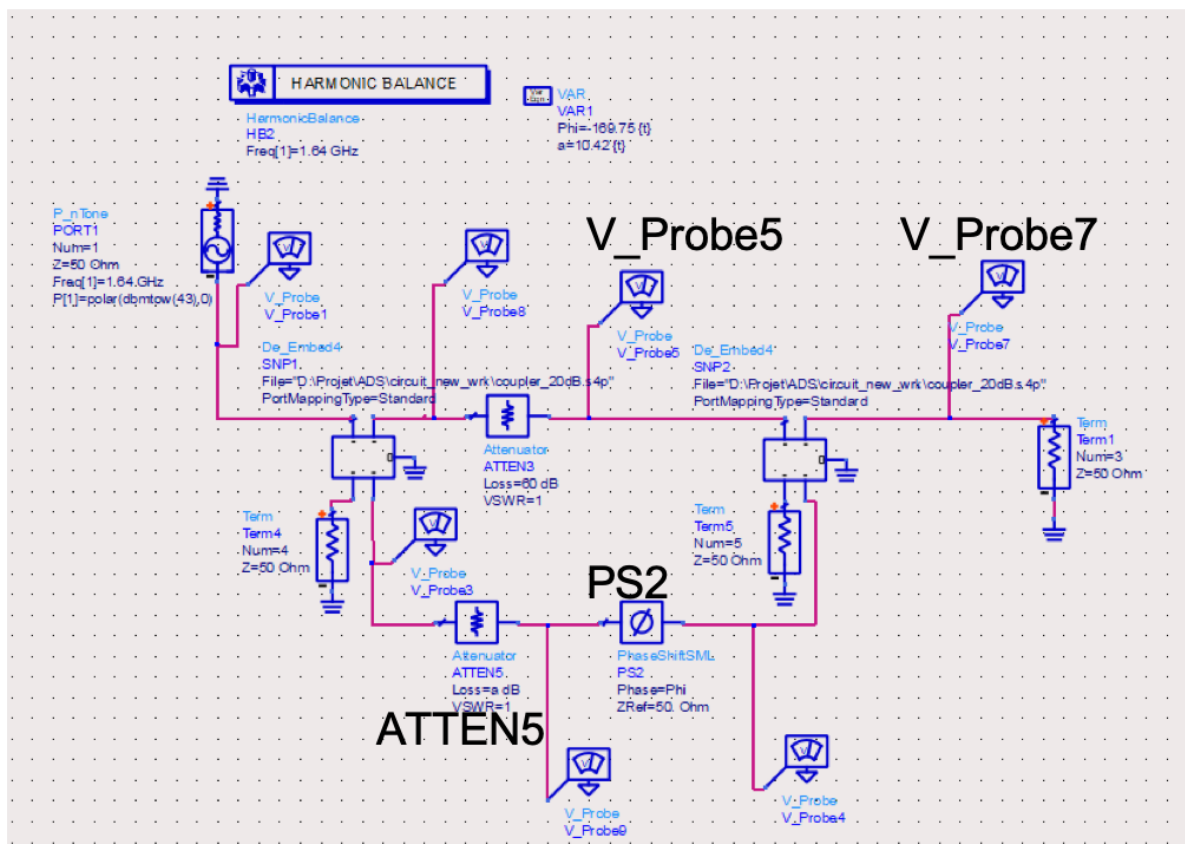


Figure 4.1. Simulation pour vérifier la conception sur ADS

Afin de vérifier la faisabilité de notre conception, nous avons réalisé une simulation basée sur la solution proposée dans la section 3.2.2. Le schématique de la simulation est montrée à la figure 4.1. Les générateurs, atténuateurs et le déphaseur utilisés sont des modèles idéaux fournis par le logiciel. Nous utilisons les valeurs de simulation obtenues dans la section 3.4 pour les coupleurs. Puis, nous utilisons les sondes de tension pour visualiser les signaux. Comme le signal d'Iridium est très faible devant le signal d'Inmarsat, le premier n'est pas présenté ici pour fin de simplification du circuit.

Nous avons pris une source de puissance de 43 dBm à 1.64 MHz pour simuler la fréquence centrale de transmission d'Inmarsat. Nous avons utilisé les sondes de tension V_Probe5 et V_Probe7 pour visualiser la puissance du signal avant et après le circuit d'annulation. Les valeurs de l'atténuateur ATTEN5 et du déphaseur PS2 sont été réglé manuellement afin de minimiser le signal à 1.64GHz après le signal d'annulation. Quand la précision de réglage est 0.01 dB en atténuation et 0.01 degré en phase, nous avons obtenu la figure 4.2. Dans cette figure, la courbe à gauche montre le signal d'Inmarsat simulé après le canal de propagation (visualisé par la sonde V_Probe5), et la courbe à droite montre une combinaison de ce signal avec le signal d'annulation par le coupleur (visualisé par la sonde V_Probe7).

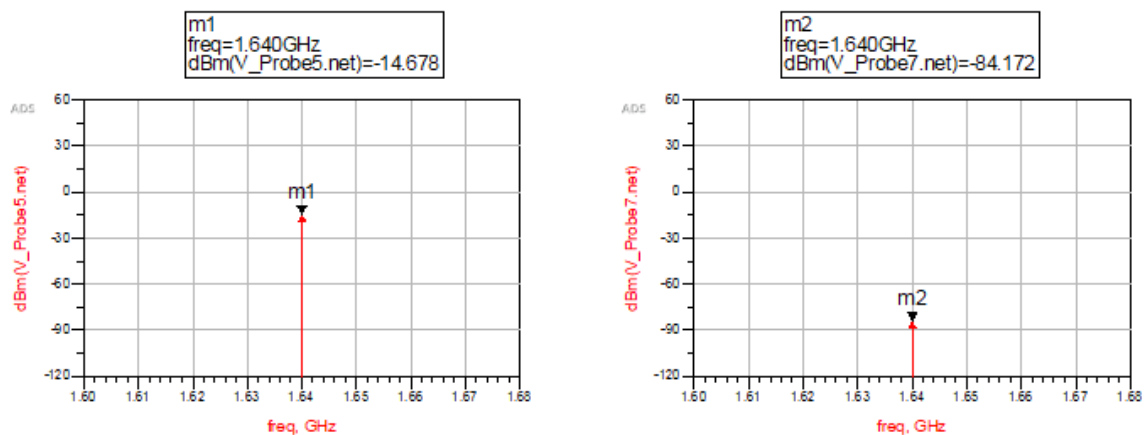


Figure 4.2. Résultats de simulation pour vérifier la conception

Selon les marqueurs $m1$ et $m2$, qui montrent respectivement la puissance du signal à 1.64 GHz dans les deux courbes, nous observons une différence de 69.5 dB, i.e. le circuit d'annulation permet de réduire de 69.5 dB le signal interférant.

Néanmoins, une précision de 0.01 dB en atténuation et 0.01 degré en phase est difficile à réaliser dans la pratique. Nous avons donc répété le même réglage pour des précisions différentes en atténuation et en phase. Les niveaux d'annulation dans ces situations sont montrés dans le tableau 4.1. Nous observons que la précision des composants, et surtout la précision en atténuation, influence beaucoup les performances du circuit d'annulation.

Tableau 4.1. Le niveau d'atténuation avec la précision en atténuation et en phase pendant les simulations

Précision en phase (degré) \ Précision en atténuation (dB)	1	0.5	0.1
1	28.5 dB	42.6 dB	48.2 dB
0.5	28.5 dB	42.6 dB	48.2 dB
0.1	28.5 dB	43.5 dB	53.2 dB

Cependant, il faut noter que ces valeurs sont obtenues dans les situations idéales. Dans un circuit réel, le résultat d'annulation sera influencé par les différents types de bruits, la non-idéalité des composants et la résolution du microcontrôleur.

4.2 Test des composants

Avant de réaliser le montage du circuit, nous réalisons séparément des tests sur chaque composant pour bien connaître leurs caractéristiques. Un générateur de signal, plusieurs générateurs de tension, un analyseur de réseau vectoriel, un analyseur de spectre, un multimètre et un oscilloscope sont utilisés pendant ces tests.

4.2.1 Modulateur vectoriel

À l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel pour visualiser les résultats, un générateur de tension pour alimenter les composants et deux générateurs de tension pour contrôler les entrées I et Q, nous pouvons mesurer les valeurs réelles d'atténuation et de phase à la fréquence de 1.64GHz.

Pendant le test, 11 valeurs différentes pour V_i et V_q ont été choisies, ce qui donne 121 points au total. Puis, pour avoir une relation plus précise entre le signal de sortie et les deux tensions de contrôle, une interpolation linéaire a été appliquée à l'aide du logiciel Matlab. Les résultats sont tracés à la figure 4.3.

Il faut noter que l'analyseur vectoriel affiche des valeurs de phase dans l'intervalle de $[-180^\circ, 180^\circ]$, causant un saut brusque de 360° dans les figures de phase. Prenant compte du déroulement de phase, on observe que les valeurs d'atténuation et de phase varient de façon continue quand les tensions de contrôle sont changées.

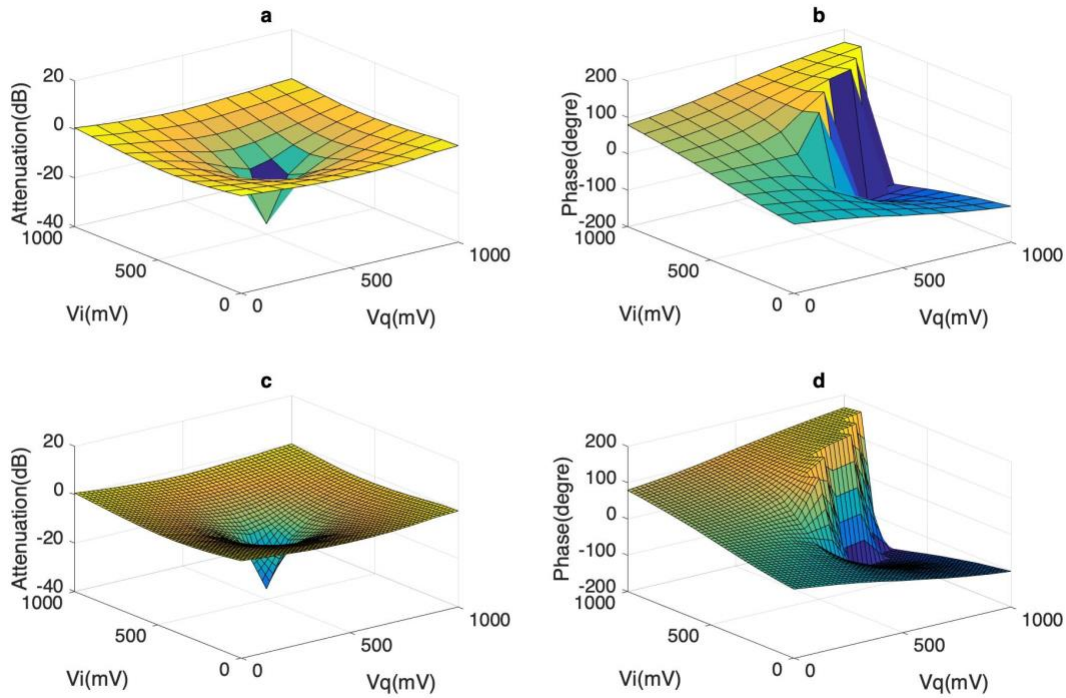


Figure 4.3. Performances du modulateur vectoriel (a. Atténuation mesurée en dB; b. Phase mesurée en degré ; c. Atténuation après l'interpolation linéaire en dB; d. Phase après l'interpolation linéaire en degré)

4.2.2 Les coupleurs

Les coupleurs fabriqués sont montrés aux figures 4.4 et 4.5, et ils ont été aussi testés avec l'analyseur vectoriel. Leurs caractéristiques sont similaires à celles obtenues à l'aide des résultats de simulation du Chapitre 3. Nous avons atteint le couplage désiré, une faible perte d'insertion et une bonne isolation. Il y a environ 3 dB de différence dans le couplage du coupleur de 10 dB entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées. C'est causé par les erreurs de fabrication, car la distance entre deux lignes couplées est proche de la limite minimale de fabrication. Les valeurs mesurées et une comparaison avec les résultats de simulation sont montrées aux figures 4.6 et 4.7.

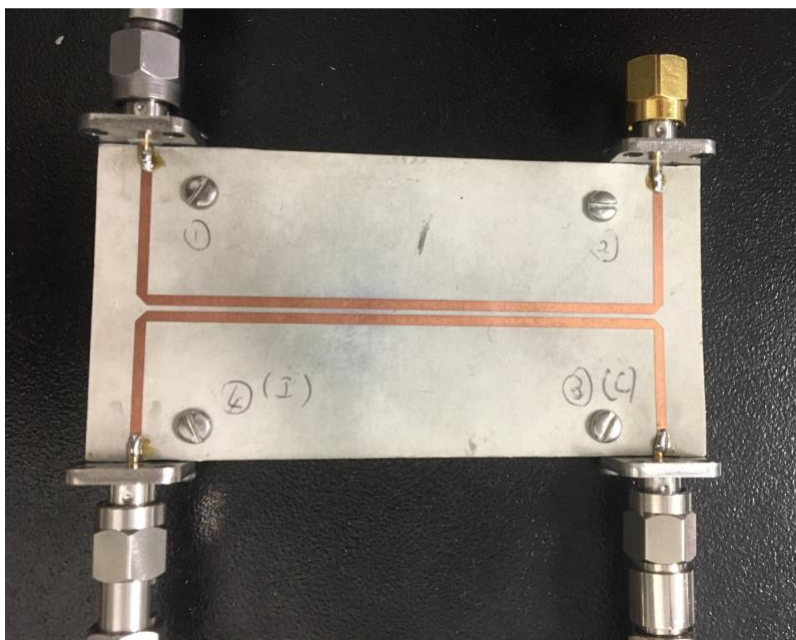


Figure 4.4. Coupleur de 20 dB fabriqué

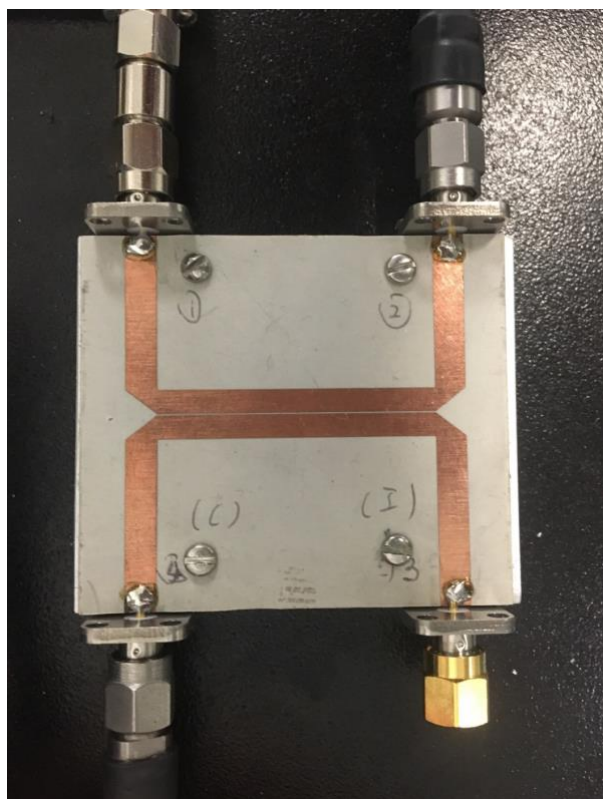


Figure 4.5. Coupleur de 10 dB fabriqué

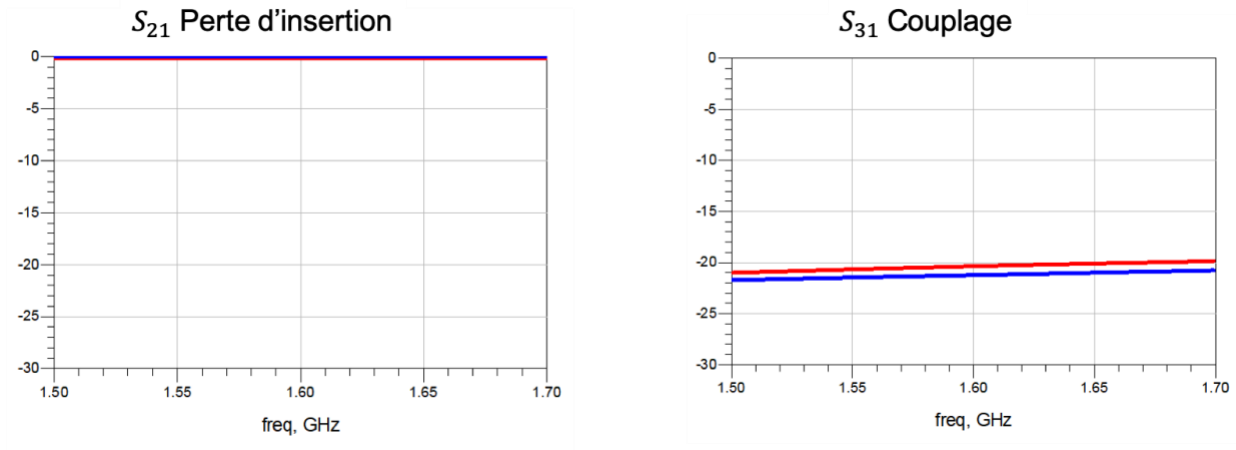


Figure 4.6 Caractéristiques du coupleur 20dB expérimentales (en rouge) comparées aux valeurs de simulations en mode 'layout' (en bleu)

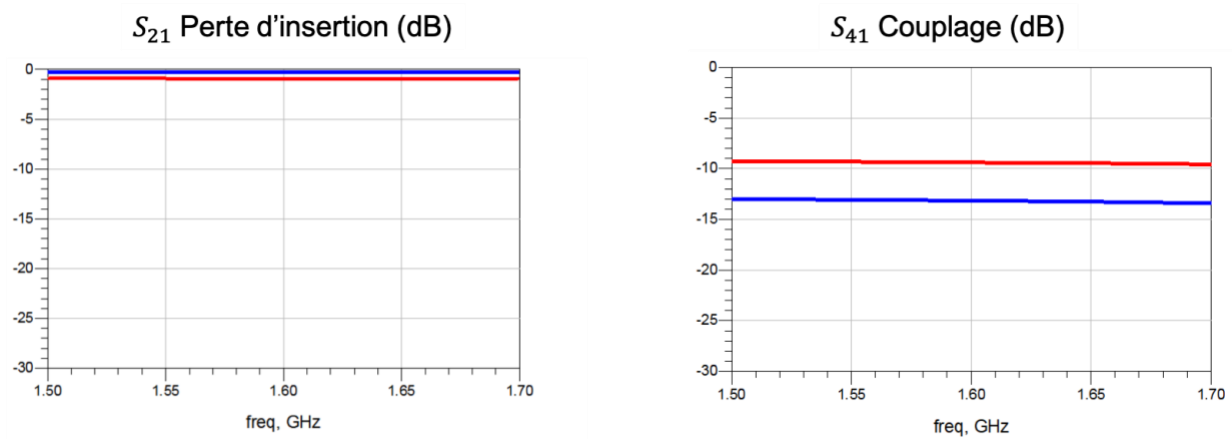


Figure 4.7 Caractéristiques du coupleur 10dB expérimentales (en rouge) comparées aux valeurs de simulations en mode 'layout' (en bleu)

4.2.3 Détecteur de puissance

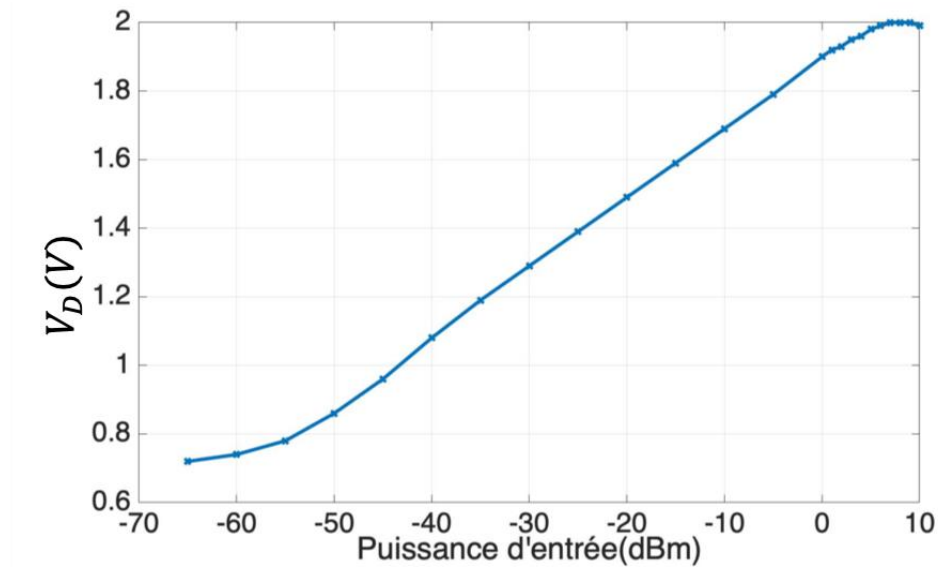


Figure 4.8. Plage linéaire du détecteur de puissance

Comme montré à la figure 4.8, en reliant le détecteur de puissance à un générateur de signal et un oscilloscope, il est possible de tracer la tension de sortie du détecteur en fonction de la puissance du signal d'entrée. Ses caractéristiques répondent à notre besoin. Dans sa plage linéaire (de -55dBm à 0 dBm), une variation de 5dB dans la puissance du signal à l'entrée correspond à un changement d'environ 0.1V dans la tension de sortie. À l'aide d'une fonction de régression linéaire dans Matlab, il est possible de trouver la relation suivante:

$$P = 52.36 \times V_D - 97.79 \quad (4.1)$$

Où,

P est la puissance du signal d'entrée en dBm

V_D est la tension de sortie en V entre 0.8 et 1.9

De plus, nous avons observé aussi un bruit alternatif de 2mV quand la sortie du détecteur est branchée sur l'oscilloscope. Ce bruit limite la précision du détecteur et donc la performance de circuit.

4.3 Résultats expérimentaux

4.3.1 Circuit et méthodologie du test manuel

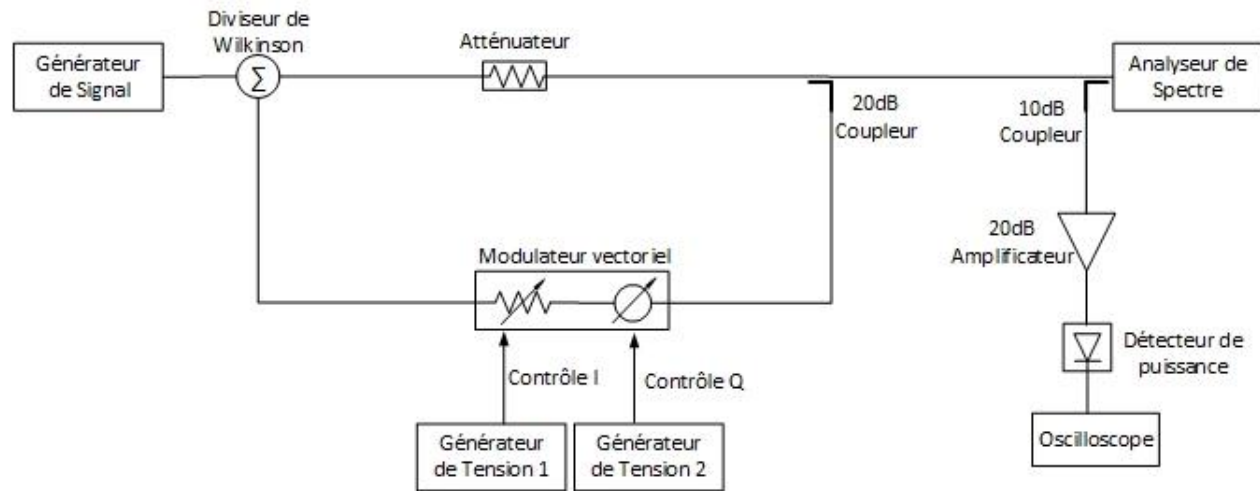


Figure 4.9. Circuit pour le test manuel

La figure 4.9 montre le circuit pour le test manuel. Le signal d'Iridium n'est pas présent pendant le test, car il n'influence pas l'annulation. En effet, la présence du signal d'Iridium n'influence pas le fonctionnement du circuit d'annulation. Comme expliqué dans la section 3.3.2, le signal d'annulation est généré en fonction du signal de transmission d'Inmarsat et donc n'agit que sur les interférences qui viennent de l'antenne Inmarsat. Supposons l'impédance du circuit est R et le détecteur mesure une puissance moyenne pendant une durée T , alors la puissance à l'entrée du détecteur de puissance est donnée par la relation suivante :

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \frac{|v_{total}|^2}{R} dt + P_{bruit} \quad (4.2)$$

et v_{total} est donné par

$$v_{total} = v_{Iridium} + v_{Inmarsat} - v_{annul} \quad (4.3)$$

où

P_D est la puissance moyenne à l'entrée du détecteur pour une durée T

P_{bruit} est la puissance des bruits reçu par le détecteur de puissance

$v_{Iridium}$ est l'amplitude du signal de réception d'Iridium

$v_{Inmarsat}$ est l'amplitude du signal de transmission d'Inmarsat

v_{annul} est l'amplitude du signal d'annulation

La valeur de $v_{Iridium}$ ne peut pas être modifiée par v_{annul} car ces deux signaux ne sont pas dans la même bande de fréquence, i.e. la puissance de signal d'Iridium mesurée par le détecteur n'est pas modifiée par le circuit d'annulation. C'est pour cette raison que notre circuit fonctionne avec ou sans la présence du signal d'Iridium.

Comme montré à la figure 4.9, pendant les tests, un générateur de signal est utilisé pour simuler le signal d'Inmarsat. Puis, nous avons utilisé un atténuateur pour remplacer les pertes de propagation. Le modulateur vectoriel est contrôlé par deux générateurs de tension qui sont connectés avec les entrées I et Q. Le générateur de signal utilisé permet de générer une puissance maximale de 20 dBm, ce qui est environ 23 dB plus faible par rapport à la puissance moyenne du signal d'Inmarsat dans le cas réel (section 3.1). Pour faciliter le test au laboratoire et aussi pour des raisons de sécurité, nous ne pouvons pas travailler avec des niveaux de puissance élevés d'Inmarsat. Nous utilisons le générateur de signal pour avoir un signal de 10 dBm à une fréquence de 1.64 GHz pendant le test manuel. Alors, des modifications ont été faites dans le circuit pour garantir que le modulateur vectoriel et le détecteur de puissance opèrent dans leur plage dynamique: le premier coupleur de 20 dB après le générateur de signal a été remplacé par un diviseur de Wilkinson et un atténuateur de 40 dB a été utilisé au lieu de 60 dB pour les pertes de propagation. Un amplificateur de 20 dB a aussi été inséré avant le détecteur de puissance pour utiliser la plage dynamique de ce dernier d'une façon optimale.

Le signal après le circuit d'annulation a été visualisé par un analyseur de spectre et la sortie du détecteur par un oscilloscope.

Les deux générateurs de tension ont été réglés manuellement en surveillant l'oscilloscope et l'analyseur de spectre. La variation de V_D en fonction des tensions de contrôle, V_i et V_q , a été tracée, puis la valeur minimale de V_D a été enregistrée. L'objectif du test manuel est de vérifier l'efficacité et la faisabilité de notre circuit avant d'insérer la partie de traitement du signal.

4.3.2 Résultats

Les valeurs mesurées pendant le test sont montrées à l'annexe A. Comme montré au tableau A.1, 121 valeurs de V_D ont été mesurées tous les 0.1 V en V_i et V_q . Puis, en observant une valeur minimale autour du point quand $V_i = 0.6 V$ et $V_q = 0.6 V$, nous avons fait plus de mesures autour de ce point (montré au tableau A.2), car la variation de V_D devenait très grande quand on s'approchait du point minimal.

Quand $V_i = 0.55V$ et $V_q = 0.55V$, V_D atteint sa valeur minimale qui est égale à $0.975V$. De plus, quand le modulateur vectoriel est débranché du circuit, la tension mesurée est d'environ $1.4V$. Selon la relation entre la tension de sortie et la puissance du signal d'entrée du détecteur de puissance dans la section 4.2.3, nous avons :

$$P_{avant} = 52.36 \times V_{avant} - 97.79 = -24.5 \text{ dBm} \quad (4.4)$$

$$P_{après} = 52.36 \times V_{après} - 97.79 = -46.7 \text{ dBm} \quad (4.5)$$

où

V_{avant} est la tension mesurée par le détecteur lorsque le modulateur vectoriel est éteint

$V_{après}$ est la tension minimale obtenue en réglant le circuit d'annulation

P_{avant} est la puissance d'interférences sans circuit d'annulation

$P_{après}$ est la puissance d'interférences après le circuit d'annulation

Donc, l'annulation d'interférence par le circuit est donnée par :

$$Annul = P_{avant} - P_{après} = 22.2 \text{ dB} \quad (4.6)$$

Nous avons atteint environ 22 dB d'annulation par le circuit.

CHAPITRE 5 ALGORITHME ET TEST AUTOMATIQUE

Dans le Chapitre 5, nous nous concentrerons à la partie du traitement de signal. Nous présentons le nouveau circuit de test et les deux algorithmes utilisés. Puis, nous discuterons aussi de l'amélioration des algorithmes selon les résultats expérimentaux.

5.1 Circuit et méthodologie du test automatique

5.1.1 Circuit du test automatique

En comparant avec le test précédent du Chapitre 4, une partie de traitement du signal a été insérée dans le circuit pour le test automatique. Le mot 'automatique' indique que les tensions de contrôle sont réglées par l'algorithme de façon automatique au lieu de réglage manuel avec des générateurs de tension.

Le circuit automatique est montré à la figure 5.1. Les lignes jaunes montrent les tensions de contrôle et la ligne violette montre la connexion entre l'ordinateur et le microcontrôleur. Le microcontrôleur mesure la tension de sortie du détecteur de puissance et envoie au modulateur vectoriel les deux tensions de contrôle qui sont calculées par l'algorithme.

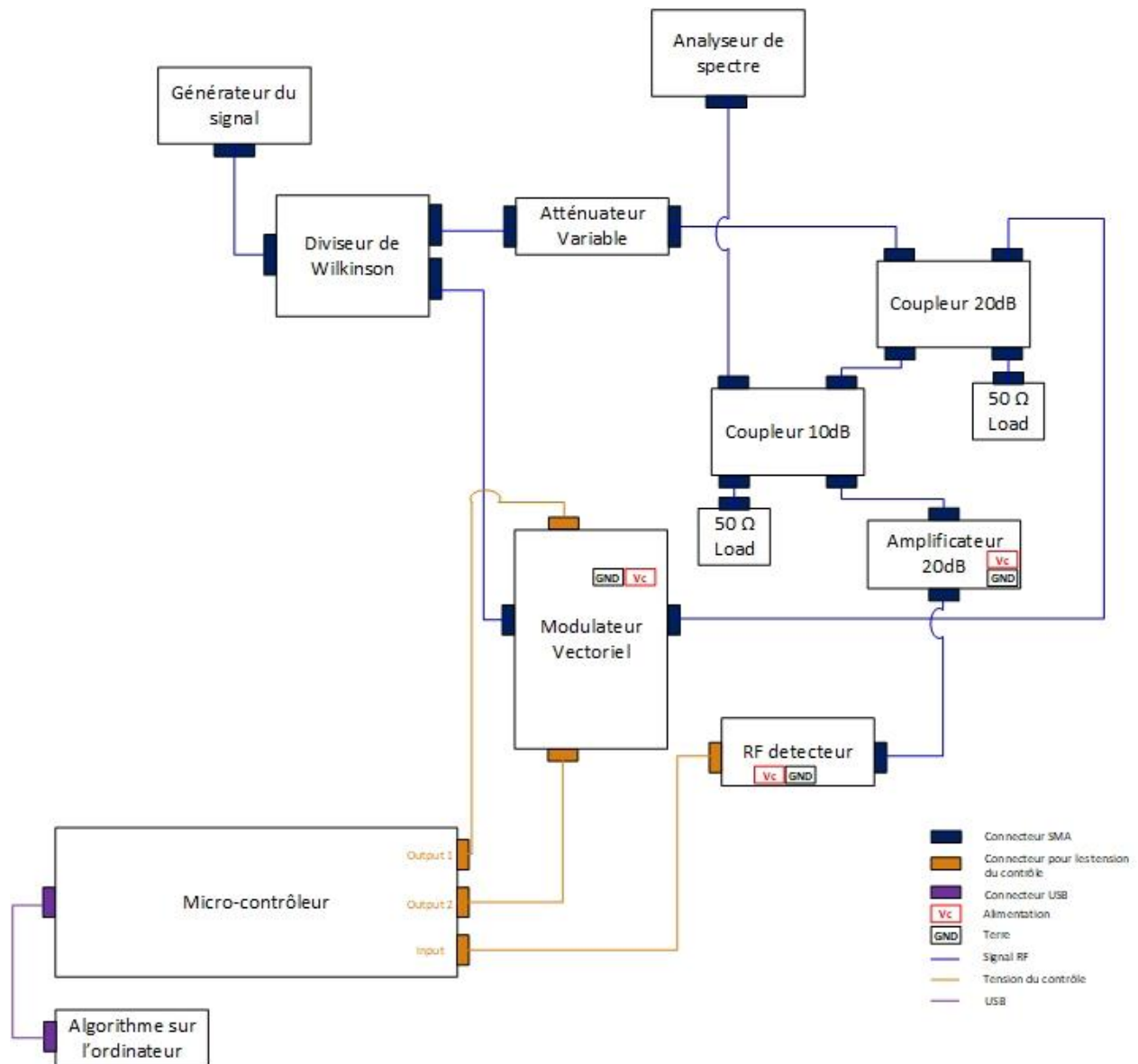


Figure 5.1. Circuit de test automatique

5.1.2 Méthodologie du test automatique

Tout d'abord, nous étudions les caractéristiques du circuit et nous définissons l'objectif à atteindre pendant le test automatique. Puis, nous choisissons des algorithmes à utiliser. Ensuite, nous faisons des tests et optimisons les algorithmes selon les résultats expérimentaux.

Comme indiqué à la figure 5.1, nous avons utilisé un atténuateur variable entre le diviseur de Wilkinson et le coupleur de 20 dB. Ceci a pour but d'avoir la possibilité de simuler une variation

du niveau d'interférence et ainsi déplacer le point minimal pendant le test afin de vérifier le fonctionnement de notre algorithme dans des différentes situations. Il est aussi possible de modifier la longueur du câble entre le diviseur de Wilkinson et l'atténuateur variable pour simuler des phases différentes.

Par ailleurs, nous avons réglé la puissance du générateur de signal et avons inséré l'amplificateur de 20 dB avant le test pour garantir le fonctionnement du détecteur dans sa plage dynamique.

Nous avons effectué des tests pour différentes valeurs d'atténuation et différentes longueurs de câble, et avons obtenu des résultats similaires. Dans ce chapitre, nous montrons les figures pour un cas typique. Ces résultats sont obtenus quand le générateur de puissance est réglé à 10dBm, l'atténuateur variable est mis à 30 dB et le câble utilisé est d'environ 15 cm. Dans ce cas, les valeurs de V_i et V_q sont différentes au point minimal. Ces valeurs nous permettent de mieux visualiser les résultats et d'éviter des conclusions par coïncidence.

5.1.3 Caractéristiques du circuit

Avant de commencer le test, nous avons évalué la relation $V_D(V_i, V_q)$ pour bien connaître les caractéristiques du circuit et l'objectif à atteindre pour l'algorithme. Pour ce faire, nous avons fait un balayage de V_i et V_q tous les 0.05 V à l'aide du microcontrôleur et avons tracé la variation de V_D en trois dimensions. La figure 5.2 montre les résultats d'évaluation des caractéristiques du circuit automatique.

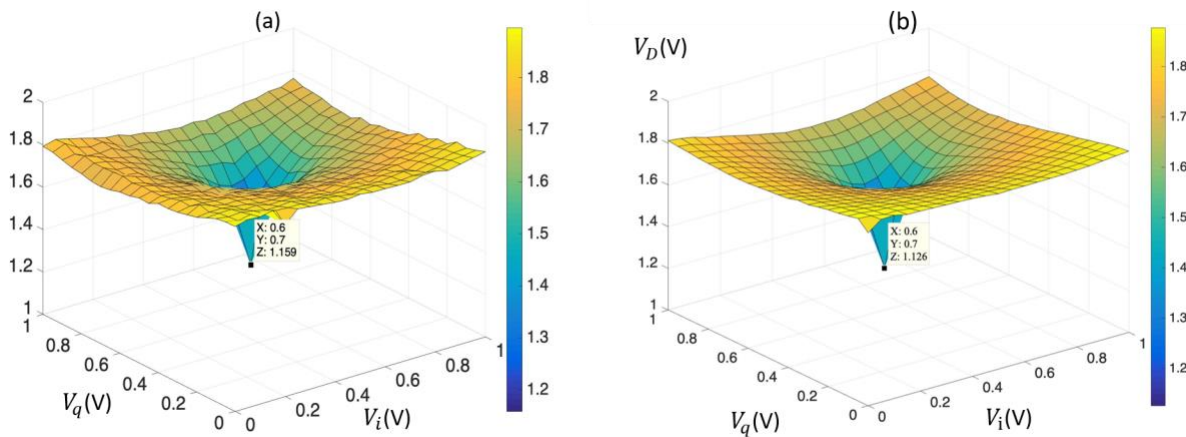


Figure 5.2. Caractéristiques du circuit automatique (a. mesures directes b. valeurs en moyenne)

Nous avons observé une forme de cône autour du point minimale et avons constaté que la variation de V_D est relativement lente et progressive dans les autres régions, ce qui concorde avec les résultats pendant le test manuel de la section 4.3.2. Un seul minimum est observé, ce qui permet l'utilisation de méthodes de recherche de minimums locaux. De plus, on remarque la présence de bruits sur la figure à gauche quand les valeurs mesurées sont directement tracées. Et comme montré à la figure 5.2, il est possible d'avoir une forme lisse en calculant une moyenne de 10 valeurs mesurées à chaque point.

Puis, dans le cas choisi, le point minimal se situe à $V_i = 0.70\text{ V}$ et $V_q = 0.60\text{ V}$ et la valeur minimale de V_D est d'environ 1.1 V . Il faut noter que le pas de balayage est de 0.05 V . Si le pas diminue, il est possible de trouver un minimum plus petit que 1.1 V . Puis, il n'est pas possible d'atteindre une valeur plus petite que 0.7 V , à cause de la limite des caractéristiques du détecteur de puissance.

5.1.4 Circuit de protection

Nous avons besoin de deux tensions entre 0 et 1 V pour contrôler le modulateur vectoriel. Cependant, la tension maximale de sortie du modulateur vectoriel est de 3.3 V . De plus, d'après les spécifications techniques, une tension au-dessus de 2.5 V appliquée aux entrées de contrôle de I et Q risque d'endommager le modulateur. Afin de protéger le modulateur vectoriel du dépassement de tension, nous avons fabriqué deux circuits de protection. Un tel circuit est composé d'un diviseur de tension pour avoir une tension de référence et deux diodes pour limiter la tension. Ils ont été insérés entre les sorties du microcontrôleur et les deux entrées de contrôle du modulateur vectoriel.

La conception du circuit de protection est montrée à la figure 5.3. Il est alimenté par une source de tension de 5 V , qui est aussi utilisée pour alimenter le modulateur vectoriel. Sachant que la tension de seuil d'une diode au silicium est de 0.7 V , il faut avoir une tension inférieure à 1.8 V entre les deux résistances. Nous avons pris 1.5 V pour laisser une marge de sécurité. Alors, une résistance de $1.5\text{ k}\Omega$, connectée avec la masse, et une résistance de $3.6\text{ k}\Omega$, connectée avec la source de tension, ont été choisies selon la disponibilité au laboratoire. La valeur de tension entre ces deux résistances est donnée par

$$\frac{1.5}{1.5 + 3.6} \times 5 = 1.47 \text{ V} \quad (5.1)$$

On peut clairement voir dans le circuit que si la tension appliquée que le microcontrôleur dépasse 2.2 volts, la diode supérieure conduira et protégera ainsi l'entrée du modulateur vectoriel contre les tensions supérieures au seuil permis. Par ailleurs, si la tension appliquée par le microcontrôleur est inférieure à environ 0.7 volt, la diode inférieure conduira et protégera le modulateur des tensions trop négatives. Le circuit de protection fabriqué est montré à la figure 5.4. Les résistances et les diodes ont été soudées sur des plaques perforées. Et les deux circuits de protection sont insérés dans le circuit d'annulation par des câbles de connexion.

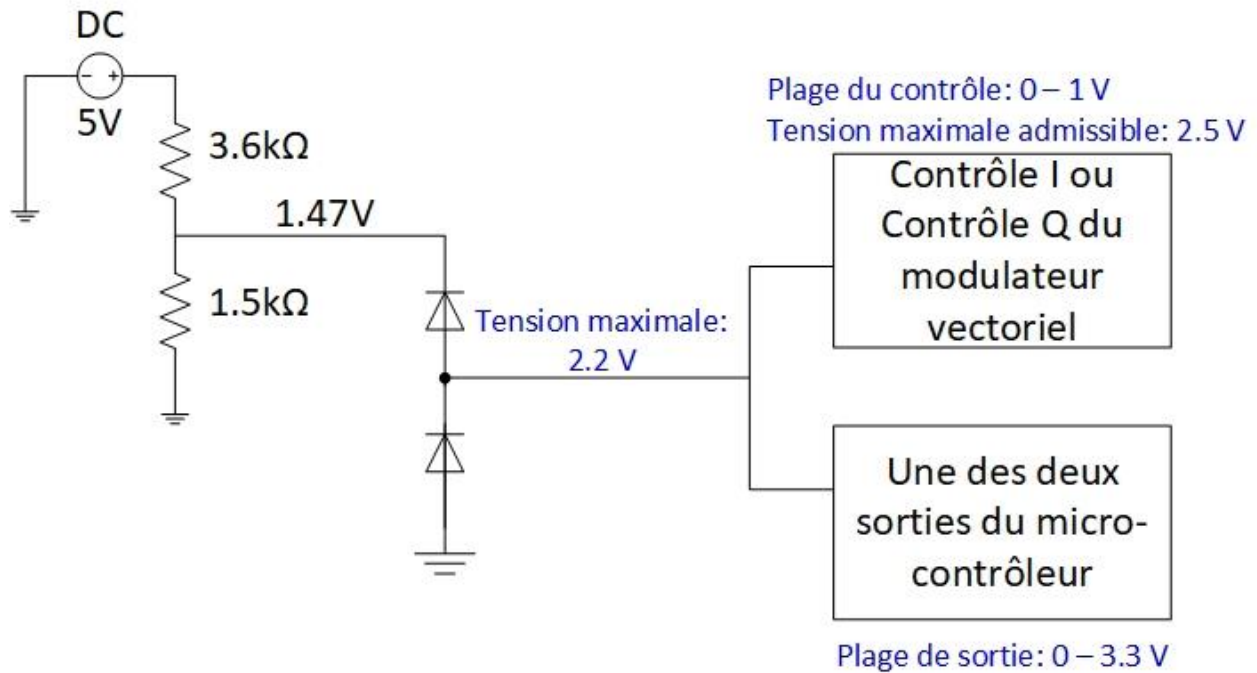


Figure 5.3. Circuit de protection de tension

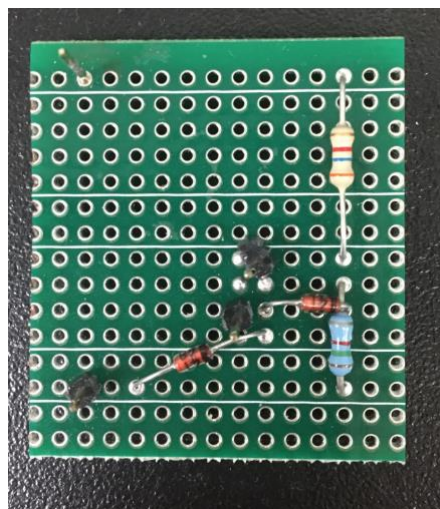


Figure 5.4. Circuit de protection fabriqué

5.2 Algorithme de descente du gradient

5.2.1 La structure de l'algorithme

Pour notre situation, la fonction reliant V_D aux deux tensions de contrôle, V_i et V_q , n'est pas connue. Alors, nous ne pouvons pas calculer la matrice jacobienne, qui est une matrice des dérivées partielles souvent utilisée dans la résolution des problèmes associés au gradient. Par conséquent, nous ne pouvons pas utiliser les fonctions d'optimisation existantes dans Matlab.

Cependant, il est possible d'évaluer numériquement la valeur de V_D et le gradient à un point donné. Pour cette raison, nous avons envisagé d'utiliser l'algorithme de descente du gradient, qui est une méthode applicable pour critère d'optimisation différentiable. Nous avons défini le point de départ et le pas d'itération pour initialiser l'algorithme. Puis, à chaque itération, nous avons calculé le gradient et avons réalisé un déplacement dans la direction opposée au gradient. Pour des raisons de simplification, nous avons utilisé V_D comme la fonction objective.

C'est-à-dire, l'objectif est de trouver les valeurs de V_i et V_q pour minimiser V_D en calculant $\frac{\partial V_D}{\partial V_i}$ et $\frac{\partial V_D}{\partial V_q}$.

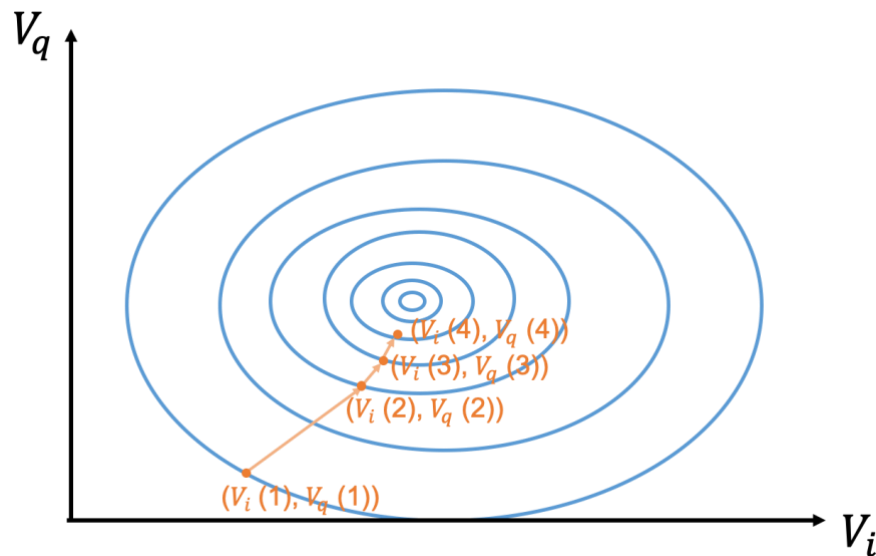


Figure 5.5 Algorithme de descente du gradient

Comme montré dans la figure 5.5. Nous utilisons l'algorithme en deux dimensions V_i et V_q . Un point de départ et un pas initial sont définis au début. Puis, à chaque itération, l'algorithme calcule le gradient du point actuel par les deux formules en-dessous :

$$\frac{\partial V_D}{\partial V_i}(V_i, V_q) = \frac{V_D((V_i + dV_i), V_q) - V_D(V_i, V_q)}{dV_i} \quad (5.2)$$

$$\frac{\partial V_D}{\partial V_q}(V_i, V_q) = \frac{V_D(V_i, (V_q + dV_q)) - V_D(V_i, V_q)}{dV_q} \quad (5.3)$$

Où dV_i et dV_q sont des petites variations sur les tensions de contrôle V_i et V_q . Nous avons pris 0.01V dans l'algorithme. Comme le calcul du gradient est sensible aux bruits, nous avons pris une moyenne de 3 mesures sur chaque point.

Puis, le point actuel est déplacé vers la direction de descente du gradient par les formules suivantes :

$$V_i(n+1) = V_i(n) - \gamma \cdot \frac{\partial V_D}{\partial V_i}(n) \quad (5.4)$$

$$V_q(n+1) = V_q(n) - \gamma \cdot \frac{\partial V_D}{\partial V_q}(n) \quad (5.5)$$

où γ représente la pas d'itération.

L'algorithme s'arrête quand l'objectif, i.e. une valeur suffisamment petite de la tension V_D , est atteinte ou quand elle dépasse un nombre d'itération maximale. Nous avons pris 0.9V pour la fin d'algorithme, car cette valeur est la limite inférieure du plage linéaire du détecteur.

Une difficulté de cet algorithme est de bien définir la valeur de pas d'itération. Une valeur petite ralentit l'algorithme et un pas trop grand risque de causer un problème de convergence. Pendant les tests, plusieurs valeurs de pas ont été essayées et finalement, nous avons choisi un pas variable. Quand l'algorithme détecte une tension de V_D inférieure à 1.2 V, le pas initial est divisé par 10, car le gradient autour du point minimal est grand.

La figure 5.6 montre la structure de l'algorithme utilisé.

5.2.2 Définition du point de départ

Selon la figure 5.2, la variation de V_D est très lente quand le point ne se situe pas à proximité du point minimal. Dans ce cas, la valeur mesurée est beaucoup influencée par les bruits et il risque d'y avoir un mauvais signe dans les calculs du gradient. Afin d'éviter des itérations inutiles et des boucles infinies, nous avons fait un balayage rapide avant de lancer l'algorithme pour définir un point de départ à l'intérieur du cône.

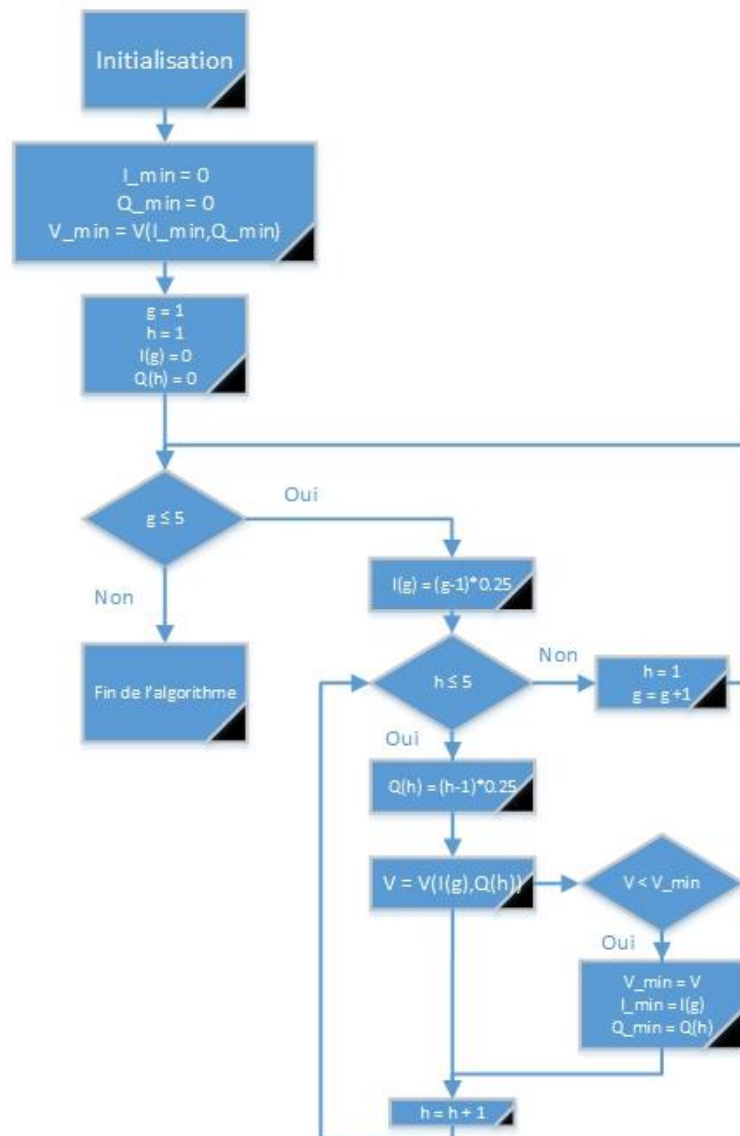


Figure 5.7. Méthode utilisée pour définir le point de départ

Pour ce faire, nous avons fait un balayage tous les 0.25 V en V_i et V_q et nous avons évalué la valeur de V_D à chaque point. Le point où la valeur de V_D est la plus petite est choisi comme le point de départ de l'algorithme. Cette méthode est montrée à la figure 5.7.

5.2.3 Résultats

La figure 5.8 montre la variation de V_D et les itérations. Cette valeur ondule beaucoup, surtout à proximité du point minimal. Cependant, en répétant plusieurs fois le test, nous trouvons qu'il y a une grande possibilité que l'algorithme ne converge pas.

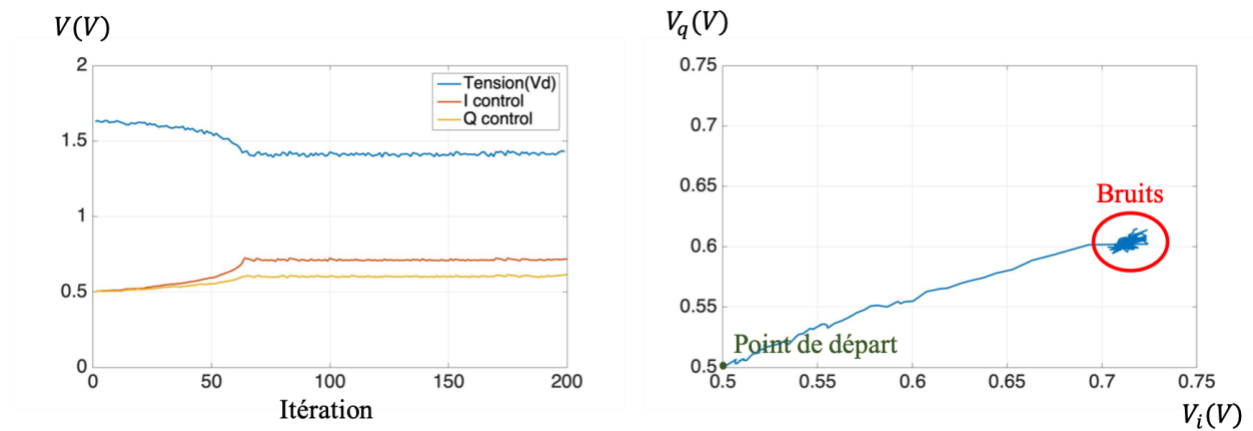


Figure 5.8. Résultats obtenus par l'algorithme de descente du gradient

Selon la forme de la figure 5.2, le gradient devient très grand autour du point minimal. C'est pourquoi il est difficile, dans la pratique, d'atteindre le point minimal trouvé par balayage discuté à la section 5.1.3. Ce problème de convergence est probablement dû aux bruits dans le circuit. Nous nous allons alors nous concentrer alors dans l'élimination des bruits afin d'améliorer les performances de l'algorithme.

5.2.4 Amélioration

Afin de réduire les bruits de haute et basse fréquences, nous avons inséré un filtre passe-bande entre l'amplificateur et le détecteur de puissance. Selon les tests, l'insertion du filtre permet de

réduire les ondulations pendant les itérations et d'améliorer les résultats. Afin de vérifier le fonctionnement du filtre passe-bande dans le circuit, nous avons évalué la valeur de V_D tous les 0.1 seconde pendant 20 secondes.

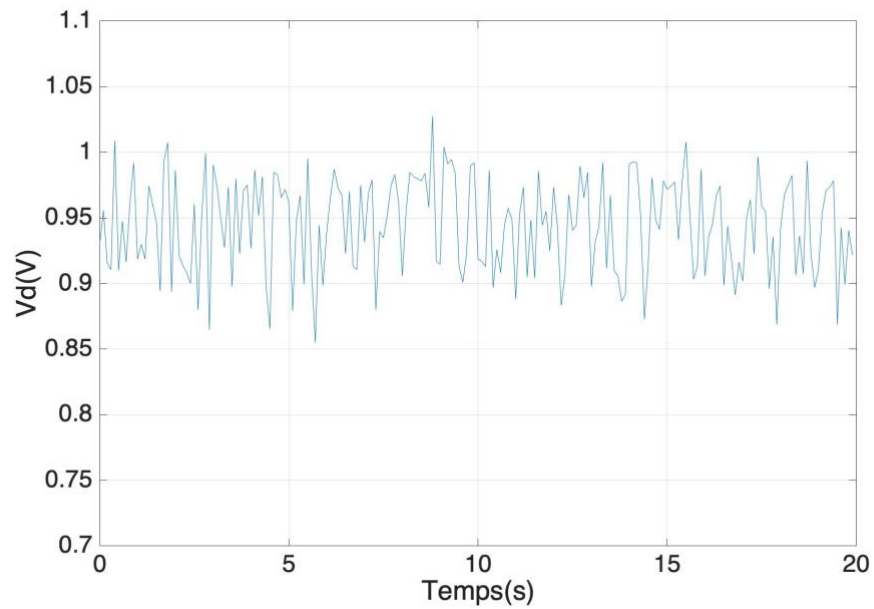


Figure 5.9. Mesure des bruits sans filtre

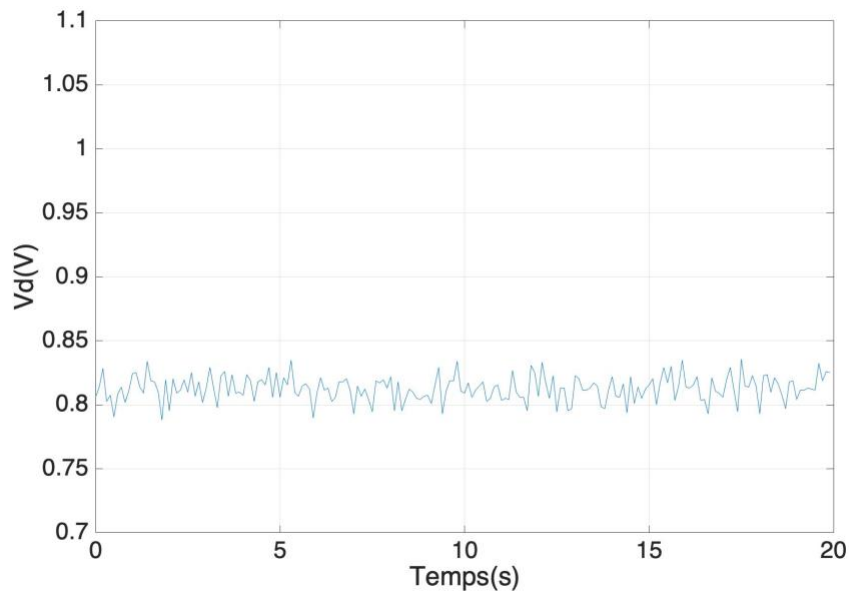


Figure 5.10. Mesure des bruits avec filtre

Les résultats sont tracés aux figures 5.9 et 5.10. L'amplitude crête-à-crête du bruit observé est de 0.19 V sans filtre, et cette valeur devient 0.05 V avec le filtre. De plus, nous observons aussi une baisse d'environ 0.14 V de la tension en moyenne. Alors, l'introduction de ce filtre dans le circuit permet de réduire efficacement les bruits.

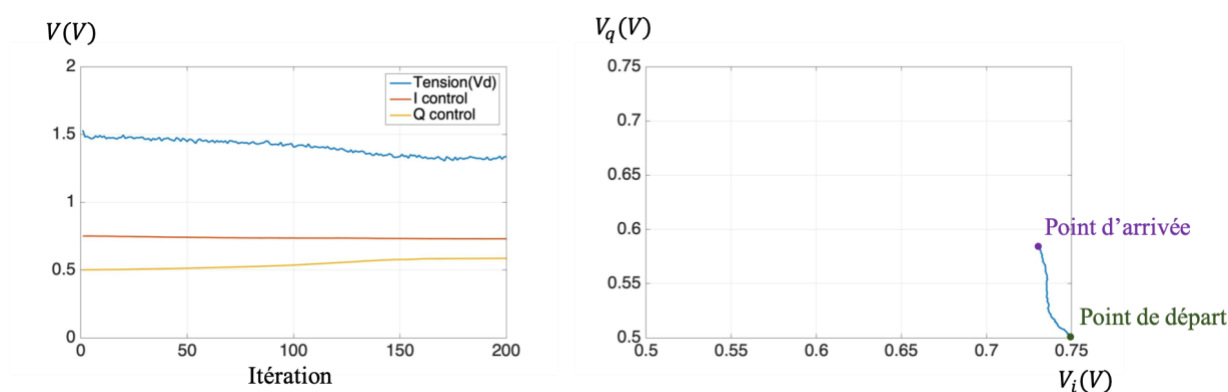


Figure 5.11. Résultats obtenus par l'algorithme de descente de gradient avec le filtre

La figure 5.11 montre les itérations d'algorithme après l'insertion du filtre. En la comparant à la figure 5.8, le point initial de l'algorithme se trouve plus près du point minimal. La valeur minimale de V_D descend de 1.44 V à 1.35V.

Selon l'expression (4.1) que nous avons trouvée dans la section 4.2, une variation de 0.09 V en tension correspond à une variation de 4.7 dB en puissance. De plus, d'après les caractéristiques mentionnées dans sa fiche technique, la perte d'insertion du filtre utilisé dans sa bande passante (1622 à 1668 MHz) est 1.3 dB. Nous avons réussi à avoir 3.4 dB d'annulation en plus à l'aide de filtre.

Ainsi, le filtre inséré permet d'augmenter l'efficacité la partie définissant le point initial de l'algorithme. Néanmoins, le niveau d'annulation n'a pas atteint notre objectif. C'est pour cette raison que nous avons pensé d'essayer un autre algorithme.

Malgré que le filtre passe-bandes a réussi à réduire les bruits dans le circuit, la tension de V_D mesurée par le microcontrôleur est toujours oscillante. Une autre cause possible de bruits serait le câble USB, car des bruits d'ordinateur peuvent être transférés au microcontrôleur par celui-ci. Pour éliminer ces bruits, nous avons décidé à insérer un filtre sur le câble USB. Nous avons acheté un

USB bruit filtre Jitterbug chez AudioQuest. Malheureusement, selon les mesures, ce filtre n'a pas pu améliorer les résultats d'algorithme.

D'autre part, il a été remarqué que pendant les tests, à l'aide d'analyseur de spectre, le détecteur capture aussi les signaux venant des stations radio. Nous avons essayé d'insérer des anneaux de ferrite dans les câbles et d'installer le détecteur dans une boîte de métal fermé afin d'éliminer ces signaux. Cependant, ces essais n'ont pas permis pas d'améliorer les résultats. Donc signaux des stations radio n'est pas une cause principale des bruits dans notre circuit.

5.3 Algorithme de recherche de patrons

5.3.1 La structure de l'algorithme

Dans l'algorithme précédent, il n'est pas évident de trouver une valeur efficace pour le pas. Nous avons besoin d'un grand pas au début de l'itération. Cependant, plus on s'approche du point minimal, plus le pas doit être petit. Donc, nous avons pensé à l'algorithme de recherche de patrons ('pattern search algorithm' en anglais). Cet algorithme réduit progressivement le pas dans les itérations, ce qui est intéressant pour notre circuit. Un autre avantage de cette méthode est qu'elle est plus robuste face aux bruits, car on n'a pas besoin de calculer les gradients.

Un exemple de l'algorithme de recherche de patrons est montré à la figure 5.12. Dans l'initialisation de l'algorithme, il faut définir un point initial et un pas initial. Puis, l'algorithme évalue les valeurs dans les quatre points autour du point initial en déplaçant un pas dans les directions des deux variables pour trouver une valeur minimale. Si cette valeur est inférieure à la valeur du point initial comme indiqué à la figure 5.12, ce point est pris pour la prochaine itération. Puis, si parmi les quatre points de voisinage, l'algorithme n'arrive pas de trouver une valeur inférieure à la valeur au 2^{ème} point, il divise le pas en deux et refait la recherche. La division du pas est répétée jusqu'à ce qu'un 3^{ème} point soit trouvé.

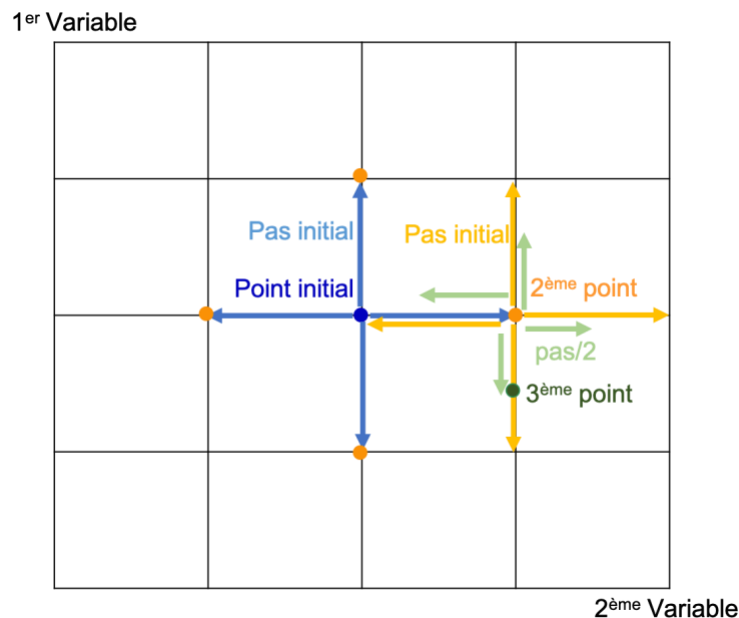
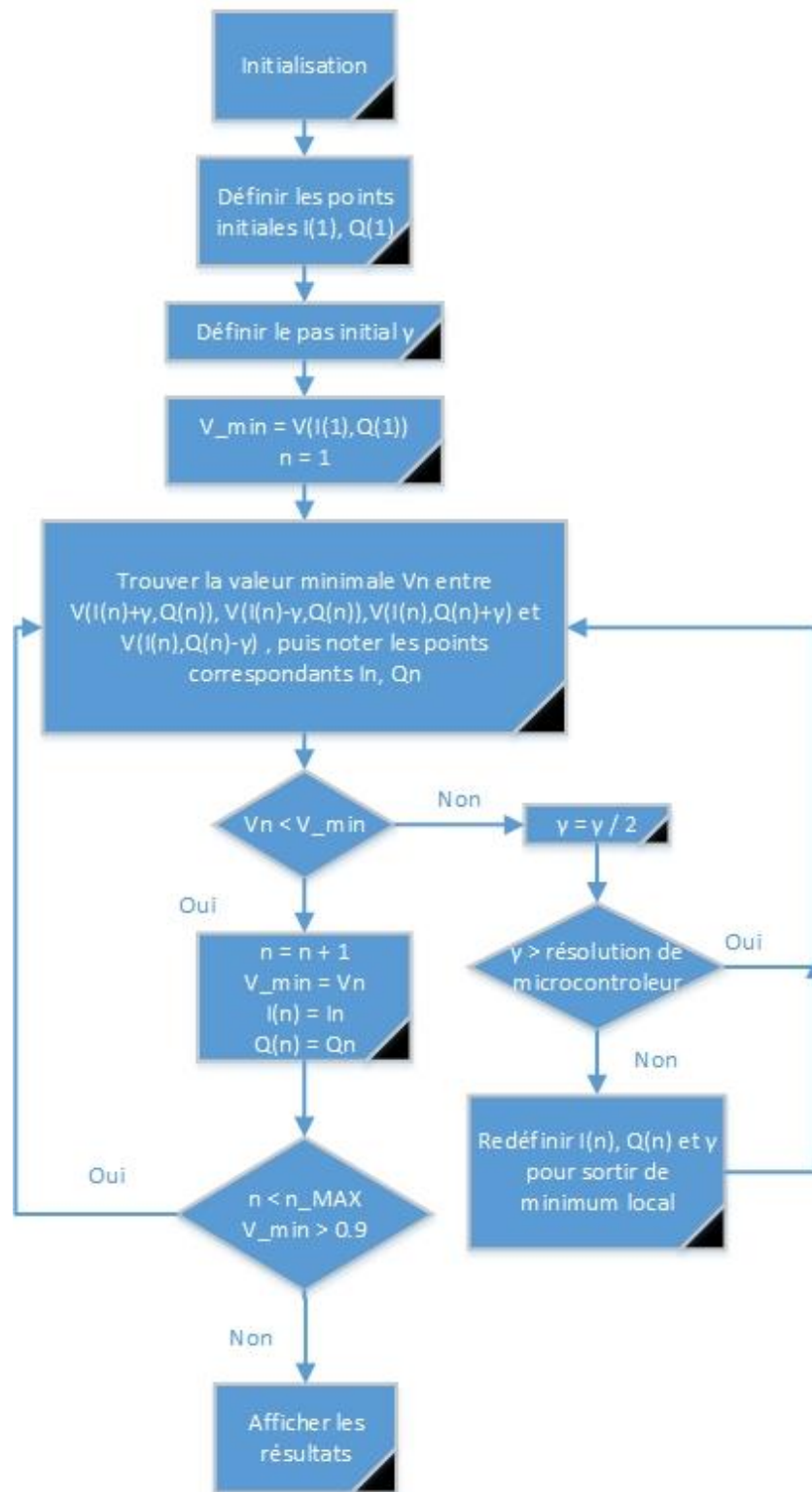


Figure 5.12. Algorithme de recherche de patrons

La structure de l'algorithme est montrée à la figure 5.13 qui a été inspiré par un article publié en 1961 [16]. Nous avons défini un point initial $(V_i(1), V_q(1))$ et un pas initial γ . À chaque itération, l'algorithme cherche une valeur minimale parmi les quatre points $(V_i(n) + \gamma, V_q(n))$, $(V_i(n) - \gamma, V_q(n))$, $(V_i(n), V_q(n) + \gamma)$ et $(V_i(n), V_q(n) - \gamma)$. Si cette valeur est inférieure à $V_D(n)$ mesuré à $(V_i(n), V_q(n))$, alors le point est déplacé à ce nouveau point. Sinon, l'algorithme divise le pas par deux et répète la recherche du minimum dans le voisinage.

Cette méthode converge plus rapidement. Cependant, l'inconvénient de cet algorithme est qu'il tombe facilement dans une boucle infinie et n'est pas capable de ressortir à cause du bruit. Pour résoudre ce problème, nous avons ajouté une partie qui détecte des pas trop petits, i.e. la valeur de pas plus petite que la résolution du microcontrôleur, puis redéfinit la valeur du pas pour sortir de la boucle.



f

Figure 5.13. La structure de l'algorithme de recherche de patrons

5.3.2 Résultats expérimentaux

Selon les résultats expérimentaux, cette méthode permet de trouver plus rapidement la valeur minimale. La figure 5.14 montre les itérations à la gauche et les évolutions des points à la droite. Pendant l'exécution de l'algorithme, le circuit est réglé de la même façon que la section 5.2.4, i.e. l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble entre le coupleur Wilkinson et l'atténuateur est environ 15 cm.

En comparant les résultats avec celui montré à la figure 5.11 qui converge lentement après 200 itérations, cet algorithme converge après 15 itérations. De plus, la valeur minimale de V_D est 0.89 V au lieu de 1.35V comme auparavant.

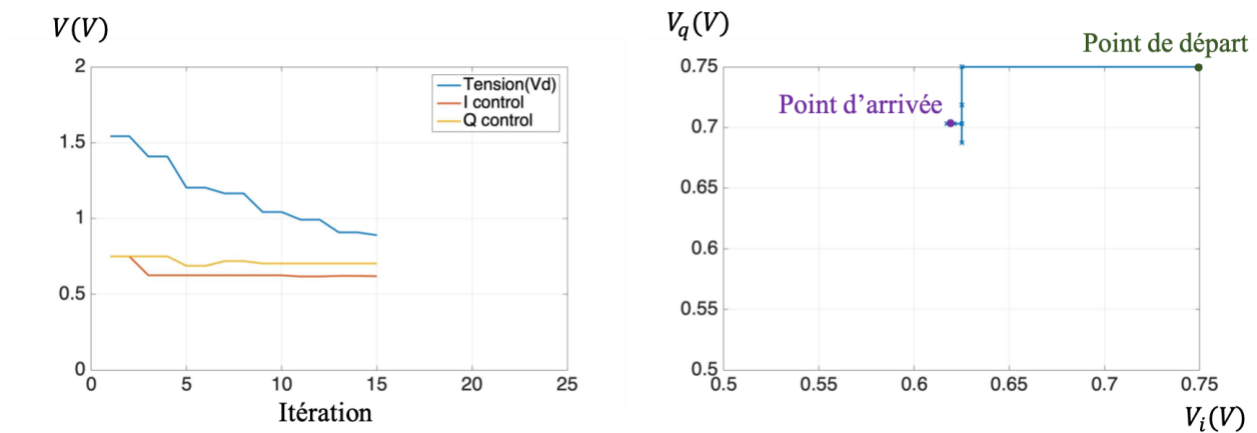


Figure 5.14. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons

Ensuite, nous avons déplacé le point minimal en modifiant la valeur de l'atténuateur variable et en changeant la longueur du câble et avons exécuté l'algorithme de recherche de patrons. L'emplacement du câble et d'atténuateur sont montrés dans la figure 5.15. De plus, les figures tracées sont montrées en annexe B.

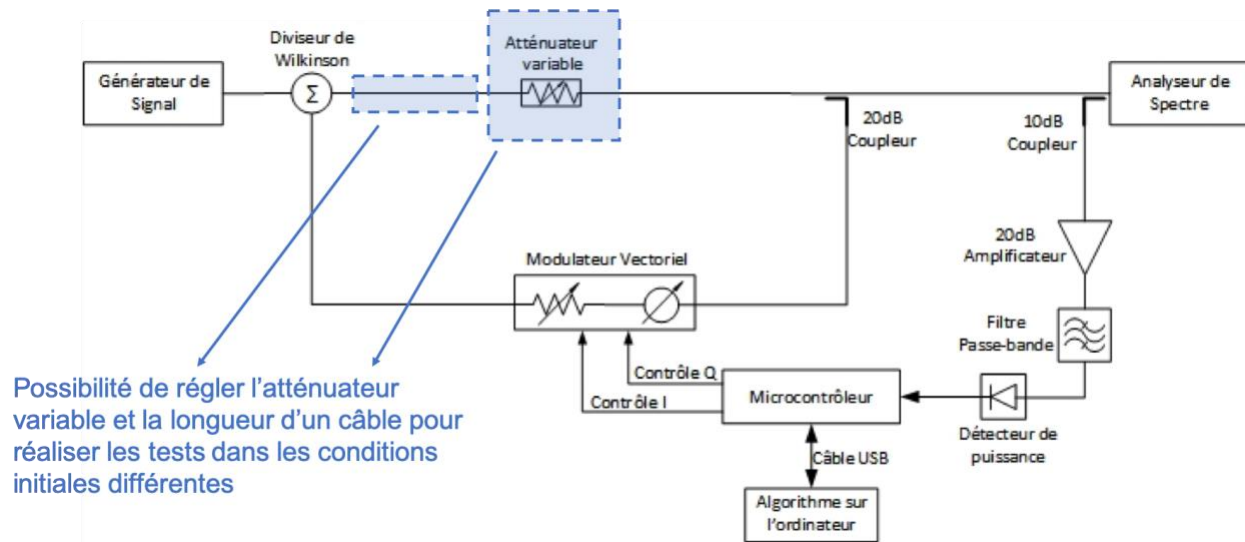


Figure 5.15. L'emplacement du câble et d'atténuateur modifiés pendant les tests

La figure B.1 est une répétition de la figure 5.14.

La figure B.2 est mesurée dans les mêmes conditions que la figure B.1. Nous observons bien que l'algorithme converge toujours vers le même minimum. Cependant, il converge un peu plus lentement, soit après 44 itérations. En observant les données sur Matlab, nous trouvons que l'algorithme est tombé dans un minimum local causé par les bruits. Puis, l'algorithme a réussi à détecter un pas inférieur à la résolution du microcontrôleur et à réinitialiser le pas pour en sortir.

La figure B.3 montre les résultats obtenus quand l'atténuateur variable est réglé à 40 dB. L'algorithme converge vers $V_i = 0.53 \text{ V}$ et $V_q = 0.58 \text{ V}$ après 18 itérations et la valeur minimale de V_D est de 0.87V.

La figure B.4 répète les mêmes étapes en réglant l'atténuateur variable à 50 dB. La valeur minimale de V_D , qui est de 0.89 V, est trouvée quand $V_i = 0.50 \text{ V}$ et $V_q = 0.53 \text{ V}$ après 14 itérations.

Nous avons aussi remplacé le câble entre le coupleur Wilkinson et le générateur de signal par un câble plus long d'environ 40 cm et les mesures sont montrées aux figures B.5 à B.7.

Les résultats montrés à la figure B.5 sont obtenus quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB. Nous avons obtenu une valeur minimale de V_D égale à 0.89 V après 19 itérations pour $V_i = 0.70 \text{ V}$ et $V_q = 0.47 \text{ V}$.

Pour les résultats montrés à la figure B.6, les mesures sont faites avec une atténuation de 40 dB. Après 14 itérations, la valeur de V_D atteint sa valeur minimale de 0.89 V quand $V_i = 0.56$ V et $V_q = 0.50$ V.

La figure B.7 montre les résultats quand la valeur d'atténuation est réglée à 50 dB. Nous avons obtenu $V_D = 0.89$ V quand $V_i = 0.52$ V et $V_q = 0.52$ V après 13 itérations.

En résumé, la plupart du temps l'algorithme converge en moins de 25 itérations nous permettant d'obtenir une valeur minimale de V_D entre 0.9 V et 0.8 V. De plus, quand l'algorithme tombe dans un minimum local causé par les bruits, il est capable de sortir en réinitialisant le pas.

Quand le modulateur vectoriel est débranché du circuit, nous avons observé une tension à la sortie du détecteur d'environ 1.6 V avec 10 dBm de puissance du générateur de signal et 30 dB de l'atténuateur variable. En prenant 0.9 V comme valeur minimale obtenue par l'algorithme et en utilisant la relation entre la tension de sortie et la puissance du signal d'entrée du détecteur de puissance dans la plage linéaire (discuté dans la section 4.2.3), nous pouvons calculer les puissances correspondantes.

$$P_{max} = 52.36 \times 1.6 - 97.79 = -14.0 \text{ dBm} \quad (5.6)$$

$$P_{min} = 52.36 \times 0.9 - 97.79 = -50.7 \text{ dBm} \quad (5.7)$$

où

P_{max} est la puissance d'interférences sans circuit d'annulation

P_{min} est la puissance d'interférences après le circuit d'annulation

Donc, l'annulation d'interférence est donnée par :

$$Annul = P_{max} - P_{min} = 36.7 \text{ dB} \quad (5.8)$$

Nous avons donc atteint une annulation d'environ 37 dB par le circuit d'annulation conçu.

CHAPITRE 6 CONCLUSION

Finalement, le Chapitre 6 conclut en donnant les résultats obtenus ainsi que les possibilités d'améliorer le circuit et de l'installer sur un avion.

6.1 Synthèse des travaux réalisés

Les fréquences de fonctionnement des deux systèmes de communication satellitaire, Inmarsat et Iridium, sont proches. Lors de la cohabitation de ces deux systèmes, la puissance forte du signal de transmission d'Inmarsat interfère la réception d'Iridium.

Nous avons proposé à notre partenaire industriel de concevoir un circuit d'annulation qui sert à atténuer adaptativement les signaux de transmission d'Inmarsat reçu par l'antenne d'Iridium. Cette solution n'apporte que des modification mineures sur les équipements d'antennes existants. Nous avons envisagé une solution pour éliminer les produits d'intermodulation d'Inmarsat au début de la recherche. Puis, après les échanges faites pendant les conférences du AVIO-601, nous avons modifié la conception afin d'éliminer les signaux d'Inmarsat à l'antenne d'Iridium.

Nous nous sommes inspirés des solutions existantes et des solutions similaires pour des applications dans les autres domaines pour bien comprendre la problématique et pour améliorer notre circuit. Finalement, le circuit d'annulation utilisé est composé d'une partie d'annulation et d'une partie de contrôle. La première partie sert à générer un signal d'annulation en fonction du signal d'Inmarsat à l'aide d'un modulateur vectoriel et puis combine le signal d'annulation à la réception d'Iridium. La deuxième partie génère les signaux de contrôle en utilisant un algorithme d'optimisation afin de minimiser la puissance du signal capturé à la réception d'Iridium.

Avant de passer à la preuve de concept, nous avons choisi les composants à utiliser à l'aide des résultats d'un bilan de liaison. Nous avons construit et fabriqué des coupleurs, puis acheté les autres composants. Nous avons aussi réalisé des tests séparés afin de mieux comprendre les caractéristiques de chaque composant.

Par la suite, nous avons fait une preuve de concept en trois étapes. La première étape a été réalisée à l'aide du logiciel ADS. Selon les résultats de simulation, il est possible d'atténuer les interférences

de 69.5 dB quand nous avons une précision de 0.01 dB en atténuation et de 0.01 degré en déphasage.

Puis, pour la deuxième étape, nous avons réalisé un circuit de test au laboratoire de Poly-Grames. Nous avons utilisé un générateur de tension pour simuler les signaux d'Inmarsat. Comme le système Iridium n'influence pas le fonctionnement du circuit d'annulation, il n'est pas présenté dans le circuit de test pour des raisons de simplicité. Ce circuit est appelé circuit 'manuel', car nous avons réglé à la main deux générateurs de tension afin d'annuler le signal. Selon les résultats expérimentaux, nous avons réussi à avoir une annulation d'environ 22 dB par le circuit 'manuel'.

Dans la troisième étape, un micro-contrôleur et un détecteur de puissance ont été insérés dans le circuit 'manuel' afin de former une boucle de rétroaction et de contrôler le modulateur vectoriel adaptativement par un algorithme. Nous avons aussi inséré un amplificateur de 20 dB avant le détecteur de puissance afin de garantir son fonctionnement dans la plage linéaire.

Nous avons malheureusement observé une présence des bruits causant des problèmes de convergence et limitant les performances de notre circuit. Pour éliminer les bruits, plusieurs essais ont été réalisés. Nous avons réussi à réduire efficacement les bruits de haute fréquence par un filtre passe-bande.

L'algorithme de descente de gradient a été utilisé au début, puis pendant les tests, l'algorithme a été modifié pour celui de recherche de patrons, car les performances de ce dernier se sont avérées meilleures face aux bruits. Après plusieurs essais afin de réduire les bruits dans le circuit et d'améliorer l'algorithme, il a été possible de réduire le niveau d'interférence d'environ 37 dB.

Le niveau d'annulation est limité par les bruits dans le circuit, par la plage dynamique des composants utilisés et par la précision du modulateur vectoriel. Il serait possible d'atteindre un plus grand niveau d'annulation si un détecteur avec une plage dynamique plus large était utilisé. Puis, il serait aussi possible de changer le modulateur vectoriel afin d'avoir une meilleure précision et d'obtenir une plage d'atténuation plus large.

6.2 Travaux futurs

D'une part, nous cherchons encore des solutions pour éliminer les bruits.

L'amplitude maximale des bruits dans le circuit (0.05 V d'après la figure 5.9) est encore cinq fois plus grande que la résolution du microcontrôleur (0.806m V calculé à la section 3.5.2). De plus, la tension minimale obtenue par l'algorithme est d'environ 0.9 V, cette valeur est plus grande que la tension minimale de 0.7 V du détecteur de puissance.

Des composants comme l'atténuateur variable et les coupleurs apportent des bruits dans le circuit. Du côté du circuit, il serait utile d'analyser la perte d'insertion ainsi que le facteur de bruit de chaque composant utilisé dans le circuit, et puis de mesurer une figure de bruit équivalent pour l'ensemble de circuit.

Du côté du microcontrôleur, nous avons observé sur l'analyseur de spectre que le niveau des bruits augmente une fois que le microcontrôleur est alimenté. Ces bruits viennent peut-être du microcontrôleur lui-même ou de l'ordinateur. Pendant les tests, un câble USB a servi pour alimenter le microcontrôleur et pour transférer les données entre l'ordinateur et le microcontrôleur. Il est possible que les ondulations générées par l'ordinateur soient aussi transférées au microcontrôleur par le câble USB. Malheureusement, il est difficile de visualiser expérimentalement ces bruits. Une solution envisagée est d'intégrer l'algorithme directement sur le microcontrôleur et de l'alimenter par un régulateur de tension.

D'autre part, les antennes Inmarsat et Iridium sont installées à l'École de Technologie Supérieure. Il serait possible de tester notre circuit d'annulation sur un système réel.

Avant de passer au test réel, il faut faire des tests à l'aide d'un générateur de signaux aléatoires qui permet de générer plusieurs signaux dans la même bande de fréquence et d'un deuxième générateur de signal pour simuler la présence du signal d'Iridium. De plus, une intégration mécanique est aussi nécessaire pour rendre le circuit portable.

Pour réaliser ce test, il est nécessaire d'avoir un accès au câble d'antenne Inmarsat et un accès au câble d'antenne d'Iridium. Pour un premier test réalisé à partir de seulement l'antenne Inmarsat, il serait possible d'utiliser le même circuit montré à la figure 5.1 en remplaçant le générateur du signal par l'antenne Inmarsat et le coupleur Wilkinson par un autre coupleur 20 dB. Puis, avant de commencer le deuxième test avec les antennes Inmarsat et Iridium, il faut mesurer le délai et ajouter un délai ajustable pour synchroniser le signal d'annulation avec le signal interférant à la réception d'Iridium. L'antenne d'Iridium serait connectée au circuit à la place de l'analyseur de spectre. Nous

aurions aussi besoin d'avoir un signal de synchronisation avec le système Iridium afin d'éteindre notre circuit avec un interrupteur lors de la transmission d'Iridium.

Par ailleurs, une solution visant à bloquer des radiations d'antenne d'Inmarsat dans la direction d'antenne d'Iridium par des métamatériaux, est proposée par l'équipe de notre projet. Cette solution pourrait être un ajout à notre circuit d'annulation pour mieux répondre au besoin de notre partenaire industriel.

Finalement, le document de C. Sutherland, J.G. Griffiths et T. Swierczynski [7] montre un exemple du signal Inmarsat en pratique, où il y a une variation d'environ 5 dB en gain et une variation d'environ 13 degrés en phase dans une largeur de bande de 35 MHz. Il est possible d'améliorer le circuit en divisant le circuit d'annulation en plusieurs lignes en parallèle selon le besoin de précision.

RÉFÉRENCES

- [1] J. P. Mitchell, "System and method for mitigating radio frequency interferences," Brevet US 8,744,395 B1, 2014. [En ligne]. Disponible: <https://patents.google.com/patent/US8744395>
- [2] *Minimum operational performance standards for avionics supporting next generation satellite systems (NGSS)*, Norme RTCA DO-262C, 2017.
- [3] *Minimum operational performance standards (MOPS) for geosynchronous orbit aeronautical mobile satellite service (AMSS) avionics*, Norme RTCA DO-210D, 2000.
- [4] J. Neely. (2016) Iridium launches timing, location service as GPS back-up. [En ligne]. Disponible: <https://www.reuters.com/article/us-iridium-gps-idUSKCN0YE1HZ>
- [5] J. Vincent. (2017) Malaysia Airlines will be first to use new satellite-based airplane tracking system. [En ligne]. Disponible: <https://www.theverge.com/2017/4/19/15354328/malaysia-airlines-satellite-based-tracking>
- [6] K & L Microwave. (s.d.) Inmarsat/Iridium cosite interference filters (WSF-00522 & WSN-00361). [En ligne]. Disponible: http://www.klmicrowave.com/product_attach/2/plk307_1_IridiumInmarsatCoLocationDataSheet.pdf
- [7] C. Sutherland, J. G. Griffiths et T. Swierczynski, "Active interference cancellation system and method," Demande de brevet WO2011082484A1, 2011. [En ligne]. Disponible: <https://patents.google.com/patent/WO2011082484A1/>
- [8] J. Zhou *et al.*, "Integrated wideband self-interference cancellation in the RF domain for FDD and full-duplex wireless," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n°. 12, p. 3015-3031, Dec 2015. [En ligne]. Disponible: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7302529>
- [9] K. E. Kolodziej, J. P. Doane et B. T. Perry, "Single antenna in-band full-duplex isolation-improvement techniques," communication présentée à 2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2016.
- [10] H. Memarzadeh *et al.*, "A technique to improve the dynamic range and linearity of a near-field imager based on the modulated scatterer approach," communication présentée à 2009 Ieee Antennas and Propagation Society International Symposium and Usnc/Ursi National Radio Science Meeting, Vols 1-6, 2009.
- [11] S. Romisch et F. Ascarunz, "Improved characterization of feed-forward noise cancellation scheme for microwave amplifiers," communication présentée à 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), 2004.
- [12] Y. S. Yuk *et al.*, "PSR enhancement through super gain boosting and differential feed-forward noise cancellation in a 65-nm CMOS LDO regulator," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (Vlsi) Systems*, vol. 22, n°. 10, p. 2181-2191, Oct 2014. [En ligne]. Disponible: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6662486>

- [13] D. Onori, A. Bogoni et P. Ghelfi, "A photonics-based RF scanning receiver exploiting digital feed-forward lasers noise cancellation," communication présentée à 2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 2017.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4^e éd. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [15] STMicroelectronics. (2016) STM32F746xx Datasheet. [En ligne]. Disponible: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/DM00166116.pdf>
- [16] R. Hooke et T. A. Jeeves, ""Direct search" solution of numerical and statistical problems," vol. 8, n^o. 2, p. 212-219, 1961. [En ligne]. Disponible: <https://dl.acm.org/citation.cfm?id=321069&prelayout=tabs>

ANNEXE A - RÉSULTATS DU TEST MANUEL

Tableau A.1 Tension V_D mesurée pendant le test manuel

$V_q(V) \backslash V_i(V)$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0	1.844	1.823	1.805	1.789	1.780	1.776	1.780	1.789	1.802	1.816	1.833
0.1	1.820	1.792	1.769	1.746	1.745	1.731	1.741	1.753	1.768	1.785	1.807
0.2	1.803	1.783	1.757	1.722	1.705	1.695	1.698	1.713	1.737	1.758	1.785
0.3	1.789	1.766	1.729	1.697	1.668	1.640	1.651	1.674	1.705	1.733	1.768
0.4	1.783	1.753	1.716	1.670	1.604	1.560	1.565	1.620	1.669	1.714	1.751
0.5	1.782	1.746	1.706	1.650	1.569	1.433	1.436	1.565	1.651	1.703	1.746
0.6	1.781	1.746	1.704	1.651	1.572	1.421	1.417	1.562	1.647	1.705	1.748
0.7	1.785	1.753	1.716	1.671	1.617	1.566	1.557	1.612	1.668	1.718	1.757
0.8	1.796	1.768	1.735	1.703	1.674	1.648	1.643	1.664	1.700	1.732	1.767
0.9	1.810	1.788	1.763	1.738	1.717	1.702	1.698	1.708	1.728	1.758	1.785
1.0	1.834	1.813	1.793	1.773	1.755	1.744	1.736	1.744	1.756	1.777	1.801

Tableau A.2 Tension V_D mesurée autour du point minimal

$V_q(V) \backslash V_i(V)$	0.5	0.55	0.6
0.5	1.433	1.371	1.436
0.55	1.370	0.975	1.346
0.6	1.421	1.347	1.417

ANNEXE B - RÉSULTATS PAR L'ALGORITHME DE RECHERCHE DE PATRONS DANS SITUATIONS DIFFÉRENTES

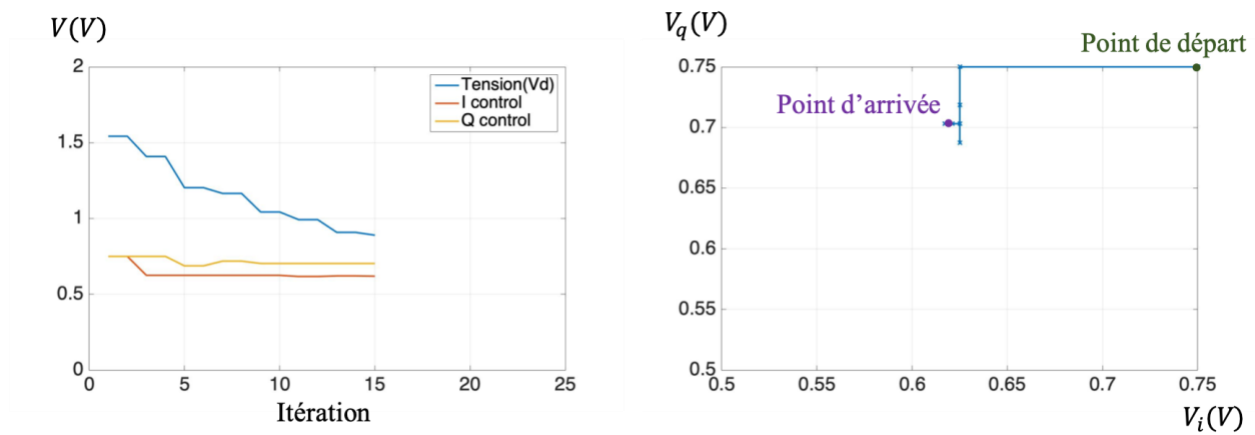


Figure B.1. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 15 cm (répétition de la figure 5.14)

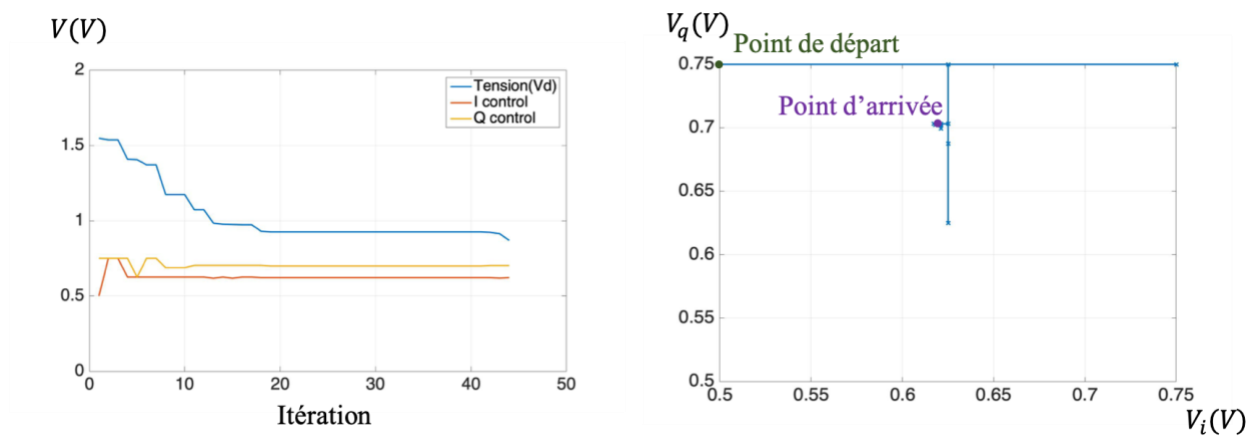


Figure B.2. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 15 cm (convergence après 44 itération)

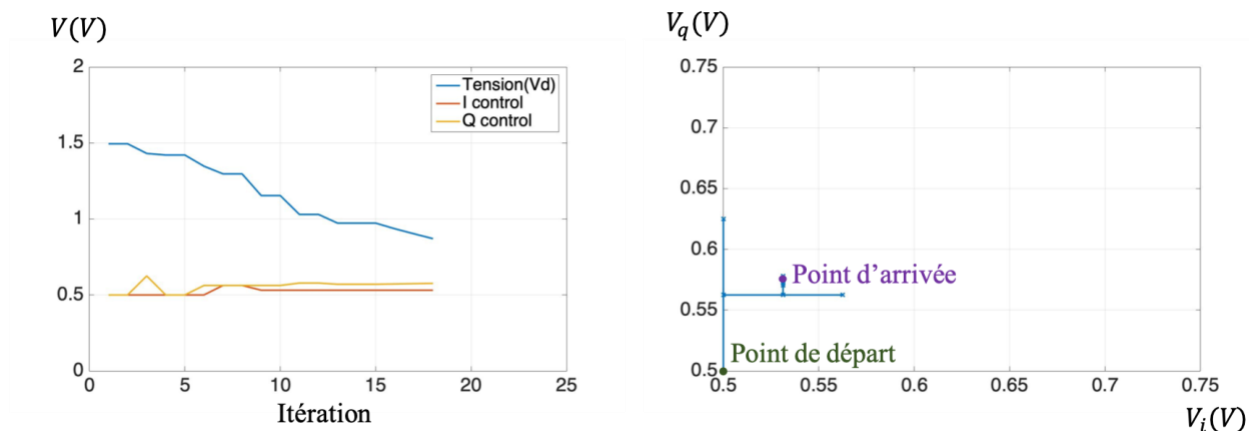


Figure B.3. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 40 dB et la longueur du câble égal à 15 cm

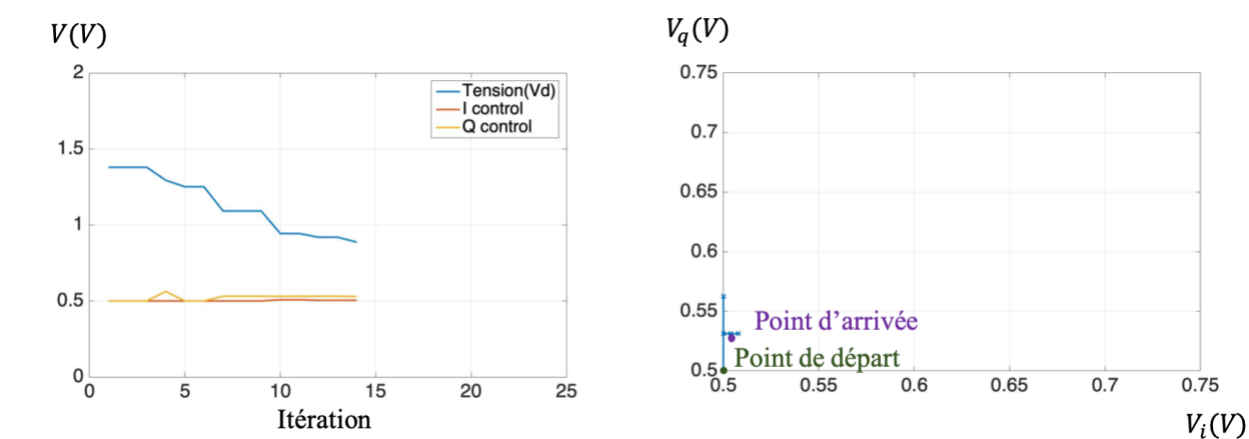


Figure B.4. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 50 dB et la longueur du câble égal à 15 cm

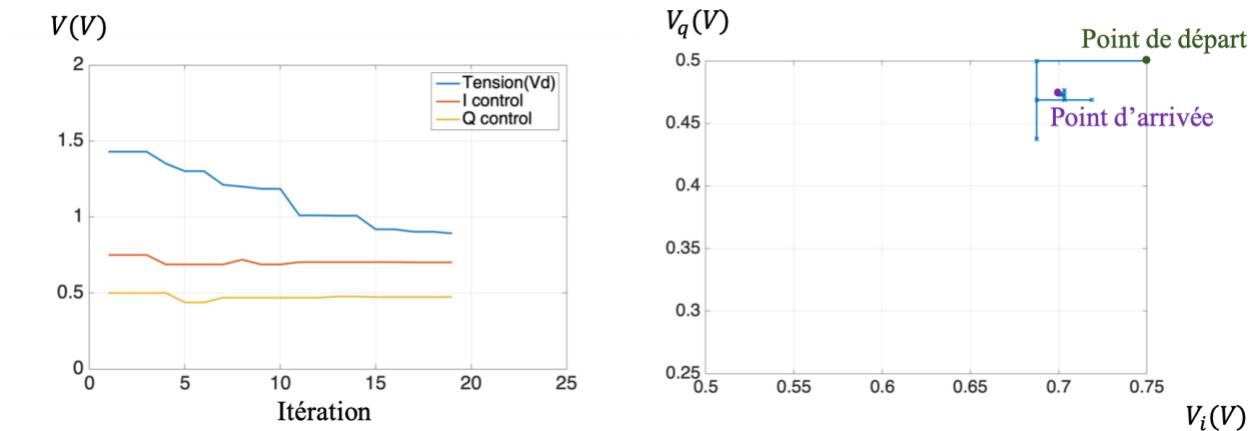


Figure B.5. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 30 dB et la longueur du câble égal à 40 cm

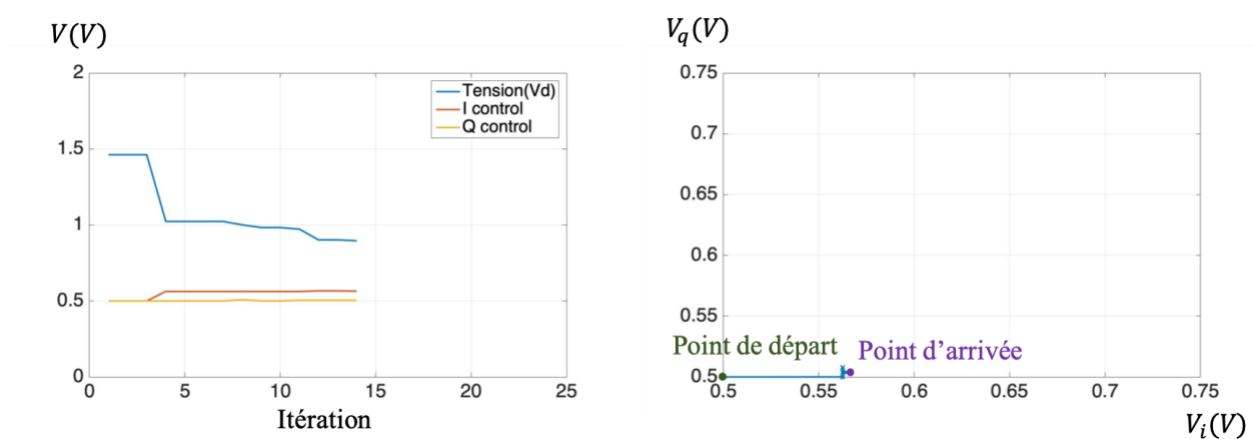


Figure B.6. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 40 dB et la longueur du câble égal à 40 cm

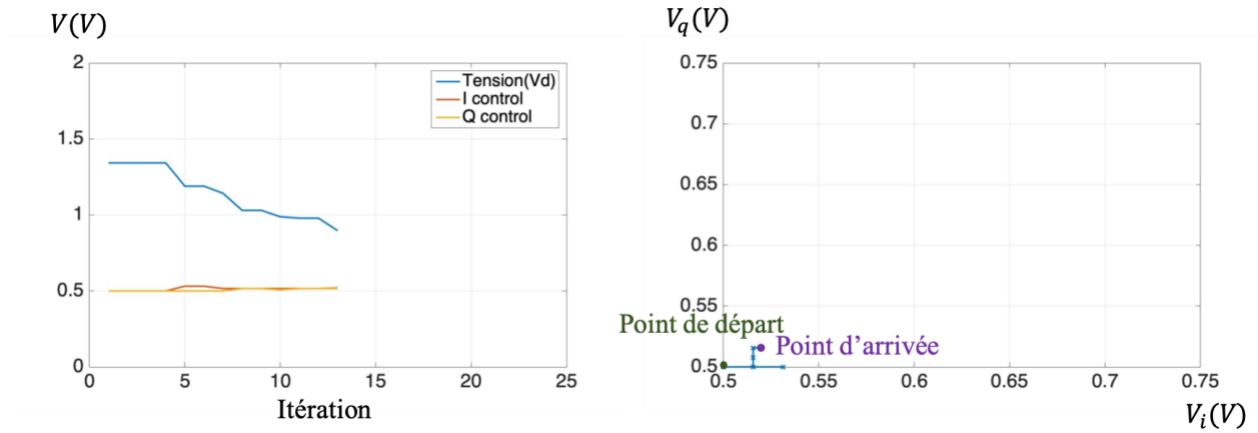


Figure B.7. Résultats obtenus par l'algorithme de recherche de patrons quand l'atténuateur variable est réglé à 50 dB et la longueur du câble égal à 40 cm