

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

DÉVELOPPEMENT DE COMPOSANTS SIW DANS LA BANDE 3 D'ALMA  
(84–116 GHZ) ET CONCEPTION D'UNE JONCTION ORTHOMODE (OMT) DANS  
LA BANDE 1 D'ALMA (31–45 GHZ) EN TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE

DAVID ALAIN DOUSSET

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
AOÛT 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

DÉVELOPPEMENT DE COMPOSANTS SIW DANS LA BANDE 3 D'ALMA

(84–116 GHZ) ET CONCEPTION D'UNE JONCTION ORTHOMODE (OMT) DANS

LA BANDE 1 D'ALMA (31–45 GHZ) EN TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE

Présentée par : M. DOUSSET David Alain

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

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

M. Kashyap Raman, Ph.D., président

M. Wu Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. Claude Stéphane, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. Laurin Jean-Jacques, Ph.D., membre

M. Roy Langis, Ph.D., membre externe

*"Dans une société sage, chaque humain devrait faire un temps de service parmi les pauvres. Ainsi saurait-il demeurer leur frère dans la fortune."*

*Thyde Monnier.*

*"Ce n'est pas toujours le plus rapide qui gagne la course, ni le plus fort qui remporte la bataille, mais c'est ainsi qu'il faut parier. "*  
*Une question de probabilités.*

*Damon Runyo.*



*À mes trois anges.....*

## REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes remerciements sincères au professeur Ke Wu et au Docteur Stéphane Claude pour m'avoir proposé des sujets intéressants et variés et pour leur soutien et leurs conseils lors de mes travaux de recherches.

Je voudrais également remercier les personnes qui ont œuvré à la réalisation et à l'amélioration des prototypes, à savoir Jules Gauthier, Steve Dubé, Roch Brassard et Traian Antonescu du centre de recherche POLY-GRAMES, ainsi que Greg Rodrigues, Dominic Garcia et Pat Niranjanan de l'Institut Herzberg d'Astrophysique (IHA).

Un gros merci à Ivan Wevers, Heshan Fernando, Nathan Wren et Darren Erickson du groupe mécanique de l'IHA. Leur travail dans l'élaboration des plans mécaniques de l'OMT a été inestimable et riche en enseignement.

Les problèmes informatiques ont été efficacement et rapidement éradiqués par René Archambault et Jean-Sébastien Décarie du centre de recherche POLY-GRAMES et par Gary Berry, de l'IHA. Les "bugs" administratifs ont eu la vie dure grâce à Ginette Desparois et Nathalie Levesque de l'École Polytechnique et Eileen Palmer de l'IHA.

Je veux remercier les membres du jury pour le temps qu'ils ont passé à la révision de cette thèse. Je voudrais en outre remercier les membres du centre de recherche POLY-GRAMES et de l'IHA, qui ont contribué directement ou indirectement au bon déroulement de cette thèse.

Je veux enfin exprimer ma profonde gratitude à Sharon, mon épouse, pour son inconditionnel soutien tout au long de ces années d'études supérieures. Un coup de chapeau à mes enfants pour ne pas avoir noyé mon travail dans le bruit, et ce, malgré les quelques dizaines de décibels additionnels.



## RÉSUMÉ

La radioastronomie millimétrique a connu un formidable essor depuis ses premiers développements au début des années 70. Elle a ainsi contribué de façon considérable à la compréhension des phénomènes cosmologiques et d'astrophysiques. En effet, l'observation des raies d'émission en ondes millimétriques est une source d'information sur l'état physique et chimique, ainsi que l'émission continue, des nuages interstellaires. A partir de ces données, il est possible d'identifier une molécule par les fréquences des raies de différentes transitions, alors que l'amplitude et le décalage Doppler de ces raies renseignent sur l'état cinétique, la densité et la température de ces nuages. Les radiotélescopes permettent donc aux astronomes de pénétrer à l'intérieur des nuages moléculaires interstellaires et de les renseigner sur le processus de formation d'étoiles. Les récepteurs en ondes millimétriques présents dans les radiotélescopes qui utilisent des réflecteurs paraboliques ou sphériques sont refroidis à des températures comprises entre 4K et 77K. Ce qui permet de réduire considérablement le bruit thermique et donc de détecter des signaux provenant du ciel de très faibles amplitudes.

Les récepteurs du projet ALMA (Atacama Large Millimeter Array), qui consiste en un réseau de 80 radiotélescopes implanté à 5200 mètres d'altitude, à Atacama au Chili et chacun muni d'une antenne parabolique de 12 m de diamètre, fonctionnent également à des températures cryogéniques. Ces radiotélescopes opéreront dans les bandes de fréquences (au nombre de 10) millimétriques et sous-millimétriques (31 GHz à 1 THz). ALMA rendra possible l'étude de la physique de l'univers froid, représenté par les régions opaques du point de vue optique mais rayonnantes dans la partie millimétrique du spectre électromagnétique. Fournissant aux astronomes une nouvelle fenêtre sur les origines célestes, ALMA sondera les premières étoiles et galaxies, et dévoilera de façon très détaillée le processus de la formation des étoiles et des planètes, telles qu'elles peuvent exister dans des nuages de gaz près du soleil, et ce, en continue et avec les lignes d'émission des molécules interstellaires. Il permettra aussi d'observer les étapes de

formation des galaxies aux confins de l'univers telles qu'elles étaient il y a 10 milliards d'années. ALMA opérera aux longueurs d'ondes comprises entre 0.3 et 9.6 millimètres et donnera aux astronomes une sensibilité et des résolutions angulaire et spectrale sans précédent. Les antennes de 12 m de diamètre pourront être déplacées pour offrir différentes configurations de réseaux pouvant s'étendre jusqu'à 18 kms. Des résolutions aussi fines que 0.005 arcsec seront atteintes pour les plus hautes fréquences, ce qui représente une amélioration d'un facteur 10 par rapport à la résolution disponible avec le télescope de l'espace Hubble (HST). ALMA sera un instrument pour l'imagerie et la spectroscopie d'astronomie/astronomiques en onde millimétriques et sous-millimétriques.

Si la technologie guide d'onde est largement utilisée dans les radiotélescopes actuels, la technologie planaire pourrait faire son apparition dans les prochaines générations de télescopes. Pour exemple on peut citer le projet SKA (Square kilometer Array) opérant dans la bande 70 MHz–10 GHz. SKA sera composé d'un réseau d'antennes phasées qui permettra de couvrir une surface collectrice effective d'un kilomètre carré (comme son nom l'indique). Ainsi, le SKA sera 50 fois plus sensible que le plus grand des radiotélescopes actuels et disposera d'une plus grande résolution angulaire, ce qui sera suffisant pour détecter la signature de planètes telluriques de type terrestre jusqu'à une distance de plusieurs milliers d'années-lumière, ainsi que les noyaux de galaxies actifs et distantes de plus de 12 milliards d'années-lumière. Ce futur radiotélescope permettra d'étudier la formation et l'évolution des galaxies, l'origine et l'évolution du magnétisme cosmique, l'évolution des systèmes d'exo-planètes et enfin les champs forts de gravité grâce aux observations des objets compacts tels que les pulsars et les trous noirs. Pour un projet tel que le SKA, la quantité requise d'antennes planaires (plusieurs millions) oblige le développement d'antennes à faible coût de fabrication et une production de masse des composants électroniques, ce qui disqualifie la technologie guide d'onde au profit d'une technologie planaire. Cependant, l'apparition de pertes importantes en ondes millimétriques, et au-delà, dans les lignes de

transmission conventionnelles, comme par exemple la ligne microruban ou encore la ligne coplanaire (CPW), fait que ces dernières ne sont pas des choix appropriés pour la conception des réseaux d'alimentation d'antennes et des composants passifs.

Le premier volet de cette thèse fut de déterminer quel pouvait être le meilleur candidat parmi l'ensemble des circuits intégrés sur substrat (SICs) pour des applications dans le domaine de la radioastronomie millimétrique. Le guide rectangulaire intégré sur substrat (SIW), dont les murs électriques verticaux sont synthétisés par deux rangées de trous métallisés qui sont préalablement perforés au laser, s'est avéré un bon choix en termes de pertes d'insertion et de largeur de bande par rapport au guide diélectrique non-rayonnant intégré sur substrat (SINRD) et au guide image intégré sur substrat (SIIG). Après avoir opté pour la technologie SIW, une méthode très précise et rapide, tenant compte des pertes par radiation et la présence de bandes interdites de propagation, qui sont dues à la nature périodique de cette structure, a été proposée pour la conception de guides SIW. Puis, des composants passifs SIW large bande ont été conçus et réalisés. La fréquence d'opération de ces circuits passifs se situe dans la bande 84–116 GHz, ce qui correspond à la bande 3 du projet ALMA. En utilisant la même architecture du circuit RF de la bande 3 développée en technologie guide d'onde par le groupe d'ondes millimétriques de HIA-NRC de Victoria, de nouveaux coupleurs large bande SIW de 23 dB et de 3 dB de couplage, un diviseur de puissance SIW ainsi qu'une charge adaptée pour guides SIW ont été proposés. Les performances des circuits SIW ont été comparées aux mesures obtenues avec le circuit RF équivalent développé en guides d'ondes (WR-10). Dans le but d'évaluer les performances RF des circuits SIW conçus, une transition de guide rectangulaire à SIW a été développée dans la bande 75–115 GHz.

Deux antennes planaires ALTSA (Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna) alimentées par une ligne SIW ont également été conçues. Les bandes d'opération pour ces antennes sont 21–30 GHz et 90–115 GHz. Il a été montré que si les paramètres de l'antenne sont correctement choisis dans cette dernière bande de fréquence, un gain

moyen d'environ 15 dBi, une différence de près de 24 dB entre le lobe principal et les lobes secondaires, un niveau de polarisation croisée d'environ 20 dB par rapport au lobe principal, une différence inférieure à 4 ° entre les lobes principaux des plans H et E à -3 dB, une différence inférieure à 7 ° entre les lobes principaux des plans H et E à -10 dB et enfin une adaptation à l'entrée de l'antenne meilleure que -20 dB peuvent être obtenus. Les antennes présentées sont très efficaces et sont une alternative planaire viable aux traditionnelles antennes cornets. Une transition de guide SIW vers une ligne microruban a été conçue pour mesurer l'antenne opérant dans la bande 21–30 GHz. La transition fonctionne sur une large bande de fréquences avec des pertes de radiation minimales. Une transition de guide SIW à guide d'onde WR-10 a été utilisée pour mesurer les performances RF dans la bande 90–115 GHz.

Les résultats prometteurs obtenus avec la technologie planaire SIW démontrent son aptitude, par rapport aux technologies traditionnelles comme les lignes microrubans et CPWs, à fonctionner dans la bande millimétrique, sur une grande largeur de bande et surtout avec de faibles pertes d'insertion. La flexibilité que la technologie SIW offre lors de son interconnexion avec des antennes planaires fait d'elle un très bon candidat pour la prochaine génération de radiotélescopes.

Le dernier objectif de cette thèse a été de concevoir une jonction orthomode, plus simplement appelé OMT (OrthoMode Transducer), donc un diplexeur qui permet de séparer des polarisations orthogonales à l'intérieur d'une même bande de fréquence, opérant dans la bande 1 du projet ALMA, c'est-à-dire dans la bande 31–45 GHz. Cette bande permettra entre autre la détection des lignes moléculaires HC<sub>3</sub>N et OH ou encore de la ligne spectrale du monoxyde de silicium (SiO). L'OMT a été conçu en utilisant la technologie guide d'onde dans le but de réduire considérablement les pertes d'insertion lors de son utilisation à 15 K. Les spécifications ont été définies de la façon suivante: une adaptation à l'entrée et aux sorties de l'OMT d'au moins -25 dB, une isolation entre les deux polarisations supérieure à 40 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0.3 dB.

Les contributions de cette thèse peuvent être résumées de la façon suivante:

- Une nouvelle méthode rapide et très précise pour la conception de guides SIW a été proposée (permettant le calcul de la largeur d'un guide SIW, "W", pour un diamètre de via, "d", et un espacement entre deux vias consécutifs, "p", donnés). Une nouvelle zone d'optimisation a été définie pour permettre de concevoir des guides SIW sans pertes par radiation et sans bandes de propagations interdites dans la bande d'opération.
- Deux nouvelles transitions de guides SIW à guides WR-10 ont été proposées. La première transition a permis la mesure des circuits SIW, tels que le diviseur de puissance, les coupleurs 3 dB et 23 dB ainsi que la version SIW du circuit RF de la bande 3. La seconde, moins compacte, a été conçue pour la mesure de l'antenne ALTSA.
- De nouveaux composants passifs SIW larges bandes ont été conçus dans la bande 84-116 GHz, à savoir le coude 90° compact, le diviseur de puissance, les coupleurs 3 dB et 23 dB ainsi que la charge adaptée pour guide SIW.
- Ce travail a permis de reproduire l'architecture du récepteur de la bande 3 (existante en technologie guide d'onde) en technologie planaire cette fois. Ce qui est novateur dans cette bande de fréquence (84-116 GHz).
- Les antennes sont moins novatrices car les conceptions se sont appuyées sur les travaux des précédents chercheurs. Cependant, les modifications apportées les rendent plus compactes et efficaces (Améliorer de l'adaptation et du niveau des lobes secondaires) dans la bande 90 -115 GHz.
- Un nouvel OMT facile à fabriquer (basé sur la superposition de trois blocks d'aluminium) et avec de très bonnes performances dans la bande 31-45 GHz (pertes d'insertion < 0.3 dB, isolation > 50 dB, adaptations < -25 dB) a été proposé.

## ABSTRACT

Millimetre-wave radio astronomy has undergone rapid growth since it was first developed at the beginning of the 1970s. Thus it has contributed considerably to the understanding of cosmological and astrological phenomena. One source of information on the physical and chemical state of interstellar clouds is through both continuum and the emission lines of interstellar molecules in the millimetre waves. From this data, it is possible to identify a molecule by the frequency of the lines for different transitions while the amplitude and the Doppler shift give us information on the cloud's kinetic state, its density and its temperature. Through radio telescopes, astronomers can penetrate the interior of interstellar molecular clouds, and glean information on how stars are formed. The millimetre-wave receivers used in radio telescopes with parabolic or spherical reflectors are cooled to temperatures between 4K and 77K. Because this considerably reduces thermal noise, it is possible to capture very weak amplitude signals from space.

The ALMA (Atacama Large Millimeter Array) project – a network of 80 radio telescopes set up at an altitude of 5200 metres, in Atacama, Chile, each with a 12 metre, parabolic antenna – operates at cryogenic temperatures. These radio telescopes will operate in 10 millimetre and sub-millimetre bands (31 GHz to 1 THz). ALMA will enable research into the physics of the cold universe, regions that are optically dark but shine brightly in the millimetre portion of the electromagnetic spectrum. Providing astronomers a new window on celestial origins, ALMA will probe the first stars and galaxies, and produce detailed images of the formation of planets and stars, as being formed in gas clouds near the Sun, in both continuum and the emission lines of interstellar molecules. It will observe galaxies in their formative stages at the edge of the universe, which we see as they were roughly ten billion years ago. ALMA will operate at wavelengths of 0.3 to 9.6 millimeters and will provide astronomers unprecedented sensitivity, angular resolution and spectral resolution. The 12-m antennas will have

reconfigurable baselines ranging from 15 m to 18 km. Resolutions as fine as 0.005 arcsec will be achieved at the highest frequencies, a factor of ten better than the Hubble Space Telescope. ALMA will be a complete astronomical imaging and spectroscopic instrument for the millimetre/submillimeter.

Though waveguide technology is largely used in current radio telescopes, planar technology could make its appearance in the next generation of telescopes. For example, we can cite the SKA project (Square Kilometre Array), operating in the 70 MHz–10 GHz range. SKA will consist of a phased antenna array which will effectively cover a collecting surface of one square kilometre (as the name implies). In this way, SKA will be 50 times more sensitive than the largest existing radio telescopes and will have a greater angular resolution, sufficient in fact to detect earth-like telluric planet traces at distances of thousands of light-years as well as active-galaxy cores up to a distance of more than 12 billion light-years. Using this future radio telescope, we will be able to study the evolution of galaxies, the origin and evolution of cosmic magnetism, the evolution of exoplanets and finally, strong gravitational fields through the observation of compact objects such as pulsars and black holes. Because, for projects such as SKA, a high quantity of antennas (several millions) is required, it is necessary to develop those that can be produced at low cost with a mass production of electronic components. This leads us to favor planar technology over waveguide. However, the occurrence of important losses in millimeter waves, and above, in conventional transmission lines, for example the microstrip or coplanar lines (CPW) makes them inappropriate choices for the design of antenna feeding arrays and passive components.

The first section of this thesis is to determine which would be the best option from the available substrate integrated circuits (SICs) for use in applications in the field of the millimetre-wave radio astronomy. The substrate integrated waveguide (SIW), whose vertical electric walls are synthesized by two rows of metalized holes made using a laser, has proven to be a good choice in terms of insertion losses and bandwidth compared to

the Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric (SINRD) and Substrate Integrated Image Guide (SIIG). After having chosen the SIW technology, a very precise and quick method, taking into consideration the losses due to radiation and the presence of stop-bands, due to the periodic nature of this structure, was proposed to design SIW guides. Next, wideband SIW passive components were designed and manufactured. The operating frequency of these passive circuits is in the 84 to 116 GHz bandwidth, which corresponds to Band 3 of the ALMA project. Using the same RF architecture as the Band 3 RF circuit, which was developed by the millimetre wave group of HIA-NRC Victoria and using the waveguide technology, we proposed two wideband SIW couplers with a coupling factor of 3 dB and 23 dB, respectively, an SIW power divider and a termination for SIW guides. Performances were compared with those obtained with the equivalent RF circuit developed using waveguides (WR-10). In order to evaluate the RF performance of SIW circuits designed, a back-to-back transition from SIW to rectangular waveguide (WR-10) guide was designed in the 75–115 GHz band.

Two ALTSA (Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna) planar antennas fed by an SIW line were also developed. The operating bands for these antennas are: 21–30 GHz, and 90–115 GHz. It was shown that if the antenna's parameters are chosen correctly within this final frequency band, an average gain of 15 dBi – a difference of almost 24 dB between the main and secondary lobes – a cross-polarization level of about 20 dB in relation to the main lobe, a difference of less than  $7^\circ$  between the main lobes and H plane and E at  $-10$  dB, and finally, a matching at the antenna input better than  $-20$  dB can all be achieved. The antennas presented are very efficient and are a viable planar alternative to traditional horn antennas. A transition from an SIW guide toward a microstrip line was designed to allow the measurements of the 21–30 GHz antenna. The transition is wideband with minimal radiation losses. A transition from SIW toward WR10 waveguide was used in order to measure the RF performance in the 90–115 GHz frequency band.



The promising results achieved with SIW planar technology proves its aptness with regard to traditional technologies, such as the microstrip and CPWs lines, to operate in the millimetre band, over a large bandwidth and with very low insertion losses. The flexibility offered by SIW technology offers, when combined with planar antennas a good candidate for the next generation of radio telescopes.

The last objective of this thesis was to design an OMT (Orthomode Transducer) prototype – a diplexer which allows the separation of orthogonal polarisations within the same frequency band and within Band 1 of the ALMA project, 31 GHz to 45 GHz. This said band will permit, among other things, the detection of  $\text{HC}_3\text{N}$  and OH molecular lines or even the spectral line of silicon monoxide (SiO). The OMT was designed using the waveguide technology with the aim of considerably reducing the insertion losses when it is operated at 15K. The specifications were defined as follows: matching at the input and outputs of the OMT of at least  $-25$  dB, isolation between the two polarisations higher than 40 dB and insertion losses lower than 0.3 dB.

The original contributions of this thesis can be summarized as follows:

- A new, effective and quick method for the design of SIW guides was proposed (to be able to calculate the width of an SIW guide, "W", for the diameter of a via, "d", and the spacing between two consecutive vias, "p", given). A new optimal area was defined to design SIW guides with no radiation losses and stop-bands inside the operation band.
- Two new transitions from SIW guide to WR-10 guide were proposed. The first one was used to measure our SIW circuits, such as a power divider, the 3 dB and 23 dB couplers and the SIW version of the band 3 RF circuit. The second transition, not as compact as the first one, was designed to measure the ALTSA antenna operating in the 90-115 GHz.

- New wide band passive SIW components were designed in the 84-116 GHz band - a compact 90° bend, a power divider, 3 dB and 23 dB couplers and a matching load for SIW guides.
- This work has enabled the reproduction of the architecture of the band 3 receiver (that already exists in waveguide technology) with planar technology this time. This represents innovative work in this frequency range (84-116 GHz).
- Antennas are less innovative because their designs were inspired by previous research. Nevertheless, the changes that were made make them more effective and compact (improving the coefficient of reflection and the level of the side lobes) in the 90-115 GHz frequency band.
- A new OMT that is easy to manufacture (based on the stacking of three aluminum blocks) and with very good performances operating in the 31-45 GHz frequency band (Insertion losses < 0.3 dB, isolation > 50 dB, matching < -25 dB) was proposed.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE .....	iii
REMERCIEMENTS .....	iv
RÉSUMÉ .....	v
ABSTRACT .....	x
TABLE DES MATIÈRES .....	xv
LISTE DES TABLEAUX .....	xix
LISTE DES FIGURES .....	xxi
LISTE DES ACRONYMES, SYMBOLES ET NOTATIONS .....	xliii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1    CONTEXTE DU PROJET ALMA .....	30
1.1    Bandes de fréquences et spécifications du projet ALMA .....	30
1.2    Les conditions atmosphériques à Chajnantor au Chili .....	31
1.3    Observation dans la bande 3 et antennes réflectrices Cassegrain. ....	33
1.4    Performances en termes de bruit des récepteurs ALMA .....	38
1.5    Les cartouches des bandes 1 à 10 et chambre à vide (cryostat) .....	40
1.6    Le récepteur "bande 3" produit par IHA .....	42
1.6.1    La topologie du récepteur bande 3 .....	42
1.6.2    Les différents types de mélange: DSB, SSB et 2SB .....	43
1.6.3    Le récepteur DSB pour la bande 3 .....	47
1.6.4    Le récepteur 2SB pour la bande 3 .....	64

1.7	Conclusion	72
CHAPITRE 2 ANALYSE ET CONCEPTION DU GUIDE SIW		
2.1	Paramètres de conception du guide SIW	75
2.2	Conception et mesure d'un résonateur SIW ( $f_r = 24 \text{ GHz}$ )	77
2.3	Choix de l'épaisseur du substrat	88
2.4	Calcul de largeur effective "W" d'un guide SIW	90
2.4.1	Revue des équations analytiques dans la littérature	90
2.4.2	Critère pour le choix de la largeur "W" d'un guide SIW	94
2.4.3	Les pertes d'insertion d'un guide SIW	96
2.4.4	Impact du diamètre des vias sur l'adaptation	100
2.4.5	La constante de phase d'un guide SIW ( $\beta_{SIW}$ )	103
2.4.6	Les bandes de propagation interdites (BPIs)	104
2.4.7	L'impédance de Bloch d'un guide SIW ( $Z_{Bloch}$ )	108
2.4.8	Zone optimale de conception d'un guide SIW	118
2.4.9	Nouvelle équation pour calculer la largeur d'un guide SIW	119
2.4.10	Évaluation de la nouvelle équation empirique	124
2.5	Conception et mesure de la transition SIW-RWG	125
2.5.1	Dimensions et choix du substrat pour le guide SIW	125
2.5.2	Revue des transitions existantes dans la littérature	126
2.5.3	Conception et mesure d'une nouvelle transition SIW-RWG	130
2.6	Conclusion	138
CHAPITRE 3 CONCEPTION DU DIVISEUR DE PUISSANCE SIW		
3.1	Revue des diviseurs de puissance existants dans la littérature	139
3.2	Configuration en "T" avec un seul pilier inductif	142
3.2.1	Configuration en "T" avec un coude à angle droit	143
3.2.2	Diviseur en "T" avec coude à rayon de courbure ( $r = W$ )	148

3.2.3	Configuration en "T" avec coude à deux rayons de courbure ( $r_1 = W + \Delta R$ ; $r_2 = 2W + \Delta R$ )	152
3.2.4	Diagramme de conception des diviseurs en "T"	155
3.3	Configuration en "Y" pour la bande 92–108 GHz	157
3.3.1	Conception d'un nouveau coude 90 ° SIW compact	158
3.3.2	Simulations du nouveau diviseur de puissance SIW	161
3.3.3	Mesures du nouveau diviseur de puissance SIW	164
3.4	Conclusion	168
CHAPITRE 4 CONCEPTION DES COUPLEURS SIW 3 dB ET 23 dB		169
4.1	Coupleur 3 dB SIW dans la bande 3 (84–116 GHz)	169
4.1.1	Coupleurs 3 dB RWG multi-branches dans le plan E	170
4.1.2	Coupleur 3 dB SIW multi-branches dans le plan E	176
4.1.3	Revue de coupleurs à large bande dans le plan H	181
4.1.4	Conception d'un coupleur 3 dB SIW dans le plan H	189
4.2	Conception du coupleur 23 dB SIW	199
4.2.1	Facteur de couplage pour l'OL et bruit du système	199
4.2.2	Coupleur 23 dB SIW multi-branches dans le plan H	201
4.3	Mesure des coupleurs 3 dB et 23 dB multi-branches SIW	206
4.4	Circuit RF passif SIW du récepteur opérant dans la bande 3	212
4.4.1	Conception d'une charge adaptée pour guide SIW	213
4.4.2	Simulations du circuit RF SIW	217
4.4.3	Mesure du prototype du circuit RF hybride SIW	228
4.5	Conclusion	232
CHAPITRE 5 CONCEPTION D'ANTENNES ANTIPODALES À FENTES À OUVERTURE LINÉAIRE "AL TSA"		235
5.1	Antenne cornet du récepteur de la bande 3	235
5.2	Les antennes à fente à ouverture progressive	238

5.3	Antenne LTSA antipodale alimentée par une ligne SIW	243
5.4	Amélioration du niveau de cross-polarisation de l'antenne ALTSA	250
5.5	ALTSA alimentée par une ligne SIW dans la bande 21–30 GHz	252
5.6	ALTSA alimentée par une ligne SIW dans la bande 90–115 GHz	257
5.7	Conclusion	264
CHAPITRE 6	CONCEPTION D'UNE JONCTION ORTHOMODE (OMT) DANS LA BANDE 1 D'ALMA (31–45 GHz)	266
6.1	Configuration de la bande 1 du projet ALMA	266
6.2	Brève revue des jonctions orthomode existantes	268
6.3	Jonction tourniquet avec divers éléments d'adaptation	274
6.4	Transition du guide circulaire de 7.42 mm vers celui de 7.9 mm	278
6.5	Transition du guide circulaire de 7.9 mm vers le guide WR–22	280
6.6	Transition du guide rectangulaire WR–25 vers le guide WR–22	281
6.7	Coudes 90° pour guide rectangulaire WR–25	282
6.8	Combineur de puissance dans le plan E	287
6.9	Simulations de la configuration optimale de l'OMT bande 1	292
6.10	Fabrication des prototypes de l'OMT	297
6.11	Montages de test pour la mesure des paramètres-S de l'OMT	299
6.12	Comparaison entre les simulations et les mesures de l'OMT	305
6.13	Comparaison des performances des prototypes d'OMT	306
6.14	Conclusion	309
CONCLUSION		310
RÉFÉRENCES		319

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau i.1:	Lignes spectrales pour la radioastronomie dans la bande 30–300 GHz [i.4]. . . . .	4
Tableau i.2:	Comparaison des pertes et des largeurs de bande entre les SICs et les lignes CPWs et microrubans sur silicium. . . . .	13
Tableau 1.1:	Caractéristiques des récepteurs du projet ALMA [1.1]. . . . .	30
Tableau 1.2:	Molécules d'intérêts présentes dans la bande 3 [1.4]. . . . .	34
Tableau 1.3:	Pertes et gains des éléments du récepteur. . . . .	49
Tableau 1.4:	Paramètres du mélangeur SIS IHA-J1. . . . .	57
Tableau 1.5:	Température minimale de bruit du récepteur DSB sans bruit de couplage du LO. . . . .	59
Tableau 1.6:	Température maximale de bruit du récepteur DSB sans bruit de couplage du LO. . . . .	60
Tableau 2.1:	Facteurs de qualité non chargés pour plusieurs matériaux en fonction de "b". . . . .	87
Tableau 2.2:	Les valeurs numériques des variables $C_0$ à $C_6$ , $E_0$ à $E_9$ et $F_0$ à $F_6$ . . . . .	123
Tableau 3.1:	Valeurs numériques des paramètres du coude $90^\circ$ SIW ( $\mu m$ ). . . . .	160
Tableau 4.1:	Valeurs numériques des paramètres du coupleur 3 dB. . . . .	176
Tableau 4.2:	Valeurs numériques des paramètres du coupleur 8.34 dB. . . . .	190
Tableau 4.3:	Valeurs numériques ( $\mu m$ ) des paramètres du transformateur d'impédances SIW. . . . .	192
Tableau 4.4:	Valeurs des paramètres du coupleur 3 dB SIW (en $\mu m$ ). . . . .	196
Tableau 4.5:	Valeurs des paramètres du coupleur 20 dB. . . . .	202
Tableau 4.6:	Valeurs ( $\mu m$ ) des paramètres du coupleur 23 dB SIW. . . . .	204
Tableau 5.1:	Largeur du faisceau à $-3\text{ dB}$ et du gain en fonction de la longueur	

	d'onde dans le vide, $\lambda_0$ , et de la longueur de l'antenne, $L_{ant}$ [5.4].	239
Tableau 5.2:	Gains, niveaux des lobes secondaires, niveaux de cross-polarisation et largeurs de faisceau des antennes ALTSA dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz. . . . .	260
Tableau c.1:	Température de bruit maximale du récepteur DSB avec le coupleur 23 dB SIW sur substrat Duroid RT/6002 (avec $\tan \delta(50GHz) = 27 \cdot 10^{-4}$ et $\sigma_{cuivre}(4K) = 501 \cdot 10^8 S/m$ ). . .	313



## LISTE DES FIGURES

Figure i.1:	Applications possibles pour les ondes millimétriques . . . . .	1
Figure i.2:	Configuration des 64 radiotélescopes du projet ALMA [i.2]. . . . .	2
Figure i.3:	Bandes d'ALMA et transmission atmosphérique en fonction de la fréquence [i.3]. . . . .	3
Figure i.4:	Nébuleuse à tête de cheval à différentes longueurs d'ondes [i.5]. . . . .	5
Figure i.5:	Représentations de la structure du télescope SKA [i.6]. . . . .	7
Figure i.6:	Représentation du cœur de SKA (a): le réseau phasé, (b): les paraboles [i.6]. . . . .	8
Figure i.7:	Représentation d'une station du projet SKA [i.6]. . . . .	8
Figure i.8:	Écart de performance entre les lignes de transmission ayant des pertes élevées et l'encombrant d'un guide d'onde. . . . .	9
Figure i.9:	Guides d'ondes diélectriques intégrés. . . . .	10
Figure i.10:	Guides synthétisés de la famille des SICs: SIW, SINRD et SIIG . . . . .	11
Figure i.11:	Forme transversale du champ électrique des modes $LSE_{10}$ et $LSM_{10}$ [i.17]. . . . .	12
Figure i.12:	État de l'art des pertes d'insertion mesurées dans des lignes CPWs et microrubans sur semi-conducteurs [i.19]. . . . .	13
Figure i.13:	Atténuation dans une ligne CPW (avec 130 nm de HR SOI) en fonction de la fréquence [i.20]. . . . .	14
Figure i.14:	Définition des paramètres pour un guide SIW. . . . .	15
Figure i.15:	Atténuation des SICs sur leur largeur de bande monomode utilisable. . . . .	17
Figure i.16:	Pertes par radiation mesurées [i.22] pour un coude IG $90^\circ$ en fonction de la fréquence: (a) : (a) $\epsilon_r = 2.2$ et (b) $\epsilon_r = 10$ . La fréquence minimale d'utilisation est indiquée. . . . .	18
Figure i.17:	Pertes par radiation mesurées pour un coude IG à $90^\circ$ pour	

	$\epsilon_r = 2.2$ . La borne inférieure de la bande utilisable est indiquée [i.22]. . . . .	19
Figure i.18:	Coude SIIG de $60^\circ$ sur substrat d'alumine. . . . .	19
Figure i.19:	Coude SIIG de $60^\circ$ et sa version IG équivalente. . . . .	20
Figure i.20:	Champs électriques simulés pour $f = 84 \text{ GHz}$ et $f = 105 \text{ GHz}$ pour le coude SIIG de $60^\circ$ sur substrat d'alumine. . . . .	21
Figure i.21:	Coude SIIG de $90^\circ$ sur substrat d'alumine et champs électriques simulés pour $f = 84 \text{ GHz}$ et $f = 104 \text{ GHz}$ ( $R_{\min} = 5.8 \text{ mm}$ ). . . . .	22
Figure i.22:	Pertes par radiation simulées des coudes IG de $90^\circ$ ( $\epsilon_{r2} > 1$ et $\epsilon_{r2} = 1$ ) pour $R_{\min} = 5.8 \text{ mm}$ . La bande de fréquence monomode utilisable est indiquée. . . . .	23
Figure i.23:	Constantes de phase simulées du SIW, SINRD et SIIG. . . . .	24
Figure i.24:	Délais de groupe simulés du SIW, SINRD et SIIG. . . . .	25
Figure 1.1:	Transmission atmosphérique entre 25 GHz et 1 THz à Chajnantor [1.2]. . . . .	31
Figure 1.2:	(a): Variation annuelle de vapeur d'eau précipitable (PWV), (b): transmission atmosphérique entre 25 GHz et 950 GHz pour PWV=0.5 à 3mm [1.3]. . . . .	32
Figure 1.3:	Transmission atmosphérique entre 20 et 120 GHz [1.3]. . . . .	33
Figure 1.4:	Flux bipolaire observé dans le nuage de CO [1.5]. . . . .	35
Figure 1.5:	Vue du réseau d'antennes réflectrices d'ALMA [1.7]. . . . .	36
Figure 1.6:	Plots en construction [1.8] et un transporteur [1.9]. . . . .	36
Figure 1.7:	Configurations possibles pour le réseau ALMA [1.8]. . . . .	37
Figure 1.8:	Caractéristiques des antennes et du réseau ALMA [1.10]. . . . .	37
Figure 1.9:	Paramètres de l'antenne Cassegrain [1.7]. . . . .	38
Figure 1.10:	Position des cartouches [1.13] et des fenêtres d'accès dans le cryostat [1.14]. . . . .	41
Figure 1.11:	Architecture du récepteur de la bande 3 [1.15]. . . . .	43

Figure 1.12:	Topologie d'un récepteur superhétérodyne. . . . .	44
Figure 1.13:	Spectres des bandes signal et image. . . . .	46
Figure 1.14:	Mesure de la température de bruit du récepteur DSB. . . . .	48
Figure 1.15:	Topologie du récepteur DSB de la bande 3. . . . .	53
Figure 1.16:	Paramètres-S du coupleur 16 dB de la bande 3. . . . .	54
Figure 1.17:	Diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisés mesurés dans les plans E et H de l'antenne de la bande 3 en fonction de $\theta$ et pour $f = 100 GHz$ . . . . .	55
Figure 1.18:	Support rigide pour le mélangeur SIS (4 jonctions). . . . .	56
Figure 1.19:	Mesure de la caractéristique I-V non pompée pour 4 jonctions SIS en parallèles en fonction de la tension de jonction V. . . . .	58
Figure 1.20:	(a):Mesures de la caractéristique I-V du mélangeur IHA-J1 non pompée et pompée et (b): Puissance de sortie IF mesurée pour un signal pompé, pour 4 jonctions SIS en séries et en fonction de la tension de jonction V. . . . .	58
Figure 1.21:	Les températures de bruit mesurées du récepteur DSB et du mélangeur S/N: 30 en fonction de la fréquence du LO. . . . .	61
Figure 1.22:	Cryostat de test pour la mesure de la température de bruit du récepteur DSB. . . . .	62
Figure 1.23:	Assemblage du récepteur DSB dans le cryostat. . . . .	63
Figure 1.24:	Mélangeur à séparation de bandes latérales (2SB). . . . .	64
Figure 1.25:	Diviseur de puissance RF de la bande 3. . . . .	65
Figure 1.26:	Dimensions et caractéristiques du coupleur 3 dB (bande 3). . . . .	66
Figure 1.27:	Bloc RF, coupleur IF 3 dB et mélangeurs SIS [1.32]. . . . .	67
Figure 1.28:	Gains en puissance du récepteur SSB. Les ports des bandes latérales supérieure et inférieure RF ont normalement la même ligne de transmission mais sont montrés de façon dissociée pour plus de clarté [1.33]. . . . .	68
Figure 1.29:	Réjection d'image du récepteur 2SB de la bande 3 [1.34]. . . . .	69

Figure 1.30:	Récepteur 2SB dans le cryostat de test [1.35]. . . . .	70
Figure 1.31:	Mesures large bande (4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB (cartouche #2) et en fonction de (a): la fréquence LO et (b): la fréquence RF [1.34]. . . . .	70
Figure 1.32:	Mesure en bande étroite (BW=40 MHz centrées sur des fréquences situées dans l'intervalle 4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB pour les canaux LSB et USB, en Pol. 0, pour $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$ et en fonction de la bande IF [1.34]. . . . .	71
Figure 1.33:	Mesure en bande étroite (BW=40 MHz centrées sur des fréquences situées dans l'intervalle 4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB pour les canaux LSB et USB, en Pol. 1, pour $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$ et en fonction de la bande IF [1.34]. . . . .	71
Figure 1.34:	Conductivité du cuivre en fonction de la température. . . . .	72
Figure 1.35:	Circuit hybride RF (84–116 GHz) du récepteur 2SB de la bande 3 [1.35]. . . . .	74
Figure 2.1:	Concept du guide rectangulaire intégré au substrat [2.1]. . . . .	75
Figure 2.2:	Définition des paramètres et champs électriques pour le guide rectangulaire rempli de diélectrique et le SIW équivalent. . . . .	76
Figure 2.3:	Constante de phase calculée du guide d'onde rempli de diélectrique, constante de phase calculée du guide SIW (avec la méthode "Boundary Integral Resonant Mode Expansion") et constante de phase mesurée du guide SIW [2.8]. . . . .	77
Figure 2.4:	Résonateur SIW proposé par Yves Cassivi [i.17]. . . . .	78
Figure 2.5:	Expressions des champs électriques et magnétiques [2.11] dans La cavité pour le mode TE <sub>101</sub> pour un guide rectangulaire rempli de diélectrique. . . . .	79
Figure 2.6:	Constantes de phase simulées, $\beta$ , pour les modes TE <sub>10</sub> et TE <sub>20</sub> pour le guide rectangulaire rempli de diélectrique. . . . .	80

Figure 2.7:	Dimensions de la cavité SIW par rapport à celles de la cavité en guide RWG rempli de diélectrique. . . . .	81
Figure 2.8:	Résonateur SIW: (a) vue de dessus et (b) vue de dessous. . . .	82
Figure 2.9:	Dimensions de la cavité résonante SIW: (a) $W_{Lr} = 5406 \mu m$ et $W_a = 6068 \mu m$ ; (b) $W_{Lr} = 5406 \mu m$ et $W_a = 5395 \mu m$ . . . . .	83
Figure 2.10:	Paramètres-S simulés pour: (1) $W_a = 6068 \mu m$ ; (2) $W_a = 5868 \mu m$ ; (3) $W_a = 5668 \mu m$ et (4) $W_a = 5395 \mu m$ . . . . .	83
Figure 2.11:	Champ électrique pour le résonateur SIW ( $W_a = 5395 \mu m$ ). . .	84
Figure 2.12:	Dimensions d'une sonde de courant pour le résonateur SIW. . .	84
Figure 2.13:	Dimensions externes du résonateur SIW. . . . .	85
Figure 2.14:	Résultats de mesure des paramètres-S du résonateur SIW. . . .	85
Figure 2.15:	Facteurs de qualité non chargés calculés, à $f_r = 110 GHz$ , pour plusieurs matériaux en fonction de l'épaisseur et pour un guide rectangulaire rempli de diélectrique. . . . .	87
Figure 2.16a:	Pertes d'insertion simulées pour une ligne SIW sur substrat Rogers RT/Duroid 6002 pour des épaisseurs de 5 à 20 mil et pour une conductivité $\sigma_{cuivre}(300K) = 5.81 \cdot 10^7 S/m$ . . . . .	89
Figure 2.16b:	Pertes d'insertion simulées pour une ligne SIW sur substrat Rogers RT/Duroid 6002 pour des épaisseurs de 5 à 20 mil et pour une conductivité $\sigma_{cuivre}(4K) = 500 \cdot 10^7 S/m$ . . . . .	90
Figure 2.17a:	Méthode des deux lignes pour la détermination des constantes de propagation des guides SIW dont les largeurs ont été calculées avec les équations données dans [2.8], [2.16] et 2.17]. . . . .	92
Figure 2.17b:	$L \cdot  \beta_{SIW} - \beta_{RWG} $ au point d'opération $p/\lambda_c = 0.25$ et $d/\lambda_c = 0.225$ en fonction de la fréquence avec les équations données dans [2.8], [2.16] et [2.17]. . . . .	94
Figure 2.18:	Les quatre configurations dans les intervalles $0 < d/\lambda_c < 0.3$ et	

	$0 < e/\lambda_c < 0.2$ et les pertes d'insertion simulées associées. . . . .	97
Figure 2.19:	Pertes d'insertion simulées d'une section de guide SIW pour pour $p/\lambda_c = 0.25$ et $d/\lambda_c = 0.225$ pour l'alumine et le substrat Duroid 5870. . . . .	98
Figure 2.20:	Amplitudes maximales des ondulations pour le guide SIW. . . . .	98
Figure 2.21:	Conductivité du cuivre et $\tan \delta$ du quartz [2.18] en fonction de La température. . . . .	99
Figure 2.22:	Adaptations simulées en fonction de $d/\lambda_c$ et de $p/\lambda_c$ . . . . .	100
Figure 2.23:	Les deux configurations utilisées pour la simulation des sections de guides SIW. . . . .	101
Figure 2.24:	Paramètres-S simulés pour les deux sections de guides SIW. . . . .	101
Figure 2.25:	Paramètres-S simulés des deux transitions SIW-MS dos à dos. . . . .	102
Figure 2.26:	$L \cdot  \beta_{SIW} - \beta_{RWG} $ simulée en fonction de la fréquence. . . . .	103
Figure 2.27:	$L \cdot  \beta_{SIW} - \beta_{RWG} $ maximales simulées pour BW=29 % en fonction de $d/\lambda_c$ et pour plusieurs valeurs de $p/\lambda_c$ . . . . .	104
Figure 2.28:	SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées. . . . .	105
Figure 2.29:	Guides SIWs avec vias parallélépipédiques et cylindriques pour $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ et la bande de fréquence considérée. . . . .	106
Figure 2.30:	Paramètres-S simulés des SIWs avec vias parallélépipédiques et cylindriques pour $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ . . . . .	107
Figure 2.31:	Constantes de phase simulées des SIWs avec vias cylindriques et parallélépipédiques pour $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ . . . . .	108
Figure 2.32:	Cellules unitaires SIWs, avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées, de périodes $p_1$ et $p_2$ respectivement. . . . .	109
Figure 2.33:	Cellules unitaires de périodes $p$ des guides SIWs avec vias cylindriques et parallélépipédiques. . . . .	110
Figure 2.34a:	Impédances de Bloch des guides SIWs avec vias cylindriques et	

	parallélépipédiques pour $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ . . . . .	111
Figure 2.34b:	Impédances de Bloch des guides SIW avec vias cylindriques et parallélépipédiques pour $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.176; 0.011)$ . . . . .	112
Figure 2.35:	Point de fonctionnement considéré pour l'utilisation d'un SIW avec fentes métallisées entre la 1 <sup>ère</sup> et la 2 <sup>ème</sup> BPI. . . . .	113
Figure 2.36:	SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées pour un fonctionnement au point $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.08; 0.0643)$ . . . . .	113
Figure 2.37:	Impédances de Bloch et paramètres-S simulés des SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées au point $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.08; 0.0643)$ . . . . .	114
Figure 2.38:	SIWs avec fentes métallisées de périodes $4p$ et $3p$ . . . . .	115
Figure 2.39:	Largeurs de bande utilisables des guides SIW à fentes (opérants entre la 1 <sup>ère</sup> et la 2 <sup>ème</sup> BPI) en fonction de la période normalisée $p/\lambda_c$ et pour plusieurs longueurs de fentes. . . . .	115
Figure 2.40:	Largeurs de bande utilisables des guides SIW à fentes (opérants entre la 2 <sup>ème</sup> et la 3 <sup>ème</sup> BPI) en fonction de la période normalisée $p/\lambda_c$ et pour plusieurs longueurs de fentes. . . . .	116
Figure 2.41:	Position des fréquences de résonances des BPIs par rapport à $1.2f_c$ et $2.05f_c$ en fonction de $p/\lambda_c$ et pour plusieurs longueurs de fentes. . . . .	117
Figure 2.42:	Zone optimale de conception de guides SIW pour des substrats de faible ( $\epsilon_r = 2.33$ ) et de haute ( $\epsilon_r = 10.8$ ) permittivité. . . . .	118
Figure 2.43:	Différences de largeurs optimales normalisées entre le guide SIW et le guide RWG rempli de diélectrique dans la zone d'utilisation en fonction de $d/\lambda_c$ et de $p/\lambda_c$ . . . . .	119
Figure 2.44:	Courbes d'approximations des valeurs optimisées de $W$ dans la zone d'utilisation pour $0.05 < p/\lambda_c < 0.25$ . . . . .	120

Figure 2.45:	Approximation du paramètre $T_1$ en fonction de $p/\lambda_c$ . . . . .	121
Figure 2.46:	Approximation des paramètres $T_2$ et $T_3$ en fonction de $p/\lambda_c$ . . . . .	122
Figure 2.47:	Erreurs d'approximation pour $T_1$ , $T_2$ , en fonction de $p/\lambda_c$ . . . . .	122
Figure 2.48:	$L \cdot  \beta_{SIW} - \beta_{RWG} $ au point $p/\lambda_c = 0.25$ et $d/\lambda_c = 0.225$ en fonction de la fréquence pour les différentes équations empiriques. . . . .	124
Figure 2.49:	Paramètres du SIW opérant dans la bande 80–115 GHz. . . . .	125
Figure 2.50:	Transition SIW-RWG proposée dans [2.22] opérant dans la bande 90–98 GHz. . . . .	126
Figure 2.51:	Paramètres-S mesurés et simulés de la transition de [2.22]. . . . .	126
Figure 2.52:	Paramètres-S mesurés et simulés et topologie de la transition SIW-RWG [2.23]. . . . .	127
Figure 2.53:	Topologie de la transition SIW-RWG proposée dans [2.24]. . . . .	128
Figure 2.54:	Paramètres-S simulés de la transition SIW-RWG de [2.24]. . . . .	128
Figure 2.55:	Topologie de la transition SIW-RWG proposée dans [2.25]. . . . .	129
Figure 2.56:	Paramètres-S mesurés et simulés de la transition de [2.25]. . . . .	129
Figure 2.57:	Paramètres critiques de la transition de [2.25]. . . . .	130
Figure 2.58:	Topologie et dimensions de la nouvelle transition SIW – RWG. . . . .	131
Figure 2.59:	Paramètres-S simulés de la transition dos à dos SIW-RWG. . . . .	132
Figure 2.60:	Champ électrique et impédance caractéristique $Z_{PI}$ le long de la transition. . . . .	132
Figure 2.61:	Prototype de la nouvelle transition SIW-RWG dos à dos. . . . .	133
Figure 2.62:	Paramètres-S mesurés du prototype de la transition dos à dos. . . . .	133
Figure 2.63:	Transition avec contact parfait et avec un gap d'air. . . . .	134
Figure 2.64:	Comparaison des adaptations simulées, avec et sans gap, et celle mesurée de la transition. . . . .	135
Figure 2.65:	Amélioration de l'adaptation de la transition avec un fil d'or. . . . .	135
Figure 2.66:	Adaptation simulée et mesuré de la transition avec fil d'or. . . . .	136



Figure 2.67:	Paramètres-S simulés et mesurés de la transition SIW-RWG avec film d'indium. . . . .	137
Figure 3.1:	Diviseur de puissance RF de la bande 3 [1.41]. . . . .	139
Figure 3.2:	Diviseur de puissance SIW basé sur l'utilisation d'un coupleur hybride 90° [3.1]. . . . .	140
Figure 3.3:	Diviseur de puissance utilisant deux blocs symétriques de silicium [3.2]. . . . .	141
Figure 3.4:	Diviseur de puissance SIW en "T" [3.3]. . . . .	141
Figure 3.5:	Diviseur de puissance en "T" avec un pilier inductif [3.4]. . . . .	142
Figure 3.6:	Diviseur de puissance en "T" avec un pilier inductif et coudes à angle droit. . . . .	143
Figure 3.7:	Diagramme de conception de guide SIW (zone d'utilisation). . . . .	144
Figure 3.8:	Valeurs de $(W - a)/\lambda_c$ pour les quatre frontières de la zone d'utilisation en fonction de la période $p/\lambda_c$ et du diamètre $d/\lambda_c$ d'un via. . . . .	145
Figure 3.9:	Configurations comportant 3 à 10 cylindres sur la largeur $W$ du guide SIW. . . . .	146
Figure 3.10:	Solutions pour la formation du mur et du coude à angle droit (Configurations de 3 à 10 cylindres). . . . .	146
Figure 3.11a:	Point d'opération et configuration finale à 4 cylindres. . . . .	147
Figure 3.11b:	Paramètres du pilier inductif (hauteur du guide: $b = 381 \mu m$ ). . . . .	147
Figure 3.11c:	Paramètres-S des diviseurs de puissance en "T" dans la bande 18–24 GHz. . . . .	148
Figure 3.12:	Diviseur en "T" avec pilier inductif et des coudes ayant un rayon de courbure. . . . .	149
Figure 3.13:	Configurations comportant 5 à 16 cylindres le long de la courbure du coude SIW. . . . .	149
Figure 3.14:	Solutions pour la formation du coude SIW (configurations de 5	

	à 15 cylindres). . . . .	150
Figure 3.15:	Solutions possibles pour la formation du mur du fond et du coude SIW. . . . .	151
Figure 3.16:	Point d'opération et configuration finale du diviseur avec deux coudes avec un seul rayon de courbure. . . . .	151
Figure 3.17:	Diviseur en "T" et coudes ayant deux rayons de courbure. . . . .	152
Figure 3.18:	Solutions pour la formation du coude SIW et du mur pour $\Delta R = 0$ . . . . .	153
Figure 3.19:	Solutions pour la formation du coude SIW et du mur pour $\Delta R = 80\mu m$ . . . . .	154
Figure 3.20:	Configuration du diviseur avec coudes à deux rayons de courbure et $\Delta R = 80\mu m$ . . . . .	155
Figure 3.21:	Courbes de conception d'un diviseur de puissance en "T" [3.5].	156
Figure 3.22:	Diviseur de puissance en "T" opérant dans la bande 3. . . . .	156
Figure 3.23:	Paramètres-S du diviseur en "T" opérant dans la bande 3. . . . .	157
Figure 3.24:	Topologie et paramètres-S simulés du diviseur en "Y" de [3.6].	158
Figure 3.25:	Adaptations simulées entre 75 et 115 GHz pour différentes topologies de coudes 90 °: (a): avec un rayon de courbure, (b): avec une marche, (c): avec un méplat, (d): avec deux méplats, (e): avec deux rayons de courbure, (f): avec trois méplats. . . . .	159
Figure 3.26:	Structure et champ électrique pour le nouveau coude 90 ° SIW.	160
Figure 3.27:	Adaptation simulée ( $f = 75-115$ GHz) du nouveau coude 90° SIW.	161
Figure 3.28:	Topologie du nouveau diviseur de puissance SIW avec transitions SIW-RWG et dimensions du cœur du diviseur (les dimensions sont en $\mu m$ ). . . . .	162
Figure 3.29:	Paramètres-S simulés et champ électrique du nouveau diviseur de puissance SIW. . . . .	163
Figure 3.30:	Comparaison des paramètres-S simulés du diviseur SIW en	

	utilisant les simulateurs HFSS et CST. . . . .	163
Figure 3.31:	Temps de simulation et nombres d'éléments pour le maillage de la structure pour CST pour les six premières passes. . . . .	164
Figure 3.32:	Photographies prises au microscope du diviseur de puissance et images issues du simulateur HFSS. . . . .	165
Figure 3.33:	Base d'aluminium avec et sans le circuit SIW. . . . .	166
Figure 3.34:	Mesure des paramètres-S du nouveau diviseur de puissance SIW (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG) et point de fonctionnement. . . . .	167
Figure 4.1:	Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA. . . . .	169
Figure 4.2:	Topologie d'un coupleur multi-branches dans le plan E. . . . .	170
Figure 4.3:	Principe de l'analyse dite des modes pair et impair [4.1]. . . . .	170
Figure 4.4:	Paramètres-S pour un coupleur 3 dB à 5 branches calculés à partir de la méthode des modes pair et impair. . . . .	172
Figure 4.5:	Paramètres-S pour des coupleurs à 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches ayant un facteur de couplage de 3 dB calculés à partir de la méthode des modes pair et impair. . . . .	173
Figure 4.6:	Paramètres-S pour des coupleurs à 5 branches ayant un facteur de couplage de 3 dB calculés à partir de (a) la méthode de [4.2] ( $K_1 = K_2 = 1$ , $H_1 = 0.222$ , $H_2 = 0.379$ , $\theta = \pi/2$ , $H_3 = 0.358$ ) et (b) la méthode de [4.1] ( $a = 1$ , $c = 0.382$ , $\alpha_p = \alpha_L = 0.25$ ). . . . .	174
Figure 4.7:	Paramètres-S pour des coupleurs 3 dB à 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches calculés avec la méthode des modes pair et impair et Pour $ S_{21} - S_{31} _{f_0} = 1dB$ . . . . .	175
Figure 4.8:	Dimensions et champ électrique du coupleur 3 dB multi-branches dans le plan E. . . . .	176
Figure 4.9:	Paramètres-S du coupleur 3 dB 5 branches calculés et simulés. . . . .	177
Figure 4.10:	Circuit équivalent d'une jonction en "T" [4.3]. . . . .	177

Figure 4.11:	Paramètres d'isolation simulés et calculés avec des jonctions non-idéales. ....	178
Figure 4.12:	Structure du coupleur 3 dB SIW multi-branches dans le plan E.	179
Figure 4.13:	Paramètres-S simulés et calculés du coupleur 3 dB SIW. ....	180
Figure 4.14:	Topologie et paramètres-S simulés du coupleur 3 dB SIW [4.4].	181
Figure 4.15:	Topologie et paramètres-S simulés du coupleur 3 dB de [4.5].	182
Figure 4.16:	Topologie et paramètres-S simulés du 2 <sup>ème</sup> coupleur 3 dB [4.5].	183
Figure 4.17:	Topologie et paramètres-S simulés du coupleur 10 dB de [4.6].	184
Figure 4.18:	Topologie et paramètres-S simulés du coupleur 3 dB de [4.7].	185
Figure 4.19:	Configuration d'un coupleur à une ouverture de couplage. ...	185
Figure 4.20:	Configuration d'un coupleur à deux ouvertures de couplage. ...	187
Figure 4.21:	Point d'opération et la bande de fréquence considérée. ....	189
Figure 4.22:	Topologie et paramètres-S du coupleur 8.34 dB. ....	190
Figure 4.23:	Paramètres-S du coupleur 3 dB (deux coupleurs 8.34 dB placés en série) calculés avec la méthode "Mode Matching". ....	191
Figure 4.24:	Impédances caractéristiques ( $Z_{PI}$ , $Z_{VI}$ et $Z_{PV}$ ) et impédance d'onde ( $Z_{TE}$ ) pour $a = 1400\mu m$ et $a = 1510\mu m$ . ....	191
Figure 4.25:	Topologie et dimensions du transformateur d'impédances SIW.	192
Figure 4.26:	Champ électrique dans la structure (lignes SIW+transformateur d'impédances). ....	193
Figure 4.27:	Adaptations simulées sans et avec transformateur. ....	193
Figure 4.28a:	Processus d'élaboration du coupleur 3 dB SIW. ....	194
Figure 4.28b:	Topologie du coupleur 3 dB SIW et paramètres S simulés. ..	195
Figure 4.29:	Paramètres du coupleur 3 dB SIW. ....	196
Figure 4.30:	Topologie du coupleur 3 dB SIW avec coudes 90° et champ électrique dans la structure pour $f = 112 GHz$ . ....	197
Figure 4.31:	Paramètres-S simulés du coupleur 3 dB SIW avec coudes 90°.	197
Figure 4.32:	Topologie du coupleur 3 dB SIW (coudes 90° + transitions	

	SIW-RWG) et champ électrique dans la structure (112 GHz). . . . .	198
Figure 4.33:	Paramètres-S simulés du coupleur 3 dB SIW avec coudes et transitions SIW-RWG. . . . .	199
Figure 4.34:	Température de bruit du système pour trois valeurs de couplage en fonction de l'atténuation du guide d'onde [4.9]. . . . .	200
Figure 4.35:	Topologie du coupleur 20 dB et paramètres-S calculés avec la méthode "Mode Matching" et simulés avec HFSS. . . . .	202
Figure 4.36:	Topologie du coupleur 23 dB SIW, champ électrique dans la structure pour $f = 112 \text{ GHz}$ et paramètres-S simulés. . . . .	203
Figure 4.37:	Paramètres du coupleur 23 dB SIW. . . . .	204
Figure 4.38:	Coupleur 23 dB SIW avec coudes et champ électrique pour $f = 112 \text{ GHz}$ . . . . .	204
Figure 4.39:	Paramètres-S simulés du coupleur 23 dB SIW avec coudes 90°. . . . .	205
Figure 4.40:	Champ électrique dans le coupleur avec les transitions SIW-RWG à 112GHz. . . . .	205
Figure 4.41:	Paramètres-S simulés du coupleur 23 dB avec coudes et transitions SIW-RWG. . . . .	206
Figure 4.42:	Vues des coupleurs 3 et 23 dB SIW générées à partir d'HFSS. . . . .	207
Figure 4.43:	Vues (HFSS) en perspective de la base d'aluminium. . . . .	208
Figure 4.44:	Images prises au microscope Leica du coupleur 3 dB SIW. . . . .	208
Figure 4.45:	Photos de (a): la partie inférieure de la base, (b) la partie supérieure de la base, (c): coupleur 23 dB SIW inséré dans la base, (d): coupleur 3 dB SIW inséré dans la base et (e): mesure des paramètres-S d'un coupleur avec le VNA. . . . .	209
Figure 4.46:	Paramètres-S simulés et mesurés du coupleur 23 dB SIW dans la bande 84.9–115.2 GHz (BW=30.3%) après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RGW. . . . .	210
Figure 4.47:	Paramètres-S simulés et mesurés du coupleur 3 dB SIW dans la	

	bande de fréquence 83.3–111.4 GHz (BW=28.9%) après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RGW. . . . .	211
Figure 4.48:	Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA. . . . .	213
Figure 4.49:	Différentes formes possibles pour les absorbants chargés magnétiquement pour guides d’ondes [4.10]. . . . .	213
Figure 4.50:	Charge guide d’onde proposée dans [4.11]. A l’extrémité du guide d’onde (en bleu clair sur la figure) une grande cavité partiellement remplie de matériau absorbant (en bleu foncé sur la figure) est construite. . . . .	214
Figure 4.51:	Coefficient de réflexion simulé lorsque $C_w = d_w = 1500\mu m$ , $e_{d1L} = 0$ , $a_L = 310\mu m$ et $C_{2L} = 1000\mu m$ . . . . .	214
Figure 4.52:	Topologie de la nouvelle charge adaptée pour guide SIW. . . . .	215
Figure 4.53:	Coefficients de réflexion pour la charge adaptée SIW sans et avec une couche de métal sur la face supérieure de l’absorbant. . . . .	216
Figure 4.54:	Champ électrique dans le guide SIW et dans la charge adaptée pour les fréquences 80, 95 et 115 GHz. . . . .	216
Figure 4.55:	Dimensions (en $\mu m$ ) de la charge SIW. . . . .	217
Figure 4.56:	Dimensions du diviseur de puissance SIW. . . . .	218
Figure 4.57:	Topologie du circuit hybride SIW sans transitions SIW – RWG. . . . .	219
Figure 4.58a:	Adaptation au port 2, $S_{22}$ , et couplage LO, $S_{32}$ , simulés du circuit hybride SIW sans les transitions SIW-RWG. . . . .	219
Figure 4.58b:	Adaptations $S_{11}$ et $S_{33}$ , et isolation, $S_{21}$ , simulés du circuit hybride SIW sans les transitions SIW-RWG. . . . .	220
Figure 4.58c:	Simulations des couplages RF $S_{31}$ et $S_{41}$ et de la différence $ S_{31} - S_{41} $ du circuit hybride SIW sans transitions SIW-RWG. . . . .	220
Figure 4.58d:	Simulations de la (a): différence de phase ( $\angle S_{31} - \angle S_{41}$ ) et (b): différence de phase ( $\angle S_{32} - \angle S_{42}$ ) du circuit RF hybride SIW	

	sans les transitions SIW-RWG. . . . .	221
Figure 4.59a:	Topologie finale du circuit RF hybride SIW avec les transitions SIW-RWG. . . . .	222
Figure 4.59b:	Blocs d'aluminium et positionnement du circuit RF hybride SIW dans la base. . . . .	223
Figure 4.60a:	Adaptation $S_{22}$ et facteur de couplage LO, $S_{32}$ , simulés du circuit hybride SIW avec les transitions SIW-RWG. . . . .	224
Figure 4.60b:	Simulations des adaptations $S_{11}$ et $S_{33}$ , et de l'isolation $S_{21}$ , Du circuit hybride SIW avec transitions SIW-RWG. . . . .	224
Figure 4.60c:	Simulations des couplages RF, $S_{31}$ et $S_{41}$ , et différence $ S_{31} - S_{41} $ du circuit hybride SIW avec transitions SIW-RWG. . . . .	225
Figure 4.60d:	Simulations de la (a): différence de phase ( $\angle S_{31} - \angle S_{41}$ ) et (b): différence de phase ( $\angle S_{32} - \angle S_{42}$ ) du circuit hybride SIW avec Les transitions SIW-RWG. . . . .	225
Figure 4.61a:	Champ électrique à la fréquence de 112 GHz pour le circuit RF hybride SIW lorsqu'on a une onde incidente au port 1. . . . .	226
Figure 4.61b:	Champ électrique à la fréquence de 112 GHz pour le circuit RF hybride SIW lorsqu'on a une onde incidente au port 2. . . . .	227
Figure 4.62:	Prototype du circuit RF hybride SIW sur substrat Duroid /RT 6002 (métallisation de cuivre) avant la coupe finale du contour. . . . .	228
Figure 4.63:	Base d'aluminium permettant la mesure des paramètres-S du circuit SIW (la localisation des trois charges pour les coupleurs SIWs est indiquée). . . . .	228
Figure 4.64:	Positionnement du circuit SIW dans la base d'aluminium et vue détaillée de la transition de guide SIW à guide WR-10. . . . .	229
Figure 4.65:	Simulations et mesures des paramètres d'adaptation, $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ et $S_{44}$ , et de transmission (après avoir défalqué les effets	

	des transitions SIW-RWG), $S_{32}$ et $S_{42}$ (coupleur 23 dB + diviseur de puissance 3 dB). . . . .	230
Figure 4.66:	Simulations et mesures (a): des paramètres de transmission (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG), $S_{31}$ et $S_{41}$ , correspondant au facteur de couplage du coupleur 3 dB, (b) de la différence d'amplitude, $ S_{31} - S_{41} $ et des différences de phase (c): $(\angle S_{31} - \angle S_{41})$ et (d): $(\angle S_{32} - \angle S_{42})$ . . . . .	231
Figure 4.67:	Mesures des paramètres-S des circuits hybrides RWG et SIW.	233
Figure 4.68:	Paramètres $S_{32}$ et $S_{42}$ et la différence de phase $(\angle S_{32} - \angle S_{42})$ pour les circuits hybrides RWG et SIW. . . . .	234
Figure 5.1:	Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA. . . . .	235
Figure 5.2:	Adaptation et diagrammes de rayonnement co- et cross- polarisés dans les plans E et H mesurés de l'antenne cornet corrugée en fonction de $\theta$ et pour $f = 100 \text{ GHz}$ . . . . .	236
Figure 5.3:	Caractéristiques d'antennes larges bandes [5.1]. . . . .	237
Figure 5.4:	Variante de TSA (a): tangente, (b): linéaire-largeur constante, (c): Vivaldi, (d): Vivaldi-constante-linéaire, (e): parabolique, (f): échelons, (g): linéaire, (h): Brisée-linéaire [5.3]. . . . .	238
Figure 5.5:	Propagation du champ électrique $E$ dans une antenne TSA linéaire (LTSA) alimentée par une ligne à fente. . . . .	240
Figure 5.6:	Directivité (à gauche) et largeur de faisceau à $-3 \text{ dB}$ dans le plan E (à droite) en fonction de la longueur normalisée de l'antenne [5.5]. . . . .	241
Figure 5.7:	Épaisseur effective normalisée, $t_{eff} / \lambda_0$ , en fonction de l'épaisseur du substrat (1 mil = $25.4 \mu\text{m}$ ), pour plusieurs permittivités et pour les fréquences 15, 30, 60 et 115 GHz. . . . .	242
Figure 5.8:	Antenne LTSA antipodale alimentée par une ligne SIW. . . . .	243



Figure 5.9:	Distance $B_w$ permet d'améliorer l'adaptation. . . . .	244
Figure 5.10:	Épaisseur effective normalisée, $t_{eff} / \lambda_0$ , en fonction de l'épaisseur du substrat, pour le Duroid/RT6010 et pour la fréquence 24 GHz. . . . .	245
Figure 5.11:	Diagrammes de rayonnement normalisés (co-pol.), avec $G_{max} = 6 dB$ , dans les plans E (bleu) et H (rouge) en fonction de l'angle $\theta$ . . . . .	245
Figure 5.12:	Adaptation $S_{11}$ , à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. . . . .	246
Figure 5.13:	AL TSA alimentée par une ligne SIW après découpage en "V" de la région centrale. . . . .	246
Figure 5.14:	Diagrammes de rayonnement normalisés ( $G = 14 dBi$ ) à 24 GHz dans les plans E (bleu) et H (rouge) en co-pol. et dans les plans E (cyan) et H (magenta) en cross-pol. . . . .	247
Figure 5.15:	Diagramme de rayonnement ( $G = 14 dBi$ ) à 24 GHz en 3-D en co- polarisation. . . . .	247
Figure 5.16:	Adaptation $S_{11}$ , à l'entrée de l'antenne en fonction de $f(GHz)$ . . . . .	248
Figure 5.17:	TSA fonctionnant à 150 GHz avec des stubs (5 sur la figure) de longueurs $L_s$ et de largeurs $W_s$ , avec $338\mu m < L_s < 400\mu m$ et $10\mu m < W_s < 30\mu m$ , pour réduire la permittivité effective, $\epsilon_{eff}$ , du substrat de quartz [5.11]. . . . .	249
Figure 5.18:	Diagrammes de rayonnement simulés de la TSA fonctionnant à 150 GHz dans les plans E et H pour plusieurs épaisseurs de substrat avec et sans stubs [5.11]. . . . .	249
Figure 5.19:	Antenne TSA de Fermi fonctionnant à 60 GHz (a): de dimensions $L=20$ mm, $d=10$ mm et $W=5$ mm; (b) de dimensions $L=20$ mm, $d=2.5$ mm et $W=5$ mm [5.14]. . . . .	250
Figure 5.20:	Diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz dans les plans	

	E et H: (a) avec l'antenne TSA de Fermi de dimensions $L=20$ mm, $d=10$ mm et $W=5$ mm; (b) avec l'antenne TSA de Fermi de dimensions $L=20$ mm, $d=2.5$ mm et $W=5$ mm [5.14]. . . . .	251
Figure 5.21:	Topologie de l'antenne TSA de Fermi à 60 GHz de dimensions $L=20$ mm, $d=2.5$ mm et $W=5$ mm avec la structure en peigne sur les bords extérieurs [5.14]. . . . .	252
Figure 5.22:	Diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz dans les plans E et H avec l'antenne TSA de Fermi ( $L=20$ mm, $d=2.5$ mm et $W=5$ mm) avec structure en peigne [5.14]. . . . .	252
Figure 5.23:	Épaisseur effective normalisée en fonction de l'épaisseur du substrat et à 30 GHz. . . . .	253
Figure 5.24:	Topologie de l'antenne ALTSA alimentée avec une ligne SIW. . . . .	253
Figure 5.25:	Diagramme de rayonnement ( $G_{\max} = 15 \text{ dBi}$ ) 3-D en co-polarisation à 25 GHz. . . . .	254
Figure 5.26:	Champ électrique le long de l'antenne ALTSA à 25 GHz. . . . .	254
Figure 5.27:	Adaptation de l'antenne ALTSA en fonction de la fréquence. . . . .	255
Figure 5.28:	Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans E et H en co- et cross-polarisation pour les fréquences 21, 22, 24, 26, 28 et 30 GHz. . . . .	256
Figure 5.29:	Adaptation de la transition SIW-microruban en fonction de la fréquence. . . . .	257
Figure 5.30:	Diagramme de rayonnement 3-D ( $G_{\max} = 14.5 \text{ dBi}$ ) à la fréquence de 115 GHz. . . . .	258
Figure 5.31:	Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans E et H en co- et cross-polarisations pour les fréquences 90, 95, 100, 105, 110 et 115 GHz. . . . .	259
Figure 5.32:	Adaptation de l'antenne ALTSA en fonction de la fréquence. . . . .	261
Figure 5.33:	Topologie de la transition SIW-RWG utilisée pour la mesure	

	des coupleurs et du diviseur de puissance SIW. ....	262
Figure 5.34:	Topologie de la transition SIW-RWG utilisée pour la mesure de l'antenne ALTSA. ....	262
Figure 5.35:	Vues en perspective de la transition SIW-RWG utilisée pour la mesure de l'antenne ALTSA; (a): circuit SIW avec les deux blocs d'aluminium et (b): les deux blocs d'aluminium sans et avec le circuit SIW. ....	263
Figure 5.36:	Adaptation pour la transition SIW-RWG en fonction de la fréquence. ....	264
Figure 5.37:	Alternative possible au découpage partiel du substrat de l'antenne ALTSA. ....	265
Figure 6.1:	(a): architecture possible du récepteur bande 1 [6.1] et (b): Prototype du récepteur bande 1 en cours de développement à HIA-NRC [6.2]. ....	267
Figure 6.2:	Jonction (a):tourniquet, (b):Boifot [6.3], (c):double ridge [6.4].	268
Figure 6.3:	Jonction tourniquet avec (a) une pyramide tronquée [6.5] et (b) deux cylindres superposés [6.6] comme éléments d'adaptation.	269
Figure 6.4:	OMT basé sur l'utilisation d'une jonction de Boifot [6.7] dans la bande 1 (Les courbes en traits pleins et celles en pointillés représentent les réponses fréquentielles mesurées pour l'adaptation et la transmission pour les "Side-arm" et "Main-arm", respectivement. La courbe avec des marqueurs en formes de diamants représentant la réponse simulée pour le "Side-arm". La courbe en trait plein et celle en pointillée représente l'isolation quand on place une charge et une plaque métallique au "Common-arm", respectivement). ....	270
Figure 6.5:	OMT basé sur l'utilisation d'une jonction "double-ridge" [6.7].	271
Figure 6.6:	OMT basé sur l'utilisation d'une jonction tourniquet [6.5]. ...	272
Figure 6.7:	Performances de l'OMT avec la jonction tourniquet [6.5]. ...	273

Figure 6.8:	(a): OMT avec une jonction tourniquet pour la bande 200–270 GHz [6.8], (b): Guide cylindrique d'entrée, (c) élément d'adaptation seul et (d) élément d'adaptation avec pâte d'indium.	274
Figure 6.9:	Topologie, pertes d'insertion et adaptation simulées de la jonction tourniquet avec pyramide tronquée. ....	275
Figure 6.10:	Constante de propagation et pertes d'insertion pour le guide rectangulaire WR-25. ....	276
Figure 6.11:	Adaptations simulées d'une jonction tourniquet basée sur l'utilisation d'un parallélépipède sans et avec piliers inductifs. .	277
Figure 6.12:	Adaptation simulée d'une jonction tourniquet basée sur l'utilisation de deux cylindres superposés. ....	278
Figure 6.13:	Adaptations simulées des transitions pour guides circulaires (7.9 mm à 7.42 mm) en utilisant une section de guide quart d'onde, des sections de guides basées sur un polynôme de Chebychev et en utilisant une expression binomiale. ....	279
Figure 6.14:	Transition de guide circulaire (d=7.9 mm) à guide WR-22. ..	280
Figure 6.15:	Transition de guide WR-25 à guide WR-22. ....	281
Figure 6.16:	Coudes 90 ° dans le plan H avec méplats et marches d'escalier.	282
Figure 6.17:	Adaptation des coudes 90 ° avec méplats et marches d'escalier.	283
Figure 6.18:	Adaptations des coudes 90 ° avec marches d'escalier idéales et non-idéales (en tenant compte du diamètre du foret). ....	284
Figure 6.19:	Adaptation du coude 90 ° dans le plan H non-idéal (en tenant compte du diamètre des forets). ....	285
Figure 6.20:	Adaptations des coudes 90 ° dans le plan E avec marches d'escalier non-idéales (avec un foret de 1 mm de diamètre). ..	286
Figure 6.21:	Combineur de puissance dans le plan E basé sur l'utilisation d'un transformateur d'impédance en marches d'escalier (3 sections) et de coudes avec rayon de courbure [6.5]. ....	287
Figure 6.22:	Combineur de puissance dans le plan E basé sur l'utilisation	

	d'un transformateur d'impédance en marches d'escalier (4 sections) et de coudes 90 ° avec trois méplats. . . . .	288
Figure 6.23:	Dimensions ( $\mu m$ ) et adaptation du combineur de puissance. . . . .	289
Figure 6.24:	Dimensions et adaptation du coude 90 ° avec trois méplats dans le plan E dans le cas idéal et en tenant compte de l'usinage avec un foret de 2 mm de diamètre. . . . .	290
Figure 6.25:	Adaptations des combineurs de puissance avec coude 90 ° avec trois méplats (cas non idéal) et avec deux marches d'escalier (cas idéal) dans le plan E. . . . .	291
Figure 6.26:	Comparaison entre (a): le combineur de puissance dans le plan E avec coudes à rayons de courbure [6.5] et (b): celui proposé dans cette thèse. . . . .	291
Figure 6.27:	Topologie du nouvel OMT et le champ électrique à travers la structure à la fréquence de 38 GHz pour les deux polarisations. . . . .	292
Figure 6.28:	Vues des pièces d'assemblage du nouvel OMT pour la bande 1. . . . .	293
Figure 6.29:	Vues de dessous, de dessus et de côté des pièces d'assemblage du nouvel OMT pour la bande 1. . . . .	294
Figure 6.30:	Définition des trois ports de l'OMT pour la bande 1. . . . .	295
Figure 6.31:	Pertes d'insertion simulées $S_{31}$ et $S_{21}$ pour les polarisations. . . . .	295
Figure 6.32:	Niveaux de cross-polarisation simulés $S_{31}$ (pol. 2) et $S_{21}$ (pol. 1) pour l'OMT. . . . .	296
Figure 6.33:	Coefficient de réflexion $S_{11}$ à l'entrée de l'OMT. . . . .	296
Figure 6.34:	Simulations de l'isolation, $S_{32}$ , entre les deux sorties de l'OMT et des adaptations, $S_{22}$ et $S_{33}$ pour chacune d'entres-elles. . . . .	297
Figure 6.35:	Vues de la conception mécanique de l'OMT. . . . .	298
Figure 6.36:	Vues des pièces de l'OMT après le processus de fabrication. . . . .	299
Figure 6.37:	Montages pour la mesure des niveaux de cross-polarisation de l'OMT. . . . .	300

Figure 6.38:	Premier montage pour la mesure des adaptations aux sorties de l'OMT (ports 2 et 3) et du niveau d'isolation. . . . .	300
Figure 6.39:	Mesures de l'isolation ( $S_{32}$ ) et de l'adaptation ( $S_{22}$ ) en utilisant le montage de la figure 6.38 et mesure des pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) à partir du montage de la figure 6.37. . . . .	301
Figure 6.40:	Second montage pour la mesure des adaptations aux sorties de l'OMT (ports 2 et 3) et du niveau d'isolation (le matériau absorbant n'apparaît pas sur la figure). . . . .	302
Figure 6.41:	Mesure de l'adaptation ( $S_{22}$ ) et de l'isolation ( $S_{32}$ ) en utilisant le montage de la figure 6.40 (avec absorbeur à l'entrée de l'OMT). . . . .	303
Figure 6.42:	(a): Mesures du niveau de cross-polarisation ( $S_{21}$ ) et d'isolation ( $S_{32}$ ) en utilisant les montages des figures 6.37 et 6.38, respectivement. (b): Simulations du niveau de cross-polarisation ( $S_{21}$ ) et de l'isolation ( $S_{32}$ ) de l'OMT seul. . . . .	304
Figure 6.43:	Mesures des performances du prototype S/N:01 en fonction de la fréquence. . . . .	305
Figure 6.44:	Visualisation des interfaces entre les différentes sections de guides d'onde pour la mesure des paramètres-S de l'OMT. . . . .	306
Figure 6.45:	Comparaison des (a): pertes d'insertion et des (b): niveaux de cross-polarisation pour les quatre prototypes en fonction de la fréquence. . . . .	307
Figure 6.46:	Comparaison des (a): adaptations aux deux sorties de l'OMT, de (b): l'adaptation à l'entrée de l'OMT et de (c): l'isolation entre les ports de sorties de l'OMT. . . . .	308
Figure c.1:	Circuit hybride RF de la bande 3 en guide d'onde et guide SIW. . . . .	315
Figure c.2:	Transition SIW-GCPW avec des fentes de couplage [c.4]. . . . .	316
Figure c.3:	Coefficient de réflexion à la sortie de l'OMT. . . . .	317

## LISTE DES ACRONYMES, SYMBOLES ET NOTATIONS

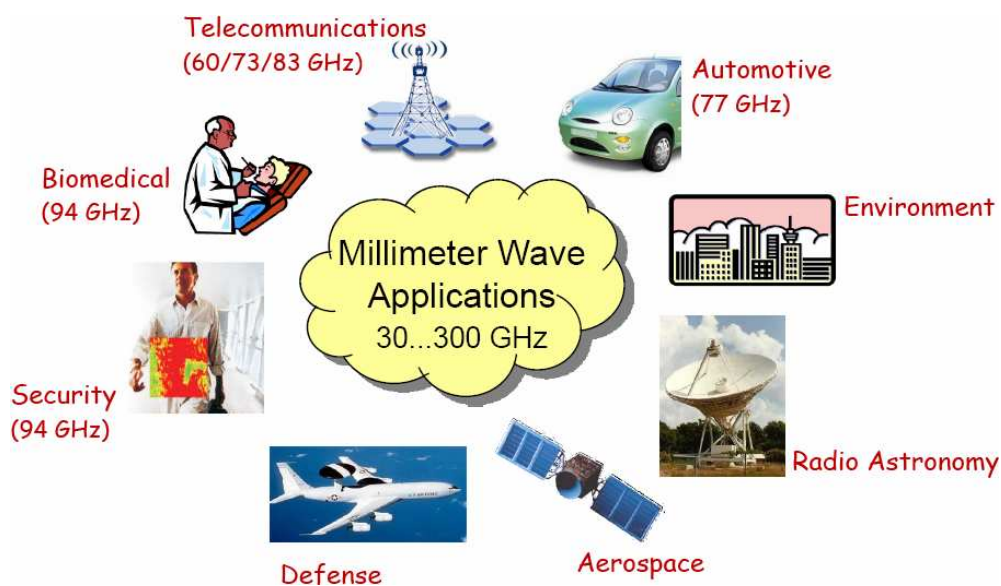
2SB	Dual-sideband separating
ALMA	Atacama Large Millimeter Array
ACA	ALMA Compact Array
BPI	Bande de Propagation Interdite
CPW	Coplanar Waveguide
CST-MWS	Microwave Studio® (Computer Simulation Technology GmbH)
CWG	Circular Waveguide
dB	Décibel
DBR	Distributed Bragg Reflection
DSB	Double-Sideband
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
DST	Dispositif sous test
EBG	Electromagnetic Band Gap
FEM	Finite Element Method
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFSS	High Frequency Structure Simulator® (ANSYS)
HIA	Herzberg Institute of Astrophysics
HR	High Resistivity
IRAM	Institut de Radio Astronomie Millimétrique
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LRM	Line-Reflect-Match
MMIC	Monolithic Microwave/Millimeter-wave Integrated Circuit
mmW	Millimeter Wave
NAOJ	National Astronomical Observatory of Japan
NOVA	Nederlandse Onderzoekschool Voor Astronomie
NRAO	National Radio Astronomy Observatory
NRD	Non-Radiative Dielectric

OSO	Onsala Space Observatory
RF	Radio Fréquence
RWG	Rectangular Waveguide
SIC	Substrate Integrated Circuit
SIIG	Substrate Integrated Image Guide
SINRD	Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric waveguide
SIS	Superconductor-Insulator-Superconductor
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SRON	Netherlands Institute for Space Research
SSB	Single-sideband
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
UAI	Union Astronomique Internationale
VNA	Vector Network Analyzer
WR-10	Electronic Industries Association (EIA) waveguide designation for the W-band
WVR	Water Vapour Radiometer
a, b	Largeur et hauteur du guide d'onde rectangulaire
BW	Bandwidth (Largeur de bande)
$c_0$	Vitesse de la lumière
d	Diamètre des vias
$\hbar$	Constante de Planck réduite = $h/2\pi = 1.0546 \times 10^{-34} \text{ J.s}$
k	Constante de Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} \text{ [J/K]}$
p	Distance centre à centre entre deux trous consécutifs
W	Largeur du guide SIW
$\epsilon_r$	Permittivité relative
$\lambda_0$	Longueur d'onde en espace libre
$\omega$	Fréquence angulaire



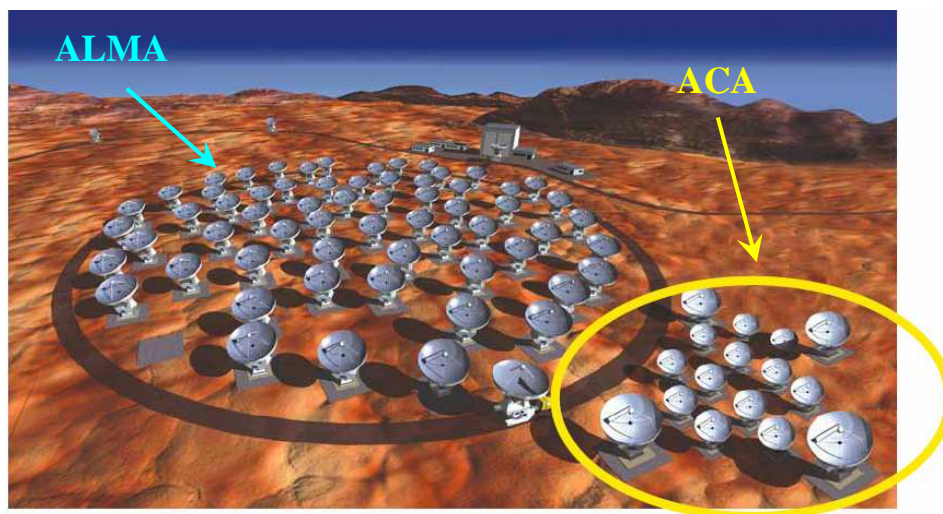
## INTRODUCTION

Durant ces dernières années, la bande d'ondes millimétriques (mmW) du spectre électromagnétique, qui comprend les fréquences entre 30 GHz à 300 GHz, a suscité un grand intérêt commercial mais aussi dans le domaine de la radioastronomie. En effet, le besoin d'une largeur de bande toujours plus grande dans le domaine des communications, et la disponibilité à faibles coûts de composants RF actifs et passifs très performants, ont permis de multiplier les applications commerciales opérant dans les fréquences millimétriques. De plus, il est possible en ondes millimétriques de disposer d'une bonne résolution spatiale, avec des d'antennes de faibles dimensions, et d'être moins sensible aux conditions climatiques telles que les nuages, le brouillard, la pluie ou la neige. Les applications concernent (Figure i.1), entres autres, les télécommunications, les services de radiodiffusion sans-fil et à haut débit, les systèmes radars dans les domaines de l'aéronautique et de l'automobile, la spectroscopie, l'imagerie médicale et les scanners pour la sécurité. L'éventail des applications peut être retrouvé dans [i.1].



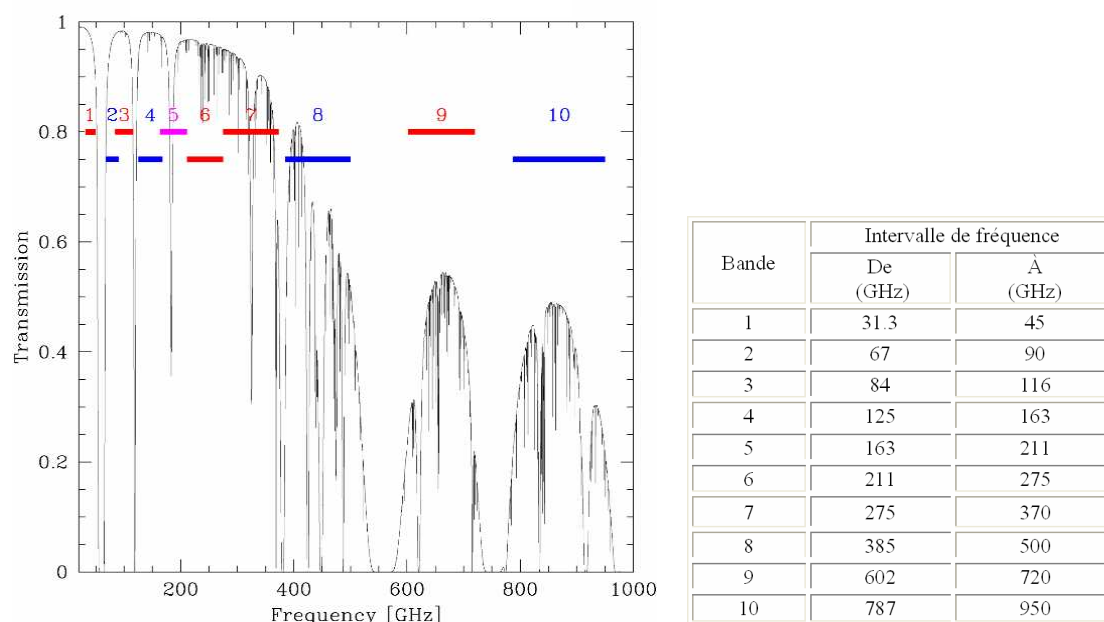
**Figure i.1:** Applications possibles pour les ondes millimétriques.

Les ondes millimétriques sont également d'une importance capitale dans le domaine de la radioastronomie. En effet, la radioastronomie millimétrique a connu un formidable essor depuis ses premiers développements au début des années 70. Elle a ainsi contribué de façon considérable à la compréhension des phénomènes cosmologiques et de l'astrophysique. Les radiotélescopes permettent donc aux astronomes de pénétrer à l'intérieur des nuages moléculaires interstellaires et de les renseigner sur le processus de formation d'étoiles. Le projet ALMA (Atacama Large Millimeter Array) implanté à 5000 mètres d'altitude, à Atacama au Chili, représente un réseau de 64 radiotélescopes (Figure i.2), chacun muni d'une antenne de 12 m de diamètre. Le réseau ALMA Compact Array (ACA), produit par le Japon, est censé améliorer la définition des images issues des données recueillies par ALMA.



**Figure i.2:** Configuration des 64 radiotélescopes du projet ALMA [i.2].

Ces radiotélescopes opéreront dans 10 bandes de fréquences (figure i.3) millimétriques et sous-millimétriques (30 GHz à 1THz). Ce qui permettra l'observation de plus de 1000 lignes spectrales de molécules interstellaires mais aussi de particules froides de l'espace.



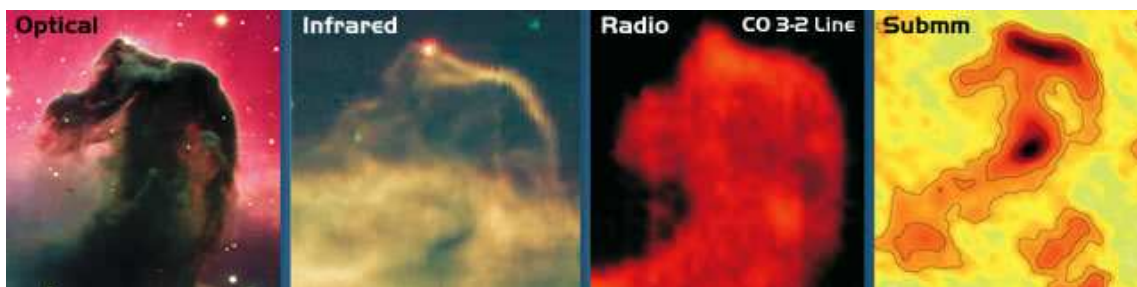
**Figure i.3:** Bandes d'ALMA et transmission atmosphérique en fonction de la fréquence [i.3].

L'observation des corps célestes, se formant au cœur des nuages de gaz interstellaires, n'est pas réalisable avec des télescopes optiques. Alors que les rayonnements électromagnétiques en ondes millimétriques et submillimétriques de ces corps, qui sont la seule source d'information sur l'état physique et chimique des nuages interstellaires, sont quant à eux détectables avec les radiotélescopes. Une fois que le rayonnement électromagnétique est capté par le radiotélescope, l'identification des différentes molécules qui constitue le corps céleste est déterminée en observant leur spectre de rotation, car la longueur d'onde du rayonnement est liée au changement d'état de rotation des molécules de gaz. À partir de ces données, il est donc possible d'identifier une molécule par les fréquences des raies de différentes transitions, alors que l'amplitude et le décalage Doppler de ces raies renseignent sur l'état cinétique, la densité et la température de ces nuages. Le tableau i.1 montre l'importance des ondes millimétriques entre 30 GHz et 300 GHz dans l'étude des phénomènes cosmologiques.

**Tableau i.1:** Lignes spectrales pour la radioastronomie dans la bande 30–300 GHz [i.4].

Bande de fréquence (GHz)	Lignes spectrales moléculaires	Détection
30 - 36.5	SO, OH, HC <sub>3</sub> N, CH <sub>3</sub> OH	
42.5 - 43.5	SiO	Emission de maser
45.3 - 49.1	CS, CCS, C33S, C34S, <sup>13</sup> CS, H <sub>2</sub> CO, CH <sub>3</sub> OH, OCS	Nuages moléculaires géants et nuages noirs froids
80- 116	CO, CS, CN, SO, SO <sub>2</sub> , SiO, C <sup>17</sup> O, <sup>13</sup> CO, C <sup>18</sup> O, SiS, HCN, HNC, HDO, OCS, HNCO, N <sub>2</sub> H, C <sub>2</sub> H, C <sub>3</sub> H <sub>2</sub> , HCO <sup>+</sup> , CH <sub>3</sub> OH, HC <sub>3</sub> N, H <sup>13</sup> CO <sup>+</sup> , CH <sub>3</sub> C <sub>2</sub> H, CH <sub>3</sub> CN, HC <sub>2</sub> , CH <sub>3</sub> CH <sub>2</sub> OH, CH <sub>3</sub> CH <sub>2</sub> CN, CH <sub>3</sub> OCH <sub>3</sub>	Emission de maser, nature des gaz interstellaires, étude des nuages froids, des régions autour des étoiles en formation et étude de la structure des galaxies
123 - 158.5	NO, H <sub>2</sub> CO, DCN, H <sub>2</sub> CO, CS, H <sub>2</sub> <sup>13</sup> CO, CH <sub>3</sub> OH, H <sub>2</sub> CO	
191.8 - 231.5	CO, CN, DCN, <sup>13</sup> CO, C <sup>18</sup> O, <sup>13</sup> C <sup>16</sup> O, <sup>12</sup> C <sup>18</sup> O et <sup>12</sup> C <sup>16</sup> O	Etude de la structure et l'évolution des galaxies
244 - 300	CS, NO, C <sub>2</sub> H, HCN, HNC, N <sub>2</sub> H <sup>+</sup> , HNN <sup>+</sup> , HCO <sup>+</sup> , <sup>12</sup> C <sup>16</sup> O	

L'analyse des données recueillies par les radiotélescopes permet donc aux astronomes d'avoir une meilleure compréhension de la nature et de la structure de l'univers et de comprendre des phénomènes cosmiques tels que l'origine des vents solaires. Le tableau i.1 donne une liste (non exhaustive) des principales lignes moléculaires et des phénomènes présents dans l'univers qu'elles permettent d'observer. La figure i.4 montre la nébuleuse à tête de cheval pour différentes longueurs d'ondes. Dans le spectre optique la poussière obscurcit l'activité de formation d'étoile. Dans l'infrarouge, la chaude et fine couche de poussière autour du nuage apparaît en surbrillance. Aux longueurs d'ondes radio (incluant la bande 3 d'ALMA), il est possible de distinguer la poussière et les molécules de monoxyde de carbone, fournissant une mine d'information sur les régions qui sont autrement invisibles dans le spectre visible.



**Figure i.4:** Nébuleuse à tête de cheval à différentes longueurs d'ondes [i.5].

- **Technologie des récepteurs RF**

Pour la conception des systèmes RF, les lignes microrubans sont devenues très populaires pour les bandes de fréquences comprises entre 1 GHz et environ 30 GHz. Leur simplicité et leur faible coût de fabrication, utilisant la technologie des circuits imprimés, sont à l'origine de son utilisation extensive. Cependant, plusieurs problèmes sont rencontrés lorsque la fréquence d'utilisation est supérieure à 30 GHz. En effet, dans le but d'éviter, d'une part, la propagation des modes d'ordres supérieurs (overmoding) et d'autre part les ondes de surfaces et les fuites de puissance dans les modes substrats, les dimensions de la ligne microruban doivent être très petites, et le substrat de faible épaisseur, si la fréquence d'opération se situe dans les ondes millimétriques. Les conséquences de l'utilisation d'un substrat de faible épaisseur, et d'une largeur de ligne microruban très petite, sont une augmentation de l'effet de peau et une augmentation de la concentration des courants, augmentant par là même de façon significative les pertes de conduction. En général, au-dessus de 30 GHz, les guides CPWs (dont les pertes sont typiquement de l'ordre de 150 dB/m à 30 GHz) sont préférés aux lignes microrubans car des substrats épais peuvent être utilisés et une mise à la masse par vias n'est pas nécessaire. Cependant, l'augmentation de l'influence de l'effet de peau provoque une circulation des courants dans une région très mince sous la surface du métal et la rugosité devient alors un facteur critique. Les hautes densités de courant entraînent alors d'importantes pertes par conduction. Les pertes se trouvent dramatiquement amplifiées

pour les lignes microrubans et les lignes CPW à cause de la présence des singularités de champs sur les bords des conducteurs.

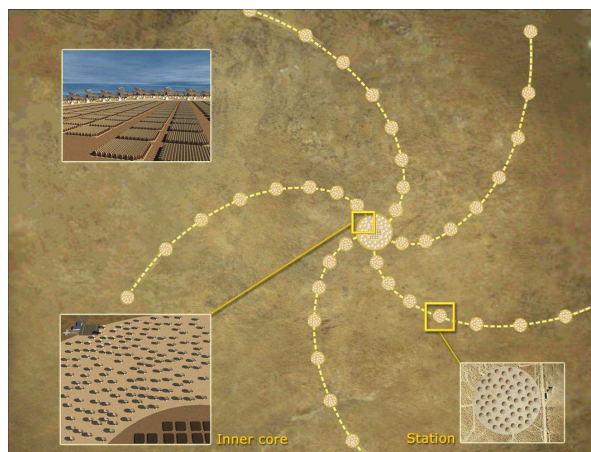
Dans le passé, les chercheurs ont essayé de réduire les pertes diélectriques des substrats en utilisant des matériaux ayant des pertes tangentielles de plus en plus faibles, cependant, les pertes de conduction se sont avérées prédominantes et ne pouvaient être réduites de façon significative. Bien que cet inconvénient soit généralement toléré dans le cas des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) avec de très petites sections de lignes de transmissions, il devient un sérieux problème lors de la conception de circuits passifs de grandes dimensions qui peuvent être composés de réseaux d'antennes avec leur circuits d'alimentation, de diviseurs de puissance, de coupleurs directionnels, de déphaseurs, de circulateurs et de filtres.

Compte tenu de ces considérations, les applications en ondes millimétriques dans le domaine de la radioastronomie utilisent traditionnellement la technologie du guide d'onde rectangulaire (RWG). En effet, les RWGs ont de très faibles pertes, car les champs modaux sont bien distribués sans présenter de singularités. La conception des composants passifs des dix récepteurs (bande 1 à 10) du projet ALMA, à savoir les antennes cornets, les jonctions othomodes, les coupleurs, les diviseurs de puissance, les filtres et les circulateurs, a été faite en utilisant la technologie RWG. En effet, c'est le nombre restreint d'éléments et le désir d'obtenir les meilleures performances qui ont orienté ce choix.

Cependant, pour les radiotélescopes de prochaines générations, pour l'étude de l'espace dans le domaine spectral des ondes radio (70 MHz à 30 GHz), les technologies planaires pourraient être envisagées. On peut citer par exemple le projet de réseau phasé appelé "Square Kilometer Array" (SKA). SKA se caractérisera par une grande surface collectrice (un kilomètre carré) qui lui confèrera une grande sensibilité, répartie sur une

immense surface (près de 3000 km<sup>2</sup> au sol) pour offrir une grande résolution angulaire (figure i.5). Il sera ainsi constitué d'un réseau d'antennes radio réparties comme suit:

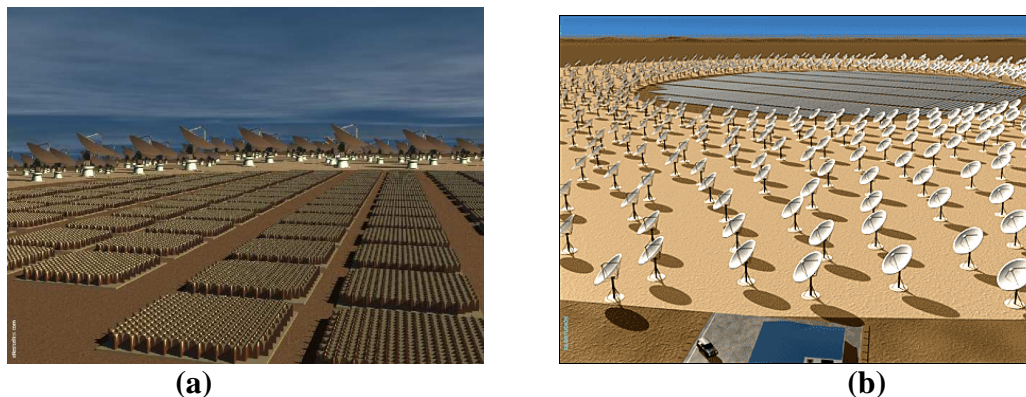
- 50 % de la surface collectrice du SKA répartie sur une surface 5 kilomètres de diamètre (le cœur central)
- 75 % sur une aire de 150 kilomètres de diamètre
- et le reste dans différentes stations lointaines.



**Figure i.5:** Représentations de la structure du télescope SKA [i.6].

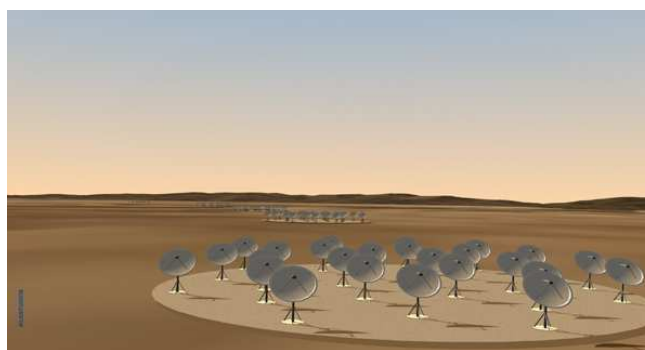
Le cœur central (inner core) de SKA se composera de deux parties distinctes. La première partie est une matrice (figure i.6a) de 1 kilomètre de diamètre appelé réseau d'ouverture (Aperture array), constituée au total de plusieurs millions d'éléments de réception appelés «tuiles». Ce réseau phasé (phased array), alimenté par une électronique complexe permettra l'observation de l'ensemble du ciel simultanément, permettant à plusieurs groupes d'astronomes de travailler en même temps sur des structures différentes de l'univers. Le réseau fournira ainsi des faisceaux multiples qui permettront d'effectuer simultanément plusieurs programmes d'observation. Entourant le réseau phasé et complétant le cœur central, on peut apercevoir sur la figure i.6b les rangées compactes, composées de plusieurs milliers de paraboles. Ce cœur sera la première phase de construction du SKA.





**Figure i.6:** Représentation du cœur de SKA (a): le réseau phasé, (b): les paraboles [i.6].

Quelques centaines de stations de 100 à 200 mètres de diamètre couvriront le reste de la surface prévue pour le Radiotélescope (figure i.7). Chacune sera composée de plusieurs dizaines de paraboles. La construction des stations est prévue entre 2015 et 2020 après celle du cœur central et donnera au SKA sa configuration finale. Il est donc évident que la quantité d'antennes nécessaires à l'élaboration du réseau d'ouverture, qui constitue le cœur central de SKA, oblige le développement d'antennes à faible coût de fabrication et une production de masse des composants électroniques. Il est donc clair que pour ce type d'application, la technologie du guide d'onde rectangulaire ne peut en ce cas être une solution viable en termes de coût. En outre, l'implémentation des composants actifs est difficile et l'intégration est quasiment impossible.

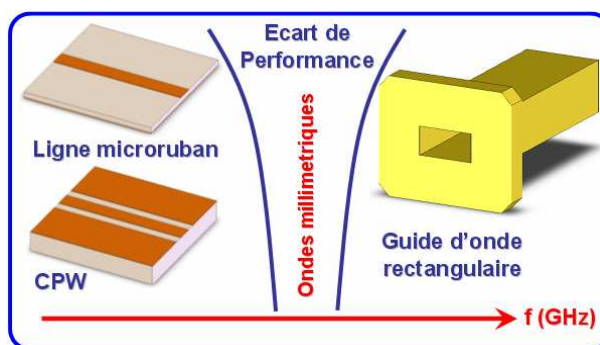


**Figure i.7:** Représentation d'une station du projet SKA [i.6].



- **Technologie des SICs**

L'intégration des circuits planaires a débuté avec les circuits intégrés pour micro-ondes (MIC). Puis les céramiques cofrittées à basse température (LTCC) ont fait leur apparition, enfin les circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) sur semi-conducteurs ont permis de multiplier les applications à hautes fréquences pour lesquelles les coûts sont pris en considération dans le but d'augmenter les volumes de production. Cependant, les pertes élevées avec les lignes microrubans et CPWs limitent les performances des systèmes intégrés aux fréquences millimétriques et empêchent d'intégrer directement des filtres et des antennes ayant des performances acceptables. Beaucoup de travaux de recherche en ondes millimétriques ont vu le jour dans le but de combler le vide entre l'aspect compact de ces lignes planaires et les très performants guides d'onde conventionnels (figure i.8).

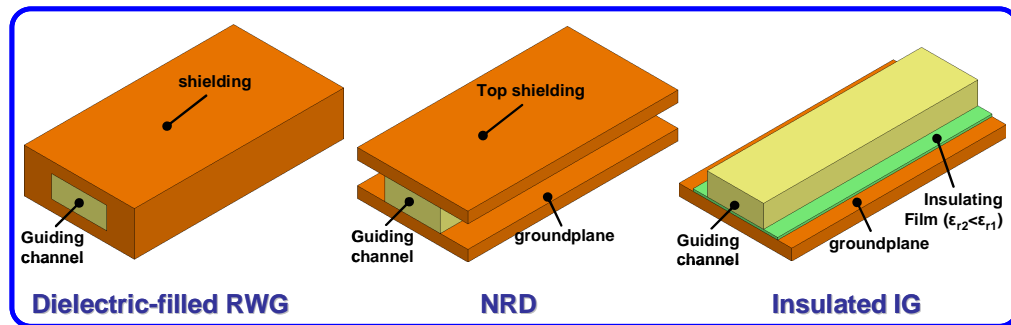


**Figure i.8:** Écart de performance entre les lignes de transmission ayant des pertes élevées et l'encombrement d'un guide d'onde.

Les autres technologies disponibles sont par exemple le circuit intégré micro-gravé et les guides d'ondes diélectriques. La technologie du circuit intégré micro-gravé [i.7] consiste à graver chimiquement un canal dans le substrat semi-conducteur. Une couche conductrice est ensuite déposée sur les parois du canal puis une fine membrane diélectrique est fixée au dessus de ce canal. Sur cette membrane est gravée une ligne

conductrice, pour finalement donner une ligne microruban à faibles pertes. Cependant cette technologie ne permet pas de réaliser des circuits passifs avec un facteur de qualité très élevé [i.7] et la fiabilité mécanique des circuits micro-gravés est problématique.

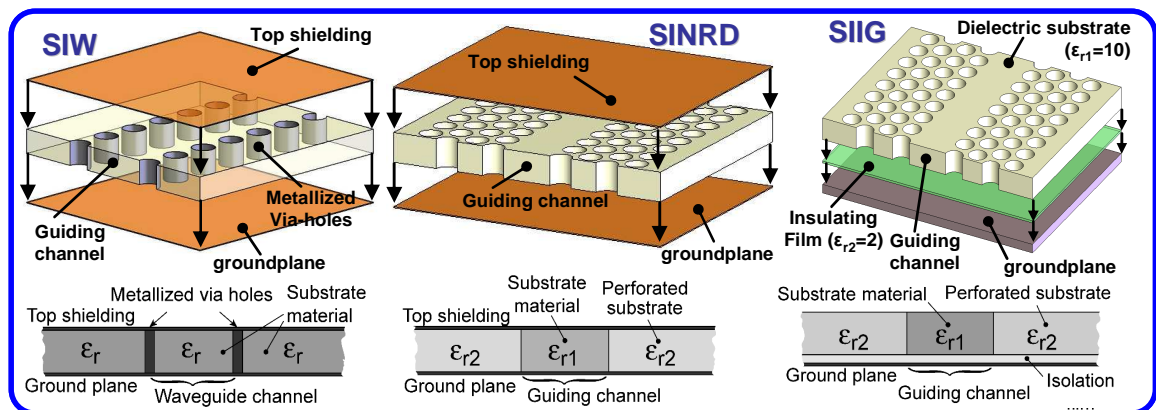
D'un autre côté, le développement des guides d'ondes diélectriques intégrés (figure i.9) est plus prometteur. Il est possible avec ces derniers d'intégrer différents circuits passifs et actifs planaires en un seul procédé de fabrication, de façon très compacte, sans sacrifier les performances et en réduisant les coûts. Les représentants les plus connus des guides d'ondes diélectriques intégrés sont le guide rectangulaire rempli de diélectrique [i.8], l'IG (Image Guide) [i.9], l'ISDG (Inverted Strip Dielectric Guide) [i.10] et le guide NRD (Non-Radiative Dielectric) [i.11]. La figure i.9 montre le guide rempli de diélectrique, le guide NRD et l'IG. Toutes ces structures ont des plans de masse métalliques, mais les pertes de conduction sont relativement faibles car il n'y a pas de singularités de champs comme c'est le cas pour les lignes microrubans et CPW. De plus, les concentrations de champs sont comparativement faibles.



**Figure i.9:** Guides d'ondes diélectriques intégrés.

Ces précédents travaux ont mené à une approche hybride qui permet de combiner différentes technologies de guides d'ondes sur un substrat commun [i.12]. Ainsi, le substrat n'est plus seulement un support pour les circuits hybrides, il permet également de former des guides d'ondes en trois dimensions. Cette technologie a été baptisée "Circuits Intégrés sur Substrat" (SICs) [i.13]. Ces circuits sont une combinaison des

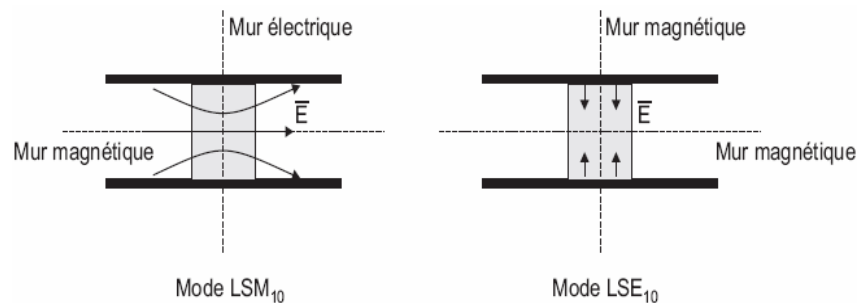
circuits planaires, tels que les lignes microrubans et CPW, et des guides d'ondes non-planaires synthétisés, profitant ainsi des propriétés électriques de ces derniers [i.12]. Les SICs permettent une intégration planaire compacte, la possibilité d'intégrer les transitions, permettant ainsi de réduire les coûts de production. Le concept du SIC, dont les principaux représentants sont montrés à la figure i.10, est de synthétiser une structure guide d'onde non-planaire, et ce, en utilisant une seule couche de substrat, puis d'interconnecter les lignes de transmission planaires sur le même substrat. Le SIC le plus populaire et le plus utilisé est le SIW (Substrate Integrated Waveguide), qui est une version synthétisée du guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique [i.14]. Les guides SINRD (Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric) [i.15] et SIIG (Substrate Integrated Image Guide) [i.16] ont aussi été étudiés.



**Figure i.10:** Guides synthétisés de la famille des SICs: SIW, SINRD et SIIG.

A la différence du SIW, les guides SINRD et SIIG ne possèdent pas de murs métalliques verticaux. Par contraste avec les guides d'onde métalliques intégrés, pour lesquels les ondes électromagnétiques sont guidées par l'interaction des champs et des courants circulant sur les conducteurs, l'effet de guidance pour le SINRD et le SIIG est obtenu en réduisant la permittivité du matériel autour du canal central. Cette opération peut être réalisée par perforation laser du substrat (figure i.10). Cependant, les modes de propagation dans les guides SINRD et SIIG doivent être différenciés. La propagation des

ondes dans le SIIG est basée sur une réflexion interne totale au niveau de l'interface air-diélectrique. Puisque la propagation est localisée à la surface du diélectrique, on parle alors d'ondes de surface. Les premiers modes de propagation dans le guide SINRD sont les modes hybrides  $LSE_{00}$  et  $LSE_{10}$ , mais le SINRD n'est pas opéré dans ces modes pour éviter les problèmes de fuites latérales et de radiations. De plus, si le guide SINRD est placé dans un boîtier métallique, les modes  $TE_{02}$ ,  $TE_{03}$ ,  $TE_{04}$  et  $TE_{05}$  se propageront également, dépendamment de la largeur transversale du guide [i.17]. C'est pour ces raisons que le mode hybride  $LSM_{10}$  lui est préféré, ce mode a de plus faibles pertes et n'engendre pas de pertes par radiation. La figure i.11 montre la forme du champ électrique pour les modes  $LSE_{10}$  et  $LSM_{10}$ . On peut voir que la nature de ces modes fait qu'ils ont un mur magnétique de symétrie en commun. A cause de cela, il peut se produire une conversion entre les modes, d'où la nécessité d'utiliser des supprimeurs de modes LSE.

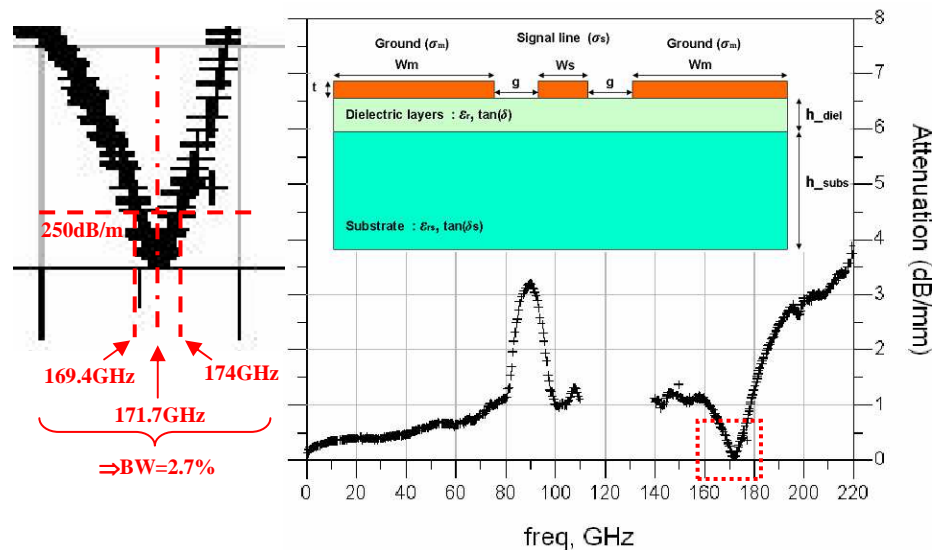


**Figure i.11:** Forme transversale du champ électrique des modes  $LSE_{10}$  et  $LSM_{10}$  [i.17].

Le tableau i.2 présente les résultats de simulation des pertes d'insertion, à 96 GHz, et des largeurs de bande pour différents SICs et pour les lignes CPW et microrubans, ainsi que leurs dimensions respectives [i.18]. Un substrat de silicium haute résistivité ( $10 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ),  $\epsilon_r = 11.7$  et  $\tan \delta = 0.0006$ , est utilisé pour toutes les structures et l'or ( $\epsilon_r = 4.1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) est utilisé pour la métallisation. La rugosité de surface n'est pas prise en compte dans les simulations.



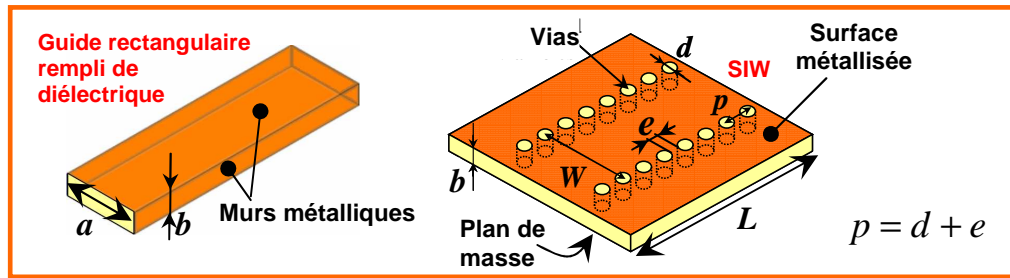
La figure i.13 [i.20] montre les pertes d'insertion pour une ligne CPW ( $W_s=11\mu\text{m}$ ,  $g=12\mu\text{m}$ ,  $W_m=105\mu\text{m}$ ) jusqu'à 220 GHz. L'atténuation est supérieure à 350 dB/m au-delà de 50 GHz et elle devient prohibitive au-delà de 70 GHz. Les pertes peuvent être plus importantes encore si les problèmes de charges libres de surface et de couplage avec les ondes de surfaces apparaissent. L'absence de mesures entre 110 GHz et 140 GHz s'explique par le choix des auteurs en ce qui concerne les modules d'extensions connectés au VNA. Les mesures sur gaufre ont été réalisées jusqu'à 110 GHz avec le VNA Agilent HP10XF et de 140 à 220 GHz avec le VNA Anritsu 37147C et les modules d'extension Oleson. La résonance à 171.7 GHz est probablement due à la longueur de la ligne et ne peut être exploitée (pertes inférieures à 250 dB/m sur seulement 2.7 % puis elles augmentent rapidement).



**Figure i.13:** Atténuation dans une ligne CPW (avec 130 nm de HR SOI) en fonction de la fréquence [i.20].

Observons maintenant le guide SIW. Les murs métalliques verticaux sont synthétisés par deux rangées de trous métallisés qui sont en contact avec les couches métalliques présentes sur les dessus et dessous du substrat. Les fuites par radiation entre les trous métallisés peuvent être minimales si la distance entre les vias est suffisamment

petite. Le mode fondamental de propagation ( $TE_{10}$ ) dans le SIW est similaire à celui observé pour un guide d'onde rectangulaire standard. Cependant, l'atténuation totale du SIW est plus importante dû à la présence de diélectrique dans le guide, entraînant une réduction de la section de ce dernier. Les dimensions du SIW, dont les paramètres sont définis à la figure i.14) sont les suivantes:  $W=865 \mu\text{m}$ ,  $d=184 \mu\text{m}$ ,  $e=118 \mu\text{m}$  et  $b=368 \mu\text{m}$ . La périodicité "p" étant la somme du diamètre et le l'espacement entre deux vias.



**Figure i.14:** Définition des paramètres pour un guide SIW.

Il n'y a pas de singularités de champ et les courants dans la région des murs conducteurs sont beaucoup mieux distribués par comparaison avec des lignes CPW ou microrubans. Les pertes diélectriques  $\alpha_d$  du SIW (mode  $TE_{10}$ ) peuvent être approximées avec l'équation utilisée pour les guides RWG remplis de diélectrique et définie dans [i.21]:

$$\alpha_d(TE_{10}) = (\omega^2 \mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan \delta) \times \left[ 2 \sqrt{\frac{1}{2} \left( k_0^2 - \frac{\pi}{a} \right)} \right]^{-1} \quad (\text{Np/m}) \quad (\text{i.1})$$

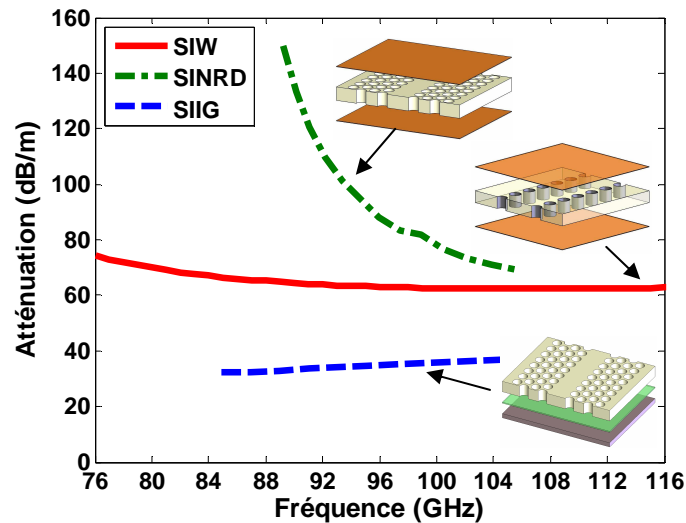
On peut voir que les pertes diélectriques dépendent uniquement de la largeur "a" du guide. Les pertes de conduction  $\alpha_c$  pour un guide RWG sont de la forme [i.21]:

$$\alpha_c(TE_{10}) = 2R_s \times \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2} \right]^{-1} \times \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\mu_0}} \times \left[ \frac{1}{2b} + \frac{1}{a} \left( \frac{f_c}{f} \right)^2 \right] \quad (\text{Np/m}) \quad (\text{i.2})$$

Avec  $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$ , la résistance de surface et  $f_c = \left(2a \sqrt{\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r}\right)^{-1}$  la fréquence de coupure. La largeur "a" du guide permet de s'assurer d'un fonctionnement monomode sur la bande de fréquence considérée et le fait de modifier la hauteur "b" du guide ne modifie en rien les constantes de propagation du mode fondamental  $TE_{10}$  et du premier mode d'ordre supérieur  $TE_{20}$ . L'équation (i2) montre que les pertes de conduction diminuent lorsque "b" augmente. En fait, pour  $b \ll a$ ,  $\alpha_c$  est presque inversement proportionnel à la hauteur du guide. En conséquence, la hauteur du guide SIW à une influence significative sur le facteur de qualité des composants SIW, et plus particulièrement à hautes fréquences. Les pertes totales (figure i.15) sont de 63 dB/m à la fréquence de 96 GHz. Remarquons que les pertes de conduction pourraient être réduites en utilisant un substrat de plus faible permittivité, conséquence d'une augmentation de la section du guide SIW.

L'atténuation dans le guide SINRD, sur substrat d'alumine ( $\varepsilon_r = 9.7$ ), de dimensions  $762 \mu\text{m} \times 381 \mu\text{m}$  (largeur  $\times$  hauteur) est de 88 dB/m à la fréquence de 96 GHz. Dans le but de conserver l'aspect non radiatif de cette structure, et pour éviter la propagation des modes d'ordres supérieurs, le SINRD doit opérer proche de la fréquence de coupure du mode  $LSM_{10}$ . Cependant, la bande d'opération étant très proche de la fréquence de coupure, on observe une forte variation des pertes totales (figure i.15) en fonction de la fréquence, 150 dB/m à 89 GHz et 70 dB/m à 105 GHz. Le guide SIIG est le plus récent membre de la famille des SICs. Les pertes de conduction pour cette structure sont faibles et sont seulement dues à la présence du plan de masse. Ce dernier est utilisé comme blindage, permet de polariser les circuits actifs, peut agir comme dissipateur thermique et il assure un bon support mécanique pour la ligne de diélectrique. Du point de vue modal, le plan de masse permet de décaler les modes d'ordres supérieurs ainsi que les modes dégénérés vers les fréquences plus hautes, augmentant ainsi la largeur de bande monomode utilisable. Comme le guide SINRD, la région de plus faible permittivité est obtenue par perforation laser de 4 rangées de trous.

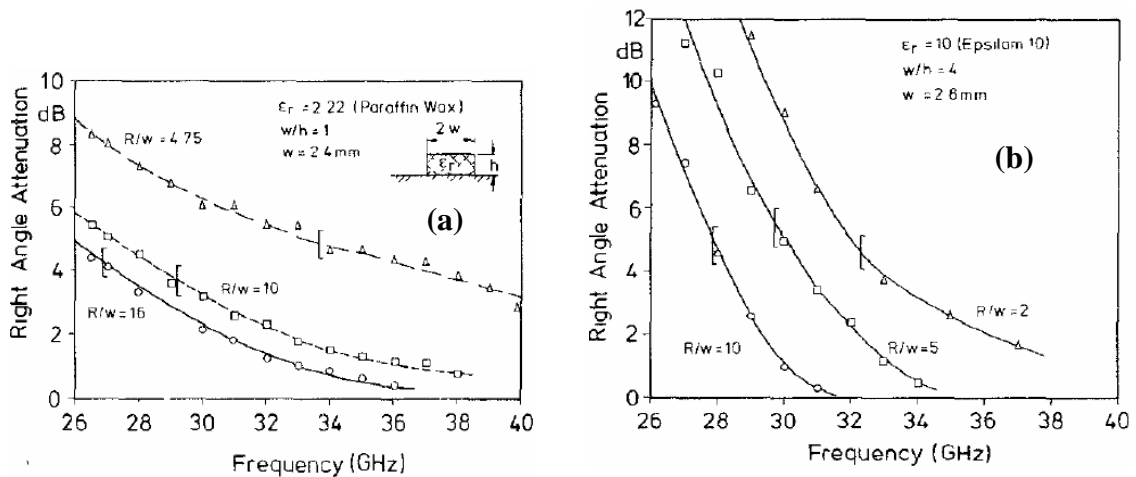




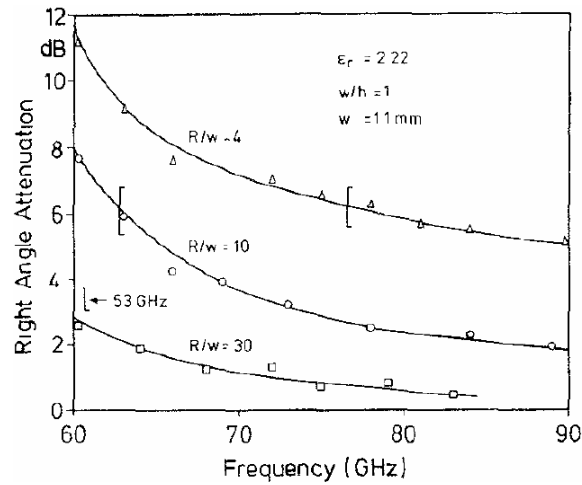
**Figure i.15:** Atténuation des guides SICs sur leur largeur de bande monomode utilisable.

Les dimensions du guide SIIG, sur substrat d'alumine ( $\epsilon_r = 9.7$ ), sont  $580 \mu\text{m} \times 381 \mu\text{m}$  (largeur  $\times$  hauteur) avec un film isolant de polyéthylène ( $\epsilon_r = 2.7$ ,  $\tan \delta = 0.001$ ), de  $30 \mu\text{m}$  d'épaisseur, entre le plan de masse et le diélectrique. Ce film isolant de faible permittivité permet de réduire les pertes de conduction qui sont dues à une forte concentration des champs près du plan de masse. Les pertes totales simulées (figure i.15) sont de  $35 \text{ dB/m}$  à  $96 \text{ GHz}$ , ce qui correspond à un facteur de qualité d'environ 900. Dans le cas du SIIG les pertes de conduction sont inférieures aux pertes diélectriques. Augmenter l'épaisseur du film isolant diminuerait encore les pertes de conduction mais aurait aussi pour effet de diminuer la fréquence de coupure du mode d'ordre supérieur, réduisant par là même la bande de fréquence utilisable. Dans [i.16] on peut voir qu'une largeur de bande d'environ 32% peut être obtenue sans film isolant. L'ajout d'un film ( $\epsilon_r = 2.7$ ) de  $50 \mu\text{m}$  d'épaisseur réduit la largeur de bande à 22%. Cependant, l'onde électromagnétique n'est pas confinée dans le guide SIIG comme c'est le cas pour le guide SIW. En conséquence, d'importantes pertes par radiation apparaissent aux discontinuités, telles que des coudes. Par opposition au guide SINRD qui est par définition non-radiatif. Ces pertes ont été étudiées expérimentalement dans le cas d'un guide image dans [i.22].

La figure i.16 montre les pertes par radiation mesurées (pertes diélectriques et de conduction ont été défalquées) pour un guide image faisant un angle droit, dans la bande 26.5–40 GHz (bande Ka), en fonction de trois différents rayons de courbure normalisés "W/R" (2W étant la largeur du guide image dans le plan du coude) et pour les permittivité:  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\epsilon_r = 10$ . La figure i.17 présente les pertes par radiation dans la bande 60–90 GHz pour  $\epsilon_r = 2.2$ . On peut voir que les pertes par radiation diminuent lorsque la fréquence et le rayon de courbure augmentent. De plus, à permittivités égales (figures i.16-(a) et i.17), les pertes par radiation augmentent lorsque la fréquence augmente (de la bande Ka aux bande V et W), et ce, si les dimensions de la section transversale des guides sont réduites quand la fréquence augmente pour obtenir un fonctionnement monomode (mode hybride TM-à-y:  $E_{11}^y$ ). On peut également remarquer à la figure i.16 que la transition, en termes de pertes par radiation, entre les fréquences basses et hautes est plus abrupte lorsqu'un substrat à haute permittivité est utilisé. Indiquant ainsi un très important phénomène de radiation pour les basses fréquences.

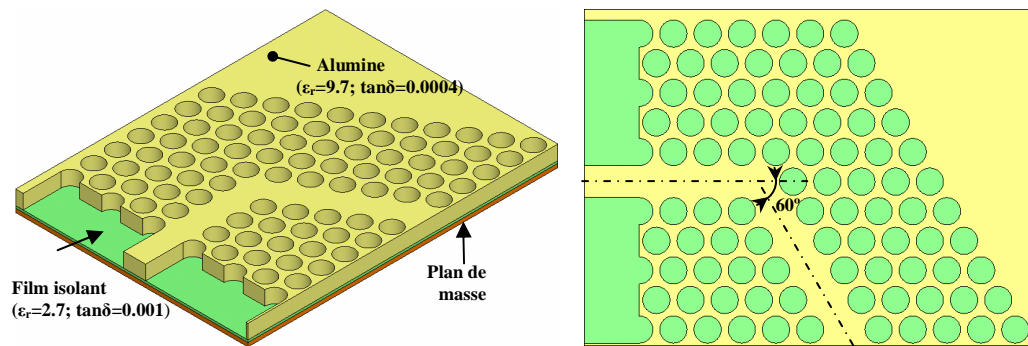


**Figure i.16:** Pertes par radiation mesurées [i.22] pour un coude IG 90° en fonction de la fréquence: (a)  $\epsilon_r = 2.2$  et (b)  $\epsilon_r = 10$ . Les fréquences minimales d'utilisation sont indiquées avec les symboles "[" sur la figure.



**Figure i.17:** Pertes par radiation mesurées pour un coude IG à  $90^\circ$  pour  $\epsilon_r = 2.2$ . La borne inférieure de la bande utilisable est indiquée [i.22].

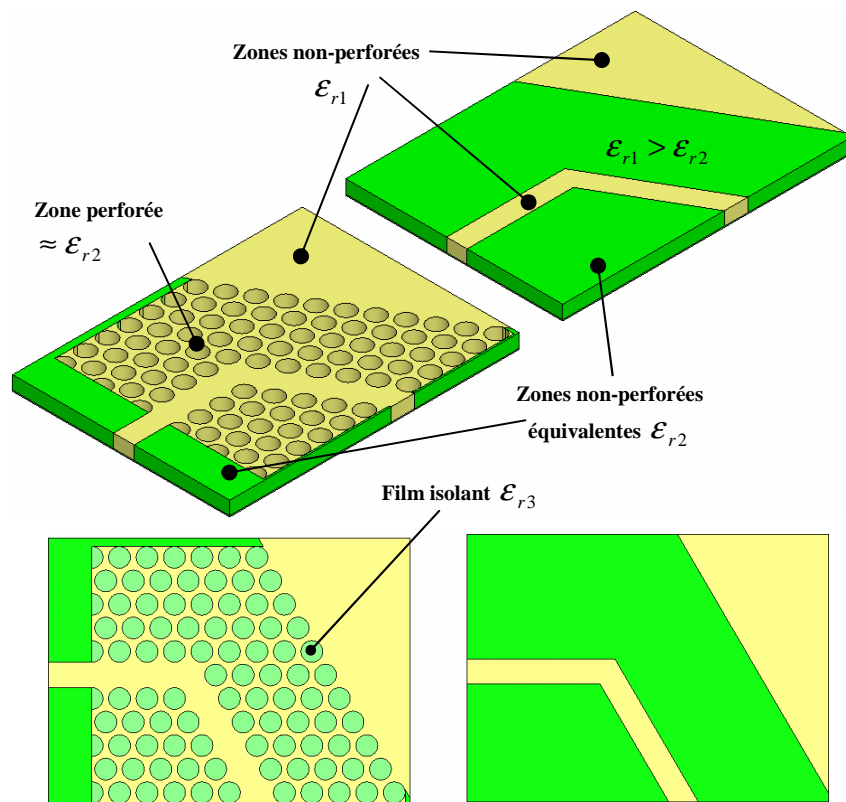
On observe aussi dans ce cas que le phénomène de radiation est prédominant pour les basses fréquences. Les conclusions présentées dans [i.22] peuvent également s'appliquer pour un coude SIIG de  $60^\circ$  [i.16]. La figure i.18 montre le coude SIIG sur substrat à haute permittivité, l'alumine ( $\epsilon_r = 9.7$ ), et sur un film de HDPE ( $\epsilon_r = 2.7$ ).



**Figure i.18:** Coude SIIG de  $60^\circ$  sur substrat d'alumine.

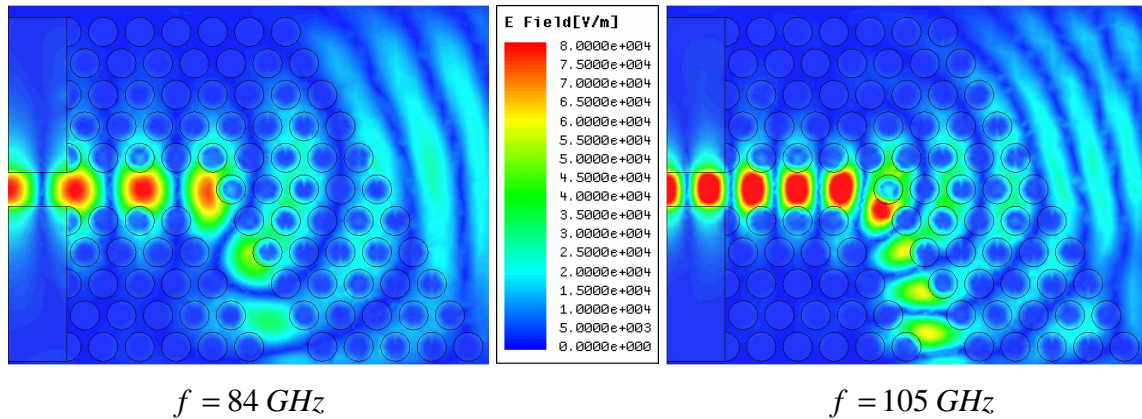
La figure i.19 présente le coude SIIG de  $60^\circ$  et sa version équivalente IG. La région perforée permet de réduire la permittivité ( $\epsilon_{r2}$ ) autour du canal de transmission pour

permettre de confiner, autant que possible, l'onde électromagnétique dans le canal. Bien entendu, même avec des diamètres très petits de trous d'air, il ne sera pas possible d'obtenir une permittivité  $\epsilon_{r2} = 1$ , on aura plutôt  $1 < \epsilon_{r2} < \epsilon_{r1}$ . C'est la raison pour laquelle les guides SIIG présentent des pertes par radiation un peu plus importantes que celles obtenues avec des guides IG.



**Figure i.19:** Coude SIIG de  $60^\circ$  et sa version IG équivalente.

La figure i.20 montre les simulations des champs électriques associés pour les fréquences de 84 GHz et 105 GHz (qui représentent les bornes inférieure et supérieure de la bande utilisable définie à la figure i.15) pour le coude SIIG de  $60^\circ$ . On peut voir que les pertes par radiation à 84 GHz sont inacceptables et elles sont toujours très élevées à 105 GHz.

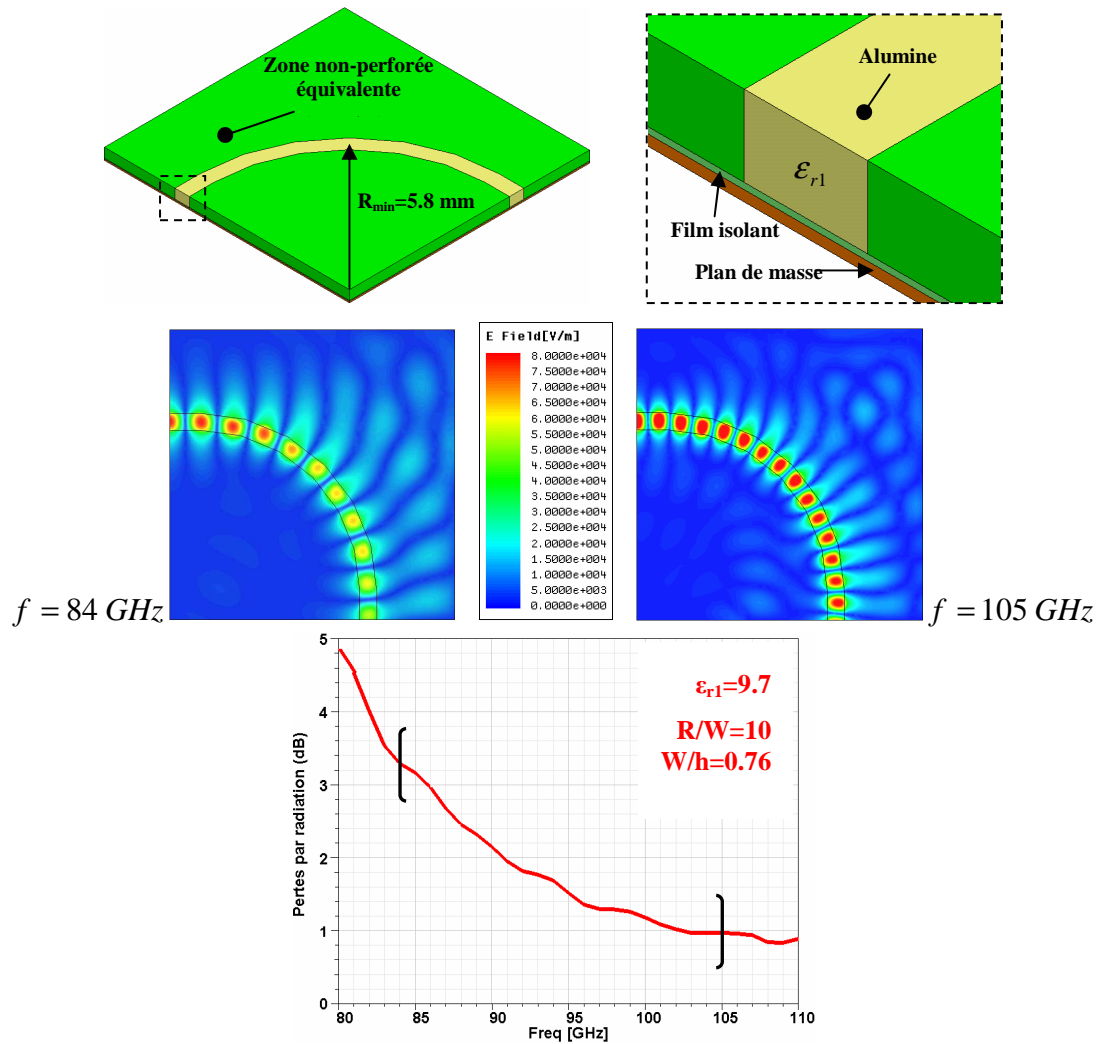


**Figure i.20:** Champs électriques simulés pour  $f = 84 \text{ GHz}$  et  $f = 105 \text{ GHz}$  pour le coude SIIG de  $60^\circ$  sur substrat d'alumine.

Il est ainsi recommandé de maintenir un rayon minimal de courbure dans le but d'obtenir un niveau acceptable de pertes par radiation. Ce rayon minimal peut être estimé par l'équation suivante [i.22]:

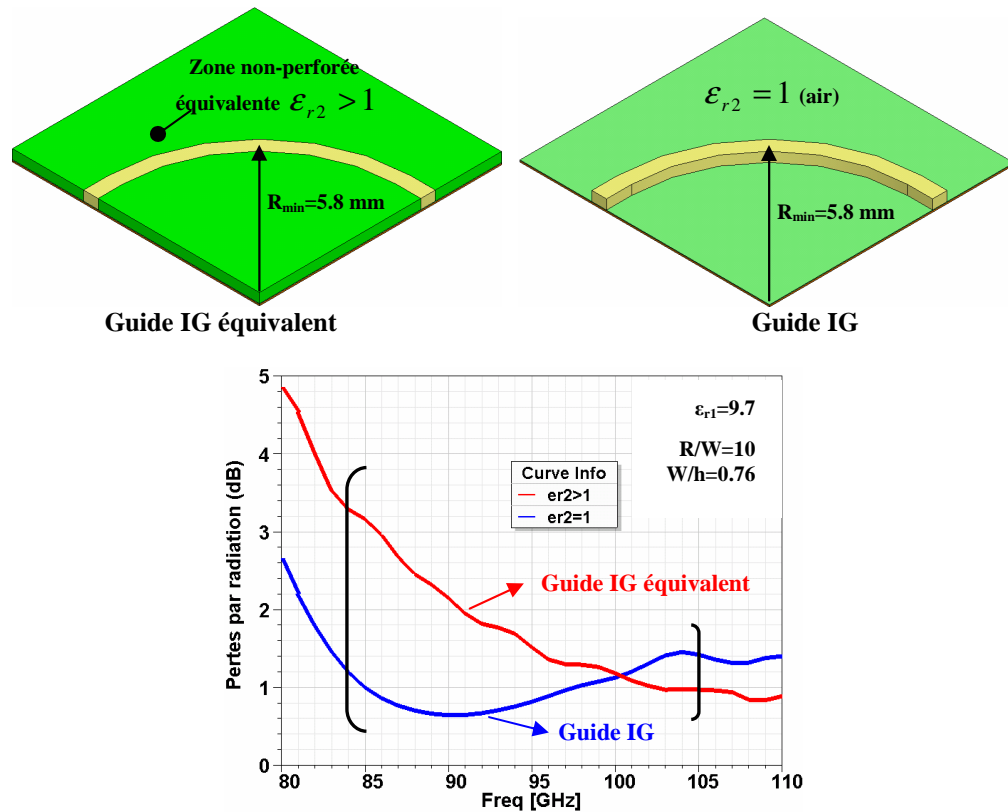
$$R_{\min} = 2 \times \frac{8\pi^2 r_0^3}{\lambda_0^2} = 2R \quad (\text{i.3})$$

Dans l'équation (i.3)  $r_0$  désigne la longueur au-delà de laquelle le champ diminue en  $1/e$  dans une section droite de guide. Il est important de préciser que cette équation est uniquement valable pour les guides images IG, tels que définis à la figure i.9. C'est-à-dire que le canal de transmission central (alumine) est entouré d'air. Dans le cas du guide image IG équivalent au SIIG sur alumine ( $\epsilon_r = 9.7$ ) et film isolant ( $\epsilon_r = 2.7$ ), et pour  $f = 84 \text{ GHz}$ , le rayon minimal " $R_{\min}$ " est d'environ 5.8 mm (figure i.21). La figure i.21 présente également les pertes par radiation simulées d'un coude de  $90^\circ$ , pour le guide IG équivalent, ainsi que les champs électriques pour  $f = 84 \text{ GHz}$  et  $f = 105 \text{ GHz}$ . Il est à noter que si nous avons utilisé la version SIIG avec sa zone perforée, au lieu de la zone non-perforée équivalente autour du canal de transmission, nous aurions obtenu des résultats quasi-identiques.



**Figure i.21:** Coude SIIG de  $90^\circ$  sur substrat d'alumine et champs électriques simulés pour  $f = 84 \text{ GHz}$  et  $f = 104 \text{ GHz}$  avec ( $R_{\min} = 5.8 \text{ mm}$ ).

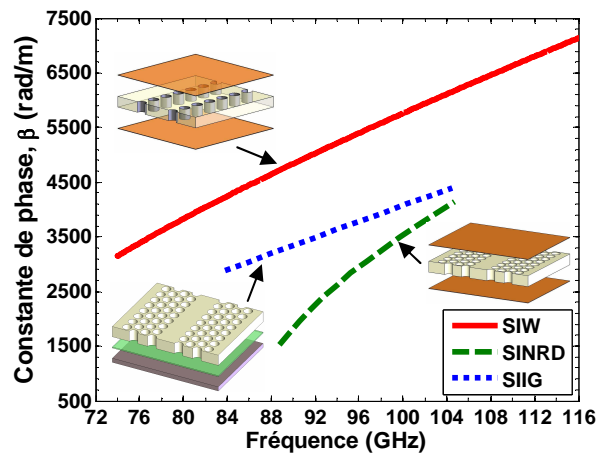
On peut voir à partir des simulations de la figure i.21 une amélioration des pertes dans le coude  $90^\circ$  par rapport aux pertes de la figure i.17 (cas  $R/W = 10$ ). Cependant elles restent élevées avec 1 dB minimum sur toute la bande. La figure i.22 compare les pertes par radiation entre le guide IG équivalent et le guide IG conventionnel. On peut constater que les pertes sont plus élevées dans le cas du guide IG équivalent. La plus petite différence des indices de réfraction entre le canal de transmission et le matériau l'entourant est à l'origine de l'augmentation des pertes.



**Figure i.22:** Pertes par radiation simulées des coudes IG de  $90^\circ$  ( $\epsilon_{r2} > 1$  et  $\epsilon_{r2} = 1$ ) pour  $R_{\min} = 5.8 \text{ mm}$ . La bande de fréquence monomode utilisable est indiquée.

Il est clair que la condition d'un rayon de courbure minimal  $R_{\min} = 2R$ , établie pour les guides IGs [i.23], doit être modifiée dans le cas de l'utilisation de guides SIIGs. Nous avons déterminé par simulation que le rayon de courbure minimal doit respecter l'inégalité  $R_{\min} > 3R$  pour réduire les pertes par radiation à un niveau acceptable. Mais les longueurs résultantes du respect de cette inégalité dans le cas de composants SIIG, tels que des coudes, des diviseurs de puissance ou encore des coupleurs seraient trop pénalisantes et rédhibitoires du point de vue de l'encombrement et des pertes (augmentant les pertes diélectriques et de conduction). Ainsi, les applications les plus intéressantes et performantes du SIIG sont les antennes diélectriques intégrées qui utiliseront des sections droites de SIIG [i.16]. La figure i.23 montre les constantes de

phase du SIW, SINRD et du SIIG dans leurs bandes de fréquences utilisables respectives. On peut voir que le gradient de la courbe de dispersion du SIIG est relativement faible et constant sur la bande de fréquence 84–105 GHz. La proximité de la fréquence de coupure dans le cas du guide SINRD explique la forte dispersion de sa constante de phase dans la bande 89–105 GHz (bande monomode). La constante de phase du mode  $TE_{10}$  du guide SIW présente une bonne linéarité dans la bande 84–116 GHz et une légère dispersion sur toute la bande du guide, c'est-à-dire entre 74 et 116 GHz (de  $1.24 f_c^{TE_{10}}$  à  $1.95 f_c^{TE_{10}}$ ).



**Figure i.23:** Constantes de phase simulées du SIW, SINRD et SIIG.

La dispersion d'un guide est un paramètre important dont il faut tenir compte lors du choix de la technologie à utiliser pour notre application. En effet, il permet de traduire la dépendance des vitesses de phase et de groupe en fonction de la fréquence qui s'écrit:

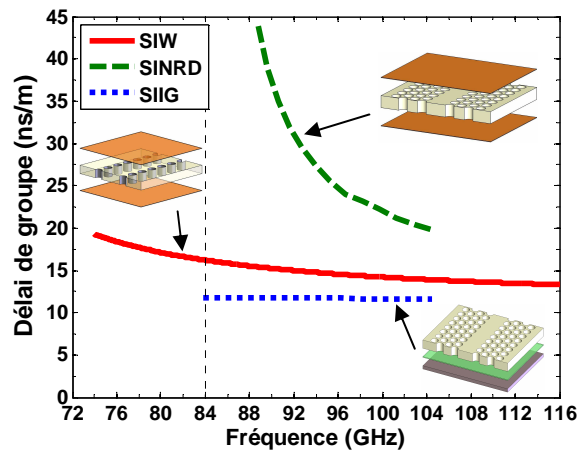
$$v_p = \omega / \beta \quad (i.4)$$

$$v_g = \partial \omega / \partial \beta \quad (i.5)$$



Ainsi, un guide très dispersif entraînera d'importantes distorsions de phase des signaux transmis. Une autre manière de quantifier physiquement la vitesse de groupe est de définir le délai de groupe:

$$d_g = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} = v_g^{-1} \quad (\text{i.6})$$



**Figure i.24:** Délais de groupe simulés du SIW, SINRD et SIIG.

Pour le guide SINRD on a un délai de groupe de 35.25 ns/m  $\pm$  44 % dans la bande 89–105 GHz (BW=16.5 %). Le guide SIIG présente quant a lui un délai de groupe de 11.65 ns/m  $\pm$  1 % dans la bande 84–105 GHz (BW=22.2%). Enfin, dans le cas du guide SIW, il est de 14.75 ns/m  $\pm$  10 % dans la bande 84–116 GHz (BW=32 %) et de 14.1 ns/m  $\pm$  5 % dans la bande 93–116 GHz (BW=22 %). En tenant compte des résultats présentés précédemment, plusieurs conclusions peuvent être dégagées. Pour des applications en radioastronomie, le guide SINRD est trop dispersif, le délai de groupe présente une trop grande non-linéarité et les pertes sont trop élevées. De plus, sa largeur de bande monomode utilisable est seulement de 15 % à 20 % en utilisant des suppresseurs de modes (ce qui rend la conception et la fabrication plus complexes). Le guide SIIG est plus large bande (BW=22 % avec film et BW=32 % sans), il présente des pertes d'insertion remarquablement faibles et une très bonne linéarité de délai de groupe.

Cependant, les importantes pertes par radiation, dues à la présence de discontinuités telles que des coudes, posent des sérieux problèmes pour la radioastronomie où chaque fraction de décibel est critique. Le guide SIW est donc le meilleur candidat pour les applications en radioastronomie dans les ondes-millimétriques. En effet, des largeurs de bande monomode de 40 % et des pertes totales relativement constantes et inférieures à 80 dB/m peuvent être obtenues pour des fréquences supérieures à 100 GHz. De plus, les pertes diélectriques peuvent être optimisées en choisissant un substrat à faibles pertes tangentielles et les pertes de conduction pourront être minimisées avec une surface polie et une épaisseur de guide qui ne soit pas trop faible. À noter que les pertes diélectriques et de conduction seront réduites de façon significatives à basses températures (4 K à 77 K), contrairement aux pertes par radiation qui resteraient les mêmes.

- **Contenu des chapitres de cette thèse**

Le premier chapitre de cette thèse est une présentation du projet ALMA ainsi que des performances obtenues par les membres du groupe d'ondes millimétriques de HIA-NRC avec le récepteur de la bande 3. Et plus particulièrement les performances des composants RF passifs tels que les coupleurs, le diviseur de puissance ou encore l'antenne cornet sont indiquées.

Le deuxième chapitre porte sur la conception de guides SIW. Une nouvelle méthode empirique, utilisant des fonctions trigonométriques et polynômiales, pour le calcul rapide de la largeur effective d'un guide SIW est présentée. Une comparaison est faite avec les autres équations analytiques disponibles dans la littérature. Un domaine de validité ainsi qu'un nouveau domaine d'optimisation pour la conception de guides SIW, pour un diamètre de trou métallisé et pour un espacement entre deux trous consécutifs donnés, sont également proposés. La zone d'optimisation permet de concevoir un guide SIW qui ne souffre pas de pertes par radiation, et dont la bande de fréquence utilisable se trouve suffisamment éloignée de l'influence des bandes de propagation interdite (BPI). Les pertes par réflexion, qui sont dues à la présence de rangées de vias, sont également

optimales dans cette zone. Il est également montré dans ce chapitre que l'utilisation de vias de formes parallélépipédiques était préférable aux formes cylindriques, et ce, du point de vue de la position des fréquences de résonances des BPIs, de la fabrication et de la stabilité structurelle du guide SIW. Il est également montré que l'utilisation de fentes métallisées est possible tout en conservant la bande d'intérêt en dehors de la BPI. Afin de montrer la supériorité du guide SIW par rapport aux lignes microrubans/CPW en termes de pertes, un résonateur SIW fut conçu et mesuré à la fréquence de 24 GHz. Enfin, pour être capable de mesurer les circuits passifs SIW à plus hautes fréquences, une nouvelle transition d'un guide SIW vers un guide d'onde rectangulaire standard WR-10 a été conçue et une transition dos-à-dos a été mesurée dans la bande 75–115 GHz.

Dans le troisième chapitre, la conception d'un diviseur de puissance SIW compact dans la bande 90–110 GHz est présentée. Ce diviseur de puissance représente le premier composant constituant la partie passive du récepteur hétérodyne SIW opérant dans la bande 3 du projet ALMA. Le calcul de la largeur effective du SIW est pris en considération pour optimiser la conception des diviseurs de puissance en "T" en fonction des coudes utilisés (90° avec angle droit ou avec rayon de courbure). Cependant, une structure en "Y" fut choisie au lieu de la structure dite en "T", car elle était, pour des fréquences d'opération supérieures à 100 GHz, mieux adaptée aux procédés de fabrication disponibles au centre de recherche POLY-GRAMES, à savoir la perforation laser et la métallisation des trous utilisant la technique de déposition de métal par pulvérisation cathodique. Dans le but de rendre le diviseur de puissance en "Y" plus compacte, un coude 90° compacte a également été conçu en utilisant la technologie SIW et en utilisant des vias de formes parallélépipédiques et polygonales pour synthétiser avec précision le mur électrique latéral du coude. Les performances du prototype du diviseur de puissance SIW ont été mesurées en utilisant la transition SW-RWG développée. Les mesures du prototype de diviseur de puissance montrent des pertes d'insertion proches de 3 dB lorsque les effets des transitions et des pertes estimées dans les lignes d'accès SIW sont défectueux (de-embedded).

Le quatrième chapitre présente les deux nouveaux coupleurs SIW large bande qui ont permis de finaliser la version planaire de la partie passive du récepteur ALMA bande 3. Le premier coupleur a un facteur de couplage de 3dB et il opère dans la bande 83–112 GHz, le second est un coupleur 23 dB fonctionnant dans la bande 85–115.5 GHz. Un nouveau coupleur 3dB SIW multi-branches, constitué de trois couches a été conçu dans la bande 19–27 GHz, et ce, en utilisant la théorie des modes pairs et impairs. La largeur de bande était satisfaisante mais les tolérances de fabrication et la difficulté d'aligner correctement les trois couches n'ont pas permis de l'utiliser dans la bande 85–115 GHz. En collaboration avec le professeur Jens Bornemann, de l'Université de Victoria, un concept novateur de coupleurs SIW multi-branches large bande et composés d'une seule couche dans le plan H a été proposé. Dans un premier temps les coupleurs ont été conçus en utilisant la technique de "mode matching" puis les coupleurs SIW ont été optimisés afin de réduire l'influence des modes d'ordres supérieurs, tel que le mode  $TE_{30}$ , permettant ainsi d'augmenter les performances aux fréquences les plus hautes. Huit fentes de couplage sont utilisées pour le coupleur 23 dB et 24 fentes pour celui de 3 dB, ce dernier étant la somme de deux coupleurs de 8.34 dB placés en série et constitués de 12 fentes chacun. Dans le but de terminer les ports non utilisés des coupleurs SIW, une charge quasi-planaire SIW, et fonctionnant dans la bande 75–115 GHz, fut conçue. Les résultats de simulations montrent un coefficient de réflexion inférieur à  $-34$  dB sur toute la bande d'intérêt et une atténuation d'au moins 40 dB pour une longueur de 13.23 mm.

Le cinquième chapitre présente la conception de deux antennes à fente à ouverture progressive linéaire (LTSA), fonctionnant respectivement dans les bandes 21–30 GHz et 90–116 GHz. Une épaisseur de substrat de  $508 \mu\text{m}$  est utilisée dans la première bande d'intérêt et une épaisseur de  $127 \mu\text{m}$  a été considérée pour la bande 90–115 GHz. Ces antennes planaires ont été alimentées par une ligne SIW, permettant d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à  $-20$  dB sur les largeurs de bande considérées. Le mode d'excitation de la ligne SIW étant perpendiculaire aux champs se propageant le long de l'antenne TSA, c'est la version antipodale (ALTSA) qui a été utilisée. Il est

montré qu'une très bonne symétrie entre les plans E et H au niveau des diagrammes de rayonnement peut être obtenue avec ce type d'antenne, ce qui est remarquable compte tenu du fait qu'il s'agit d'antennes planaires. Le niveau de polarisation croisée et le niveau des lobes secondaires peuvent être, quant à eux, à plus de 23 dB en dessous de la valeur maximale (environ 15 dBi) du lobe principal dépendamment de l'épaisseur de l'antenne. Le niveau de polarisation croisée des ces LTSAs, qui est en général de l'ordre de  $-7$  à  $-12$ dB dans le cas des versions antipodales, est amélioré en utilisant une structure dite "en peigne" sur les côtés des antennes. Une transition SIW-microruban a été conçue dans le but de mesurer l'antenne ALTSA opérant dans la bande 21–30 GHz. Et pour être capable de mesurer l'antenne dans la bande 90–116 GHz, une transition SIW-RWG fut également conçue.

Le dernier chapitre est consacré à la conception d'un nouvel OMT en technologie guide d'onde opérant dans la bande 1 (31.3–45 GHz) du projet ALMA. Notre configuration utilise une jonction tourniquet avec un élément d'adaptation, pour la séparation des deux polarisations, et deux cylindres superposés ont été placés au centre de la jonction comme élément d'adaptation pour améliorer le coefficient de réflexion. Dans le but d'augmenter la largeur de bande utilisable (jusqu'à environ 42 %), des combineurs de puissance compacts, conçus dans le plan E et non dans le plan H, ont été utilisés. En effet, avec des combineurs de puissance en plan H les adaptations aux ports d'entrée et sorties de l'OMT étaient seulement de l'ordre de  $-20$  dB sur une largeur de bande d'environ 20 %. Les performances de notre prototype d'OMT, en termes de coefficient de réflexion, d'isolation, de pertes d'insertion et de cross-polarisation, ont été comparées avec les OMTs déjà existants. Les très bons résultats de mesures obtenus dans cette bande de fréquences ont montré que ce nouvel OMT peut être utilisé pour des conceptions à plus haute fréquence (au-delà de 100 GHz) tout en utilisant la traditionnelle fraiseuse à commande numérique.

## CHAPITRE 1

### CONTEXTE DU PROJET ALMA

Ce premier chapitre présente le contexte de nos travaux de recherche. Une description du projet ALMA est donnée et les performances des composants passifs RF, conçus par le groupe en ondes millimétriques de l'Institut Herzberg d'astrophysique en technologie du guide d'onde, du récepteur de la bande 3 (84–116 GHz) sont présentées.

#### 1.1. Bandes de fréquences et spécifications du projet ALMA

Parmi les dix récepteurs (Tableau 1.1) qui seront présents dans chaque télescope du projet ALMA, permettant de couvrir une gamme de fréquences comprises entre 31 GHz et 1 THz, le groupe en ondes millimétriques de l'Institut Herzberg d'astrophysique (IHA) s'est vu attribuer le récepteur hétérodyne opérant dans la bande 3 (84–116 GHz).

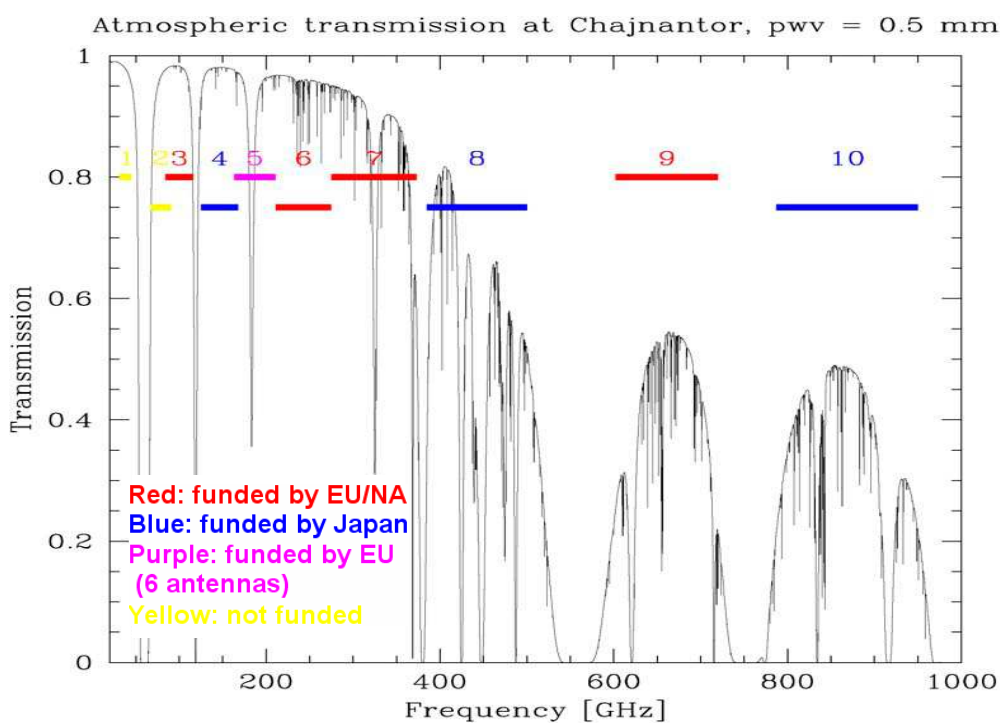
**Tableau 1.1:** Caractéristiques des récepteurs du projet ALMA [1.1].

Bande ALMA	Signal RF (GHz)	Signal LO (GHz)	Signal IF (GHz)	Température sur plus de 80% de la bande RF		Température à n'importe quelle fréquence RF		Configuration du récepteur/ technologie	Produit par
				T <sub>SSB</sub>	T <sub>DSB</sub>	T <sub>SSB</sub>	T <sub>DSB</sub>		
1	31.3 – 45	27.3 – 33	4 – 12	17 K	9K	28 K	14 K	SSB-USB/HEMT+OMT	N. A*
2	67 – 90	79 – 94	4 – 12	30 K	15 K	50 K	25 K	SSB-LSB/HEMT+OMT	N. A
<b>3</b>	<b>84 – 116</b>	<b>92 – 108</b>	<b>4 – 8</b>	<b>37 K</b>	<b>19 K</b>	<b>62 K</b>	<b>31 K</b>	<b>2SB**/SIS+OMT</b>	<b>IHA</b>
4	125 – 163	133 – 155	4 – 8	51 K	26 K	85 K	43 K	2SB/SIS+OMT	NAOJ
5	163 – 211	171 – 203	4 – 8	65 K	33 K	108 K	54 K	2SB/SIS+OMT	OSO
6	211 – 275	219 – 267	4 – 8	83 K	42 K	138 K	69 K	2SB/SIS+OMT	NRAO
7	275 – 372	283 – 364	4 – 8	147 K	74 K	221 K	111 K	2SB/SIS+grid	IRAM
8	385 – 500	393 – 492	4 – 8	98 K	49 K	147 K	74 K	2SB/SIS+OMT	NAOJ
9	602 – 720	614 – 708	4 – 12	175 K	88K	263 K	132 K	DSB**/SIS+grid	NOVA
10	787 – 950	799 – 938	4 – 12	230 K	115 K	345 K	173 K	DSB/SIS+grid	NAOJ

\* Non assignée; \*\* (2SB: 2 Side Bands; SSB: Single Side Band; DSB: Double Side Band)

## 1.2. Les conditions atmosphériques à Chajnantor au Chili

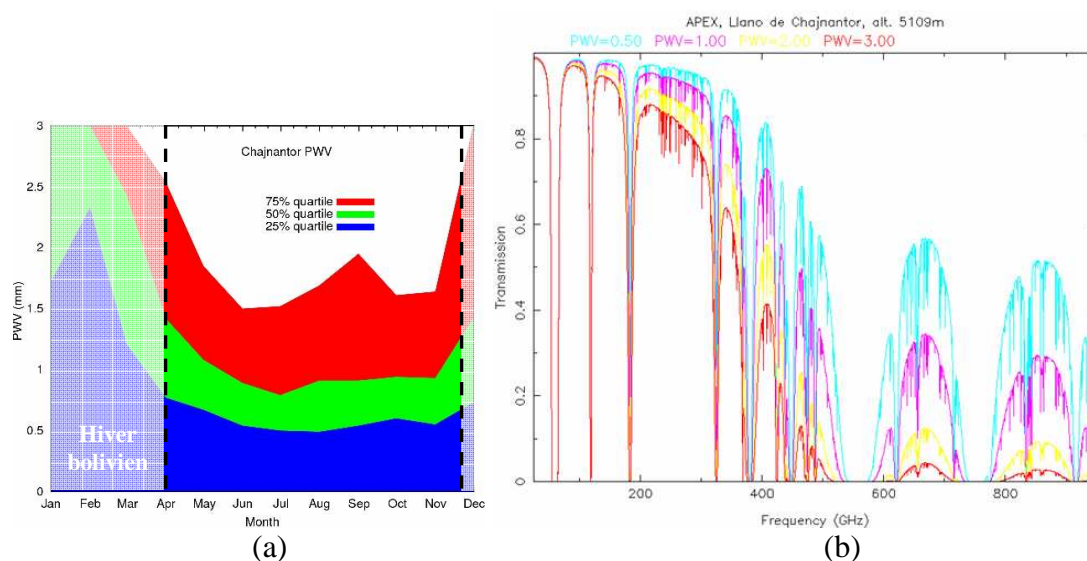
L'observation des corps célestes dans la bande 3 est possible à partir des télescopes placés en altitude sur le plateau Chilien car l'absorption atmosphérique, due à la présence des molécules d'eau et d'oxygène, est relativement faible. La figure 1.1 montre la transmission atmosphérique pour les 10 bandes de fréquences sur le site même d'implantation d'ALMA, à Chajnantor au Chili.



**Figure 1.1:** Transmission atmosphérique entre 25 GHz et 1 THz à Chajnantor [1.2].

La transmission est montrée pour un PWV (Precipitable Water Vapor) de 0.5 mm. Le PWV, qui signifie la vapeur d'eau précipitable, représente la quantité d'eau, exprimée en hauteur d'eau, qui pourrait être obtenue si toute la vapeur d'eau contenue dans une colonne d'air atmosphérique déterminée était condensée et précipitée. La figure 1.2a montre la variation annuelle de vapeur d'eau précipitable (PWV) à Chajnantor [1.3]. Comme on peut le voir, les conditions se dégradent durant "l'hiver bolivien" qui débute

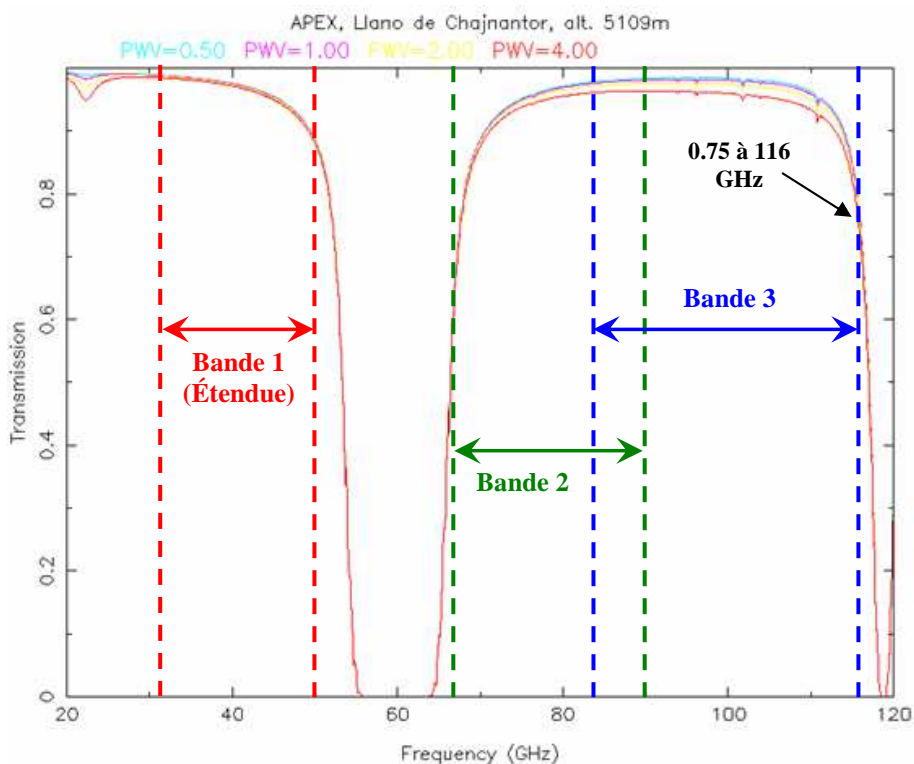
vers la fin du mois de décembre pour se terminer au mois d'avril. Cette période sera généralement consacrée à la maintenance technique et à l'installation de nouveaux instruments. Un PWV moyen de 1mm peut être obtenu le reste de l'année et 0.5 mm peuvent être espérés sur 25 % du temps. La figure 1.2b décrit l'évolution de la transmission atmosphérique de 25 GHz à 950 GHz pour quatre valeurs de PWV allant de 0.5 mm à 3 mm à Chajnantor. Il est clair que l'observation des corps célestes, dans les bandes 9 et 10 d'ALMA, sera très difficile pour des valeurs de PWV supérieures à 1 mm.



**Figure 1.2:** (a): Variation annuelle de vapeur d'eau précipitable (PWV), (b): transmission atmosphérique entre 25 GHz et 950 GHz pour PWV=0.5 à 3mm [1.3].

Par contre, on peut voir sur la figure 1.3 que les bandes 1, 2 et 3 d'ALMA (la transmission est de 74 % à 116 GHz pour la bande 3) sont quasiment insensibles aux variations de PWV (de 0.5 mm à 4 mm). L'observation dans ces bandes pourra donc se faire tout au long de l'année y compris durant l'hiver bolivien. La largeur de bande étendue de la bande 1 est entre 31 GHz et 50 GHz.





**Figure 1.3:** Transmission atmosphérique entre 20 et 120 GHz [1.3].

### 1.3. Observation dans la bande 3 et antennes réflectrices Cassegrain

Les plus importantes lignes spectrales moléculaires présentes dans la bande 3, qui ont été identifiées par l'assemblée générale de l'Union Astronomique Internationale (UAI), sont répertoriées dans le tableau 1.2 [1.4]. Cette partie du spectre dans la bande 84–116 GHz permet l'étude des lignes moléculaires à faible excitation, et des émissions en continu de particules froides. Elle permet en outre d'isoler le monoxyde de carbone dont les raies moléculaires d'un certain nombre de ses isotopes se situent autour de 112 GHz : CO (115.2 GHz),  $^{13}\text{CO}$  (110.2 GHz),  $\text{C}^{18}\text{O}$  (109.7 GHz).

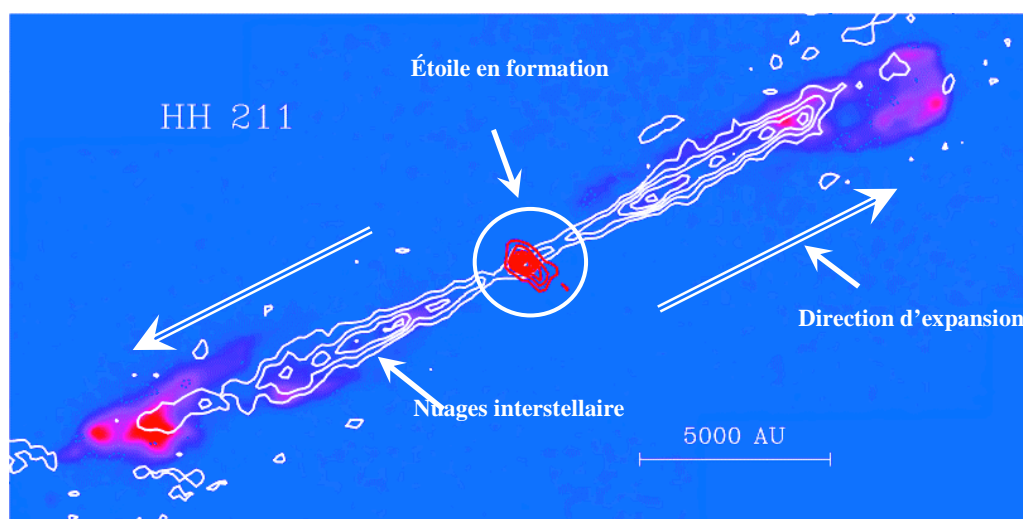
**Tableau 1.2:** Molécules d'intérêts présentes dans la bande 3 [1.4].

Molécule	fréquence	Largeur de bande
Cyclopropenylidene (C <sub>3</sub> H <sub>2</sub> )	85.339 GHz	85.05 - 85.42 GHz
Silicon monoxide (SiO)	86.243 GHz	86.16 - 86.33 GHz
Formylium (H <sup>13</sup> CO <sup>+</sup> )	86.754 GHz	86.66 - 86.84 GHz
Silicon monoxide (SiO)	86.847 GHz	86.76 - 86.93 GHz
Ethynyl radical (C <sub>2</sub> H)	87.300 GHz	87.21 - 87.39 GHz
Hydrogen cyanide (HCN)	88.632 GHz	88.34 - 88.72 GHz
Formylium (HCO <sup>+</sup> )	89.189 GHz	88.89 - 89.28 GHz
Hydrogen isocyanide (HNC)	90.664 GHz	90.57 - 90.76 GHz
Diazenylium (N <sub>2</sub> H)	93.174 GHz	93.07 - 93.27 GHz
Carbon monosulphide (CS)	97.981 GHz	97.65 - 98.08 GHz
Sulphur monoxide (SO)	99.300 GHz	99.98 - 100.18 GHz
Methyl acetylene (CH <sub>3</sub> C <sub>2</sub> H)	102.5 GHz	102.39 - 102.60 GHz
Methanol (CH <sub>3</sub> OH)	107.014 GHz	106.91 - 107.12 GHz
Carbon monoxide (C <sup>18</sup> O)	109.782 GHz	109.67 - 109.89 GHz
Carbon monoxide ( <sup>13</sup> CO)	110.201 GHz	109.83 - 110.31 GHz
Carbon monoxide (C <sup>17</sup> O)	112.359 GHz	112.25 - 112.47 GHz
Cyano radical (CN)	113.5 GHz	113.39 - 113.61 GHz
Carbon monoxide (CO)	115.271 GHz	114.88 - 115.39 GHz

Une des principales motivations pour le projet ALMA est la connaissance des origines des constituants fondamentaux de l'univers – planètes, étoiles et galaxies. Pour la première fois, les astronomes pourront directement détecter la formation des planètes, autour de jeunes étoiles, dans les systèmes qui ressemblent beaucoup à notre propre système solaire tel qu'il était il y a 4.5 milliards d'années. Les différentes bandes de récepteur d'ALMA se compléteront bien pour de telles études. L'imagerie thermique en continue sera combinée aux observations des lignes moléculaires. Une autre utilisation de l'ALMA sera d'étudier des processus de formation d'étoiles dans les galaxies les plus éloignées et par extension la formation des galaxies elles-mêmes.

Les lignes spectrales à faible excitation de la bande 3 sont extrêmement utiles parce qu'elles agissent comme des traceurs de la masse et de la cinématique des régions de formation d'étoiles. La figure 1.4 présente un exemple concret de l'utilité de ces lignes de CO dans la détection d'étoiles en formation [1.5]. Les contours blancs représentent ce que les émissions de CO permettent de détecter, c'est-à-dire les densités des colonnes de

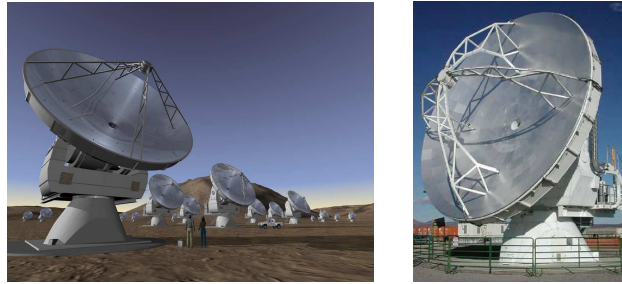
gaz, la présence de turbulences, de rotations dans les nuages interstellaires, et leurs expansions dans le sens opposé au centre de l'étoile en formation. À partir de ces données, les astronomes peuvent étudier la dynamique des étapes de la naissance de cette jeune étoile. La résolution des images avec ALMA sera 10 fois supérieure à celle de la Figure 1.4. Ce réseau d'antennes réflectrices sera entre 10 à 100 fois plus sensible et aura une résolution angulaire 10 à 100 fois supérieure aux instruments existant. Enfin, l'ALMA permettra d'observer les premières étapes dans la formation des galaxies [1.6] en mesurant les déplacements vers l'infrarouge de la masse gazeuse d'une étoile en formation.



**Figure 1.4:** Flux bipolaire observé dans le nuage de CO [1.5].

- **Les antennes réflectrices Cassegrain**

Chaque antenne réflectrice (figure 1.5) est un télescope de type Cassegrain, du nom de son inventeur. Ce dispositif optique se compose de deux miroirs, un miroir primaire concave et parabolique, dit objectif, et un miroir secondaire convexe hyperbolique.

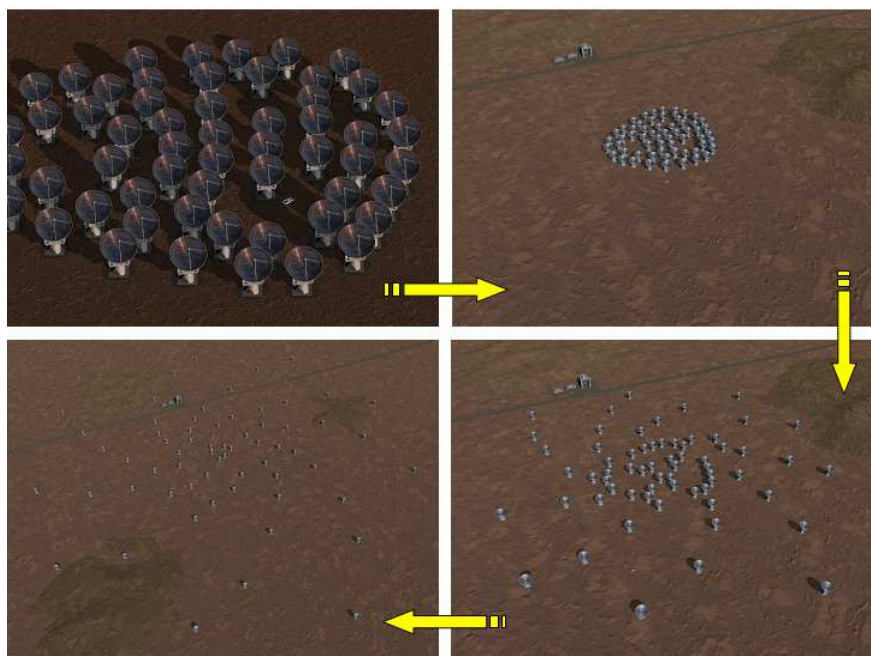


**Figure 1.5:** Vue du réseau d'antennes réflectrices d'ALMA [1.7].

Tous les récepteurs sont alimentés avec un oscillateur local cohérent qui est optiquement transmis, sur une distance pouvant atteindre 14 km, à partir du centre du réseau à toutes les antennes réflectrices. Ces dernières représentent 64 structures mécaniques de plus de 50 tonnes chacune pour un diamètre de miroir primaire de 12 m. Dans le but de fournir une grande variété de configurations de réseaux, chaque antenne peut être déplacée par transporteur vers l'un des 186 plots (figure 1.6) prévus à cet effet. Les configurations de réseaux (figure 1.7) peuvent s'étendre sur 150 m à 14 km.



**Figure 1.6:** Plots en construction [1.8] et transporteur [1.9].



**Figure 1.7:** Configurations possibles pour le réseau ALMA [1.8].

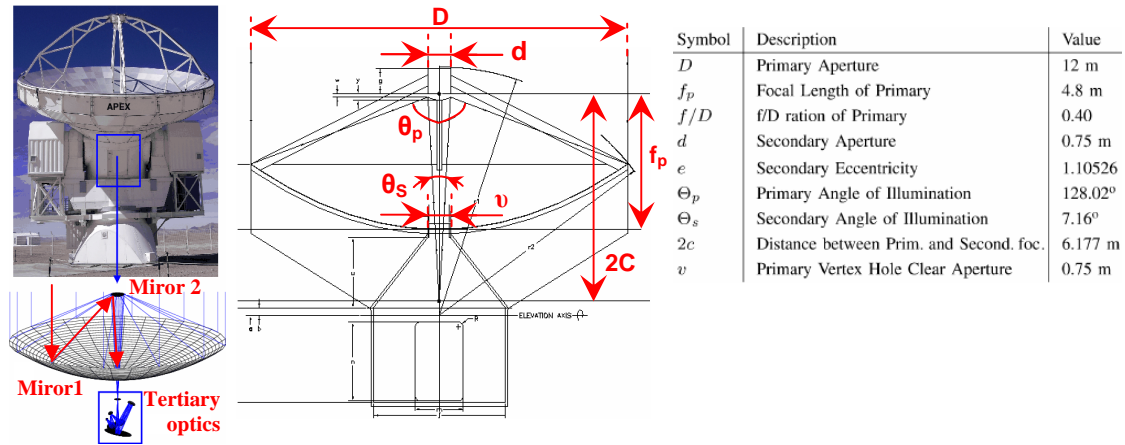
Les principales caractéristiques des antennes réflectrices, du réseau ALMA et des corrélateurs sont résumés à la figure 1.8 [1.10].

		12m Array	ACA
Array	Altitude	From 5,000m to 5,100m	
	Number of Antennas	50 (up to 64)	12(7m) + 4 (12m)
	Total Collecting Area	5,650 m <sup>2</sup> (up to 7,240 m <sup>2</sup> )	460 + 450 m <sup>2</sup>
	Angular Resolution	0.02" ( $\lambda/1$ mm)(10 km/distance)	5.7" ( $\lambda/1$ mm)
Baseline Lengths		15 - 16,000 m	
Antennas	Diameter	12m	7m, 12m
	Surface Accuracy	<25 $\mu$ m	<20 $\mu$ m, <25 $\mu$ m
	Offset Pointing	<0.6", 2" all-sky absolute pointing under primary operating conditions	
Correlator	Baselines	up to 2016	120
	Bandwidth	16 GHz per base line	
	Spectral Channels	4096	

**Figure 1.8:** Caractéristiques des antennes et du réseau ALMA [1.10].

La précision de pointage des antennes doit être meilleure que 0.6 arc sec rms. Les principaux paramètres optiques des antennes sont indiqués à la figure 1.9. Le ratio de la focale sur le diamètre du miroir primaire est  $f/D = 0.4$  pour cette configuration

Cassegrain. Pour modifier la position nominale du foyer du télescope (lors des changements de bandes de fréquences), le miroir secondaire peut être mécaniquement ajusté. Des approximations de faisceau gaussien ont été utilisées pour la conception des surfaces optiques actives. Plus de détails sur la relation entre la taille du faisceau gaussien et l'illumination de l'antenne peuvent être trouvés dans [1.11].



**Figure 1.9:** Paramètres de l'antenne Cassegrain [1.7].

#### 1.4. Performances en termes de bruit des récepteurs ALMA

Pour chacune des 10 bandes de fréquences un récepteur, appelé cartouche, est conçu. Les cartouches sont intégrées dans une chambre à vide commune et refroidies à 4K, température nécessaire pour l'utilisation de jonctions supraconductrices. Les signaux en provenance des récepteurs sont numérisés puis transmis au centre de traitement des données où ils sont combinés et traités au taux de  $1.6 \times 10^{16}$  opérations par seconde. Les spécifications en termes de température de bruit de ces récepteurs RF peuvent s'exprimer sous la forme suivante sur toute la bande de fréquence [1.12]:

$$T_{SSB} = A \times \frac{2\pi \times \hbar \times f_s}{k} + 4K \quad (1.1)$$

Avec  $\hbar$  la constante de Planck réduite,  $k$  la constante de Boltzmann,  $f_s$  la fréquence supérieure de la bande considérée et le paramètre  $A$ , qui représente le nombre de photons et qui prend les valeurs suivantes:

En dessous de 275 GHz, couvrant les bandes 1 à 6:

- $A = 6$  sur plus de 80% de la bande RF;
- $A = 10$  pour n'importe quelle fréquence RF

Entre 275 GHz et 500 GHz, couvrant les bandes 7 et 8:

- $A = 8$  sur plus de 80% de la bande RF
- $A = 12$  pour n'importe quelle fréquence RF

Au-delà de 602 GHz, couvrant les bandes 9 et 10:

- $A = 10$  sur plus de 80% de la bande RF
- $A = 15$  pour n'importe quelle fréquence RF

Dans le cas des configurations SSB et 2SB la suppression de la bande image doit être d'au moins 10 dB. Dans le cas du DSB le rapport de bande latérale doit être de moins de 1.5 dB. Pour la configuration 2SB, la puissance totale de sortie dans la bande IF 8–12 GHz devra être inférieure d'au moins de 10 dB à la puissance totale dans la bande IF 4-8 GHz. La densité spectrale de la puissance IF de sortie doit être entre  $-40$  dBm/GHz et  $-27$  dBm/GHz avec un bruit à l'entrée RF de 300 K. Cette spécification est applicable sur toute la bande IF allant de 4 à 12 GHz. Au-delà de cette largeur de bande, la puissance totale IF de sortie doit être inférieure à  $-18$  dBm. Dans le but de synthétiser une image dans le corrélateur, il est très important de maintenir la cohérence entre les antennes. Cette cohérence doit être préservée en bruit d'amplitude et en bruit de phase. Le bruit d'amplitude, qui s'exprime en termes de variance d'Allan ( $\sigma^2$ ), doit être supérieur à  $5 \times 10^{-7}$  pour une fenêtre temporelle comprise entre 0.1 s et 10 s.

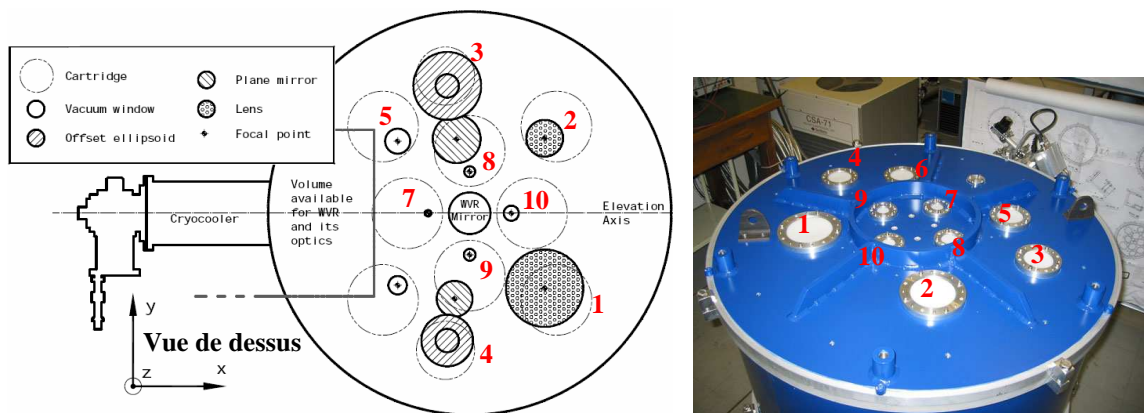
### 1.5. Les cartouches des bandes 1 à 10 et chambre à vide (cryostat)

La contrainte la plus importante pour la conception du système optique d'ALMA fut la nécessité de pouvoir "facilement" permettre l'observation radio des signaux provenant de l'espace sur dix bandes de fréquence à polarisation double. Chacune des bandes de fréquence devaient être construite dans une cartouche spécifique qui devait être facilement interchangeable, et toutes les cartouches devaient pouvoir être insérées dans une chambre à vide (cryostat) commune. Pour les bandes 1 et 2, l'élément actif est un amplificateur faible bruit (LNA) HEMT opérant à la température nominale de 15K. Toutes les autres cartouches utilisent des mélangeurs SIS (Superconductor-Insulator-Superconductor), basés sur l'utilisation de jonctions supraconductrices pour la transposition de fréquence. Les mélangeurs SIS, les amplificateurs faible bruit (HEMT) et les isolateurs qui suivent sont refroidis à 4K. Les composants de la partie frontale des récepteurs ALMA, et opérant à températures cryogéniques, sont assemblés dans les cartouches. Chaque bande dispose d'une lentille ou de miroirs ellipsoïdaux, permettant de rediriger le faisceau à partir du point focal du secondaire vers l'antenne cornet corrugée. Le signal incident est séparé en deux polarisations, nominalement linéaires et orthogonales, et redirigé vers l'amplificateur ou le mélangeur. Pour les bandes 1 à 6 et la bande 8, la séparation des polarisations est effectuée en utilisant une jonction orthomode (OMT) qui est placée à la suite de l'antenne cornet corrugée. A plus hautes fréquences, pour les bandes 7 à 10, l'OMT est remplacé par une grille de polarisation qui nécessite une antenne cornet pour chaque polarisation. Dans les deux cas, le signal est converti vers une fréquence intermédiaire IF (4–12 GHz), avec un mélangeur SIS. Pour les bandes 1 et 2, la détection se fait avec un amplificateur faible bruit et un mélangeur à bande latérale unique (SSB), en bande latérale supérieure pour la bande 1 et en bande latérale inférieure pour la bande 2. Les récepteurs basés sur des mélangeurs SIS sont de deux différents types: à bande latérale double (DSB) et à séparation de bandes latérales (2SB). Pour la configuration 2SB les deux signaux IF sont détectés simultanément, pour le cas DSB on a un seul signal de sortie IF qui représente la combinaison linéaire



(nominalement égale) des réponses des deux bandes latérales. Les bandes 3 à 8 utilisent des mélangeurs 2SB et les bandes 9 et 10 des mélangeurs DSB. Et chaque canal de transmission dispose de 8 GHz de largeur de bande IF. Les signaux issus des mélangeurs sont amplifiés par des amplificateurs faible bruit cryogéniques ayant un gain d'environ 35 dB et une température de bruit autour de 5 K. Les signaux IF amplifiés sont alors transférés à l'extérieur du cryostat via des câbles coaxiaux puis ils sont de nouveaux amplifiés, avec des LNAs fonctionnant à température ambiante, avant d'être transmis au corrélateur.

La position des cartouches [1.13] et des fenêtres d'accès dans le cryostat sont montrées à la figure 1.10. Les dimensions du cryostat sont 970 mm de diamètre pour une hauteur d'environ 700 mm. L'espace à l'intérieur est suffisant pour contenir les dix cartouches qui seront insérées par le dessous du cryostat. Les bandes 7 à 10, qui représentent les plus hautes fréquences, sont plus proches du centre du cryostat (donc proche de l'axe du télescope) pour réduire autant que possible les phénomènes d'astigmatisme, d'aberration et de polarisation croisée.



**Figure 1.10:** Position des cartouches [1.13] et des fenêtres d'accès dans le cryostat [1.14].

## **1.6. Le récepteur "bande 3" produit par IHA**

### **1.6.1. La topologie du récepteur bande 3**

Le développement (de 24 cartouches pour le moment) et la production (73 cartouches au total) du récepteur de la bande 3 (84–116 GHz) est une des contributions du Canada (IHA-NRC) au projet ALMA [1.15]. Le récepteur se compose d'une optique froide (une antenne cornet corrugée et une lentille), d'un mélangeur supraconducteur pour la détection des bandes latérales supérieure et inférieure (2SB), d'amplificateurs cryogéniques, d'isolateurs, d'une chaîne d'amplification IF (pour les tests), de sondes de température et des circuits/câblages d'interconnexion et de protection DC. La structure de la cartouche, la jonction orthomode (OMT), l'oscillateur local et l'électronique de polarisation DC ont été fournis par des partenaires du projet ALMA. Le diagramme blocs de la bande 3, figure 1.11, montre l'ensemble des composants qui ont été assemblés dans la cartouche, dont la structure a été fournie par le Rutherford Appleton Laboratory (RAL). Le signal RF provenant de l'optique chaude traverse le filtre IR de l'étage 110 K, puis le filtre IR de l'étage 15 K et enfin la fenêtre d'accès, qui est en fait un disque de polyéthylène haute densité moulé (HDPE). Ensuite le signal RF est collecté par l'antenne cornet corrugée. La sortie de l'antenne est connectée à un OMT. Ce dernier permet de séparer le signal RF d'entrée en deux polarisations orthogonales. Les deux polarisations (0 et 1) sont alors traitées simultanément jusqu'à la sortie de la cartouche. Un atténuateur de 5 à 10 dB, dépendamment de la puissance disponible, est placé à la sortie du générateur de l'OL, permettant ainsi de réduire le bruit thermique de ce dernier. Le signal de l'OL est généré par un oscillateur YIG (15–18 GHz) qui est amplifié et multiplié par 6 (90–108 GHz) avant d'être dirigé vers le diviseur de puissance via un guide d'onde rectangulaire. Dans le but d'obtenir une bonne séparation de bandes, les trajets à partir de l'entrée des mélangeurs SIS jusqu'à l'entrée du coupleur hybride IF doivent être égaux. De plus les gains des mélangeurs se doivent d'être très similaires.

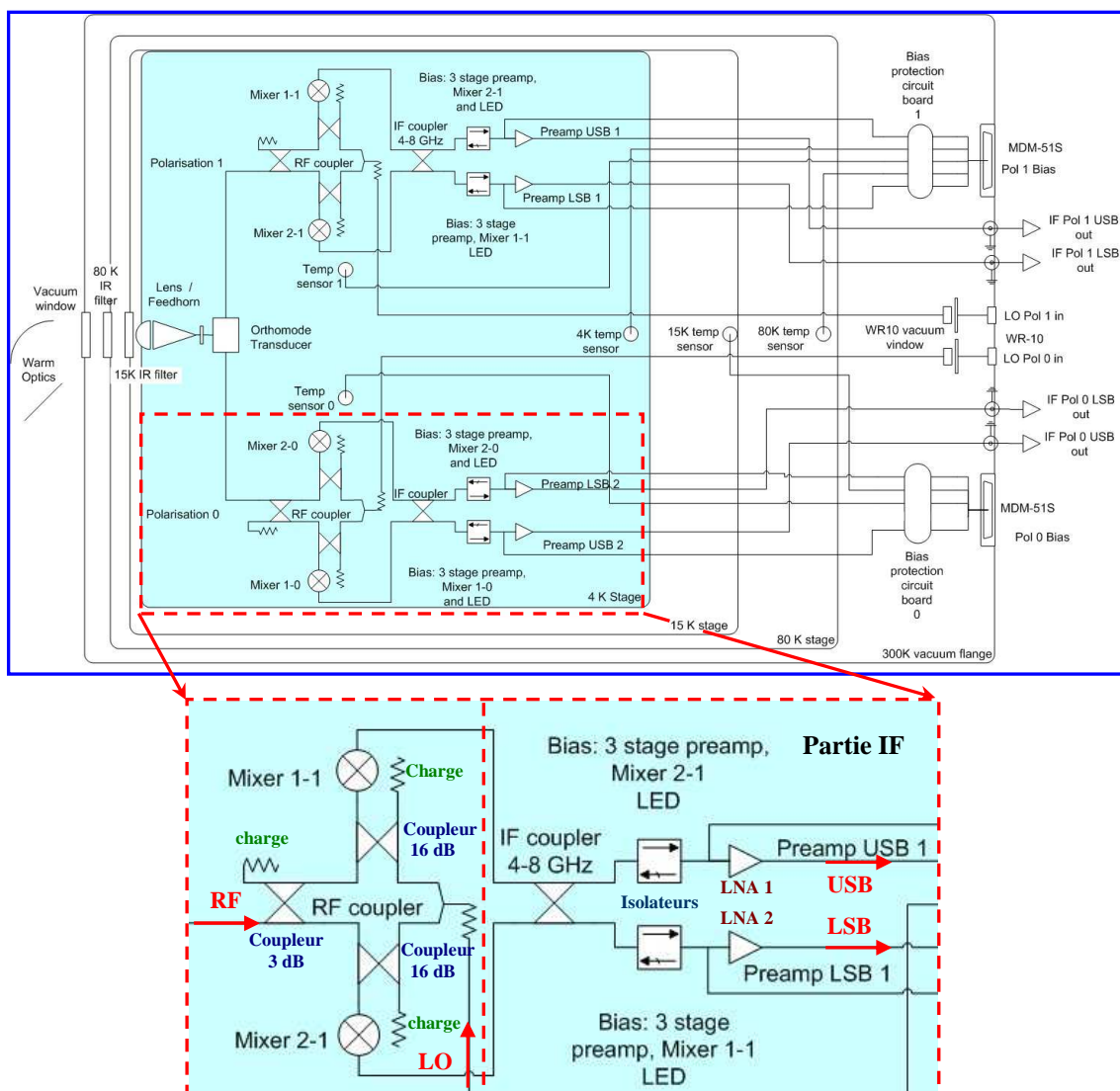


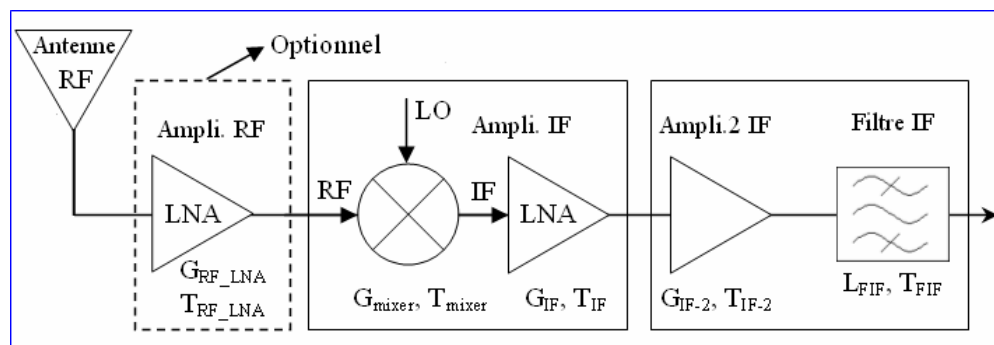
Figure 1.11: Architecture du récepteur de la bande 3 [1.15].

### 1.6.2. Les différents types de mélange : DSB, SSB et 2SB

- Mélange à bande latérale double DSB

Dans le cas où le signal est ramené en bande de base par un seul changement de fréquence, le récepteur est dit homodyne. Lorsqu'un ou plusieurs changements sont

réalisés pour transposer le signal sur une fréquence intermédiaire, le récepteur est dit hétérodyne. Si de plus une sélectivité accrue est ajoutée sur la fréquence intermédiaire permettant ainsi de choisir un canal spécifique, le récepteur est par définition superhétérodyne. Un récepteur superhétérodyne, présenté à la figure 1.12 est, avec un seul mélangeur, intrinsèquement à bande latérale double (DSB). C'est-à-dire que non seulement la bande du signal RF est transposée vers la bande IF, mais la bande RF image « parasite » est également transposée vers la même bande IF et se superpose à la bande du signal. Cependant, il existe une alternative à cela avec les mélangeurs à bande latérale unique (SSB), à séparation de bandes latérales (2SB) et mélangeurs balancés.



**Figure 1.12:** Topologie d'un récepteur superhétérodyne.

La non-linéarité du mélangeur est générée par des jonctions SIS à effet tunnel. En effet, pour une tension de polarisation  $V_0$  donnée, l'application d'une tension  $V(t)$  génère un courant dans la jonction qui peut s'écrire sous la forme d'une série de Taylor:

$$I(t) = I(V_0 + V(t)) = I(V_0) + \frac{dI(V_0)}{dV} V(t) + \frac{d^2 I(V_0)}{2dV^2} V^2(t) + \dots \quad (1.2)$$

$$\approx I(V_0) + \alpha_1 V(t) + \alpha_2 V^2(t) + \dots$$

Lors de la combinaison d'un signal LO de la forme  $\bar{V}_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$  et d'un signal RF  $\bar{V}_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ , on aura alors:

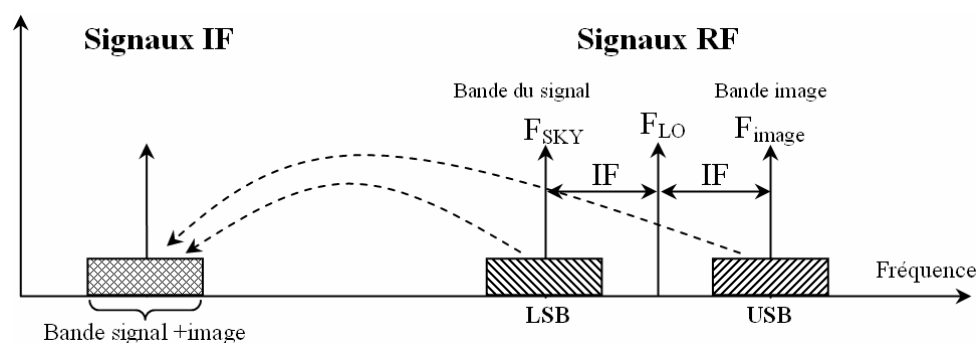
$$V(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t) \quad (1.3)$$

Le courant dans la jonction devient:

$$\begin{aligned}
I(t) = & I(V_0) + \alpha_1 [V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)] && \text{(Signal original)} && (1.4) \\
& + \alpha_2 \left( \frac{V_{RF}^2}{2} + \frac{V_{LO}^2}{2} \right) && \text{(Signal rectifié)} \\
& - \alpha_2 \left( \frac{V_{LO}^2}{2} \cos(2\omega_{LO}t) + \frac{V_{RF}^2}{2} \cos(2\omega_{RF}t) \right) && \text{(Premier harmonique)} \\
& + \alpha_2 V_{RF} V_{LO} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] && \text{(Différence de fréquence)} \\
& - \alpha_2 V_{RF} V_{LO} \cos[(\omega_{LO} + \omega_{RF})t] && \text{(Somme de fréquence)} \\
& + \dots
\end{aligned}$$

Dans le cas d'un composant linéaire, le coefficient d'expansion  $\alpha_2$  de la série de Taylor est nul et aucune fréquence de conversion n'est possible. Le terme différence de fréquence dépend de  $\alpha_2$ , qui est une mesure de la non-linéarité de la caractéristique I-V. Cela signifie qu'une forte non-linéarité est nécessaire pour maximiser le gain de conversion du mélangeur. Il est souhaitable que ce dernier ait un gain linéaire, c'est-à-dire que la puissance de sortie IF doit être proportionnelle à la puissance du signal d'entrée. Ce qui est le cas si l'amplitude du signal LO est constante, si la valeur de  $\alpha_2$  ne change pas et si le signal est suffisamment faible pour que les termes d'ordres supérieurs de la série de Taylor restent négligeables. L'équation 1.4 montre que pour une fréquence intermédiaire IF non nulle, il existe une fréquence dite image  $f_{image}$  différente de la fréquence RF,  $f_{RF}$ , qui est transposée en IF telle que  $|f_{image} - f_{RF}| = 2f_{IF}$  (peut s'écrire également  $|f_{LO} - f_{image}| = f_{IF}$ , qui résulte du produit des cosinus aux fréquences  $f_{LO}$  et  $f_{image}$ ). La figure 1.13 illustre ce que l'on obtient, deux différentes bandes de fréquences (bandes image et signal) qui se superposent l'une sur l'autre après mélange. On parle

alors de mélange à double bande latérale. Le fait d'avoir deux bandes superposées l'une sur l'autre pose un problème en radioastronomie. En effet, pour l'observation des lignes spectrales, le bruit atmosphérique contenu dans la bande image dégrade le rapport signal à bruit. Il y a aussi le phénomène appelé la confusion de ligne spectrale. Les lignes des deux bandes latérales sont présentes à la sortie IF mais il n'est pas possible de savoir de quelle bande latérale elles proviennent.



**Figure 1.13:** Spectres des bandes signal et image.

- **Mélanges à bande latérale unique (SSB) et à séparation de bande (2SB)**

D'autres moyens pour rejeter la fréquence image existent sans avoir recours aux filtres RF placés à la suite de l'antenne. Ils sont construits autour de systèmes permettant la soustraction des fréquences indésirables. En effet, pour résoudre le problème, on peut construire des récepteurs à bande latérale unique (SSB) dont le filtrage de la bande image se fait avant le mélange, récupérant ainsi uniquement la bande du signal à la sortie. Un filtrage quasi-optique peut également être utilisé sur le trajet optique avant le mélangeur, ou bien en syntonisant le « backshort » du guide d'onde du mélangeur [1.16]. Cette dernière solution implique néanmoins une syntonisation mécanique et le « backshort » doit avoir différentes valeurs optimisées pour chaque fréquence. Un mélangeur à séparation de bande latérale (2SB) [1.17] et [1.18] sépare la bande image et la bande du signal, il est ainsi possible d'utiliser les deux bandes. L'avantage du

mélangeur 2SB est qu'il ne nécessite pas de syntonisation mécanique. Le choix entre un récepteur SSB et 2SB dépend d'un certain nombre de facteurs tels que les conditions atmosphérique, les modes d'observation, la complexité du récepteur. Les définitions et une comparaison des modes d'opération (DSB, SSB et 2SB) sont données dans [1.19].

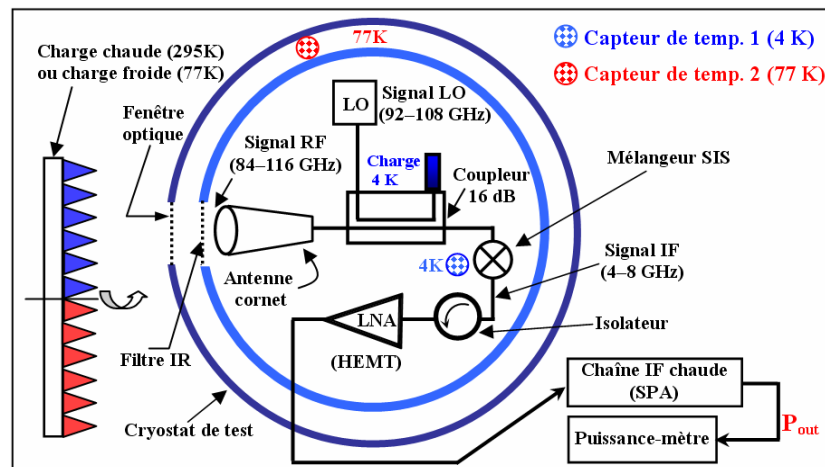
On peut citer par exemple la bande 8 d'ALMA (385–500 GHz) qui a adopté la configuration 2SB (bande IF de 4 à 8 GHz) [1.20], au lieu de la configuration DSB (bande IF de 4 à 12 GHz), pour éviter le problème de la présence de plusieurs bandes d'absorption de H<sub>2</sub>O et d'O<sub>2</sub> [1.21] autour de 400 GHz. S. Guilloteau explique dans [1.22] qu'à partir d'une hypothèse raisonnable concernant la distribution de l'observation en continue par rapport à l'observation d'une simple ligne spectrale (une largeur de bande de détection très étroite est requise pour la détection des lignes moléculaires de la source observée par opposition à la détection en continue large bande pour laquelle le signal est intégré sur une large bande de fréquence), les mélangeurs DSB sont préférables pour les plus hautes fréquences. L'avantage de ces derniers est d'environ 10% par rapport aux récepteurs SSB pour  $f > 500 \text{ GHz}$ . L'avantage des récepteurs SSB est également d'environ 10 % pour  $f < 500 \text{ GHz}$ . L'analyse du compromis entre la largeur de bande et le bruit du récepteur indique également qu'une réduction d'un facteur 2 de la largeur de bande de détection peut être compensée par une amélioration de l'ordre de 25 % à 30 % du bruit de récepteur.

### 1.6.3. Le récepteur DSB pour la bande 3

- **Topologie du système de mesure**

Le diagramme de la figure 1.14 présente le montage utilisé par IHA pour mesurer les performances du mélangeur dans la configuration DSB. La température à l'intérieur du cryostat de test (cartouche) est de 4.2 K et la pression est de  $10^{-6}$  Torr (équivalent à  $1.33 \cdot 10^{-9}$  bar). La radiation provenant des charges froide (77 K) et chaude (~295 K) est

injectée dans le mélangeur après avoir traversé la fenêtre optique, le filtre infrarouge, l'antenne cornet et le coupleur LO (pour ne prélever qu'une fraction de la puissance du LO). Le signal de l'oscillateur local est généré par un oscillateur YIG à verrouillage de phase. Une fois que le signal d'entrée est transposé en fréquence intermédiaire, il est amplifié à l'extérieur du cryostat en utilisant une chaîne IF d'amplification et de filtrage (Spectrum Power Analyzer) conçu par le groupe d'ondes millimétriques de l'IHA dans le cadre du projet ALMA, permettant de mesurer la puissance de sortie du récepteur pour finalement la convertir en température de bruit. Le SPA permet d'effectuer des mesures larges bandes avec un filtre passe-bande 4–8 GHz et des mesures en bande étroite à partir d'un filtre YIG (d'une largeur de bande à  $-3$  dB comprise entre 25 et 60 MHz). La contribution du SPA en termes de température de bruit est de 0.4 K maximum. Les pertes d'insertion pour la fenêtre optique (avec filtre IR) sont de 0.04 dB et celles de l'isolateur sont de 0.6 dB. Les pertes dans les câbles coaxiaux (4 K) sont de 0.2 dB.



**Figure 1.14:** Mesure de la température de bruit du récepteur DSB.

- Niveau de puissance à l'entrée et à la sortie du cryostat de test

Le niveau de puissance à l'entrée du cryostat  $P_{in-cryo}$  peut être défini comme suit:

$$P_{in-cryo} = kTB \quad (1.5)$$



Avec  $k$  = constante de Boltzmann =  $1.3806503 \times 10^{-23}$  J.K<sup>-1</sup>;  $T$  = Température de bruit en Kelvin;  $B$  = Largeur de bande en Hz. La largeur de bande de l'amplificateur cryogénique est de 8 GHz. Cependant, la largeur de bande de l'isolateur est limitée à 4 GHz ( $f = 4-8$  GHz). La puissance à l'entrée varie selon le type de charge qui lui est présenté. Les pertes et gains des éléments constituant le récepteur sont résumés dans le tableau 1.3. La puissance à la sortie du cryostat peut se calculer, dans les cas de charges chaude ( $T= 295$  K) et froide ( $T= 77$ K), de la façon suivante:

$$P_{\text{out-cryostat}} (77 \text{ K}) = P_{\text{in-cryo}} (77 \text{ K}) + (\text{pertes} + \text{gains du récepteur}) \quad (1.6)$$

$$P_{\text{out-cryostat}} (295 \text{ K}) = P_{\text{in-cryo}} (295 \text{ K}) + (\text{pertes} + \text{gains du récepteur}) \quad (1.7)$$

**Tableau 1.3.** Pertes et gains des éléments du récepteur.

Composant	Pertes d'insertion (dB)	Conversion Gain (dB)
Optique+IR+antenne	~ 0.1	
Coupleur	~0.15	
Mélangeur	~0.8 à 3	
Isolateur	~ 0.6	
Câbles (4 K et 290 K)	~ 1.5	
LNA		

On a alors:

Pour la charge chaude à 22 °C ( $T=295$  °K):

$$P_{\text{out\_hot\_cryo}} (\text{max}) = -77.9 \text{ dBm} + (-0.1 - 0.15 - 0.8 - 0.6 - 1.5) + 36 = \mathbf{-45.05 \text{ dBm}}$$

Pour la charge froide à -196.15°C ( $T=77$  °K), on a :

$$P_{\text{out\_cold\_cryo}} (\text{max}) = -83.7 \text{ dBm} + (-0.1 - 0.15 - 0.8 - 0.6 - 1.5) + 36 = \mathbf{-50.85 \text{ dBm}}$$

- **Mesure de la température de bruit (Avec la méthode du facteur Y)**

Une importante figure de mérite de tous les récepteurs est le bruit ajoutée au signal par le récepteur. En radioastronomie le niveau de puissance du signal (ou plus exactement la densité spectrale de puissance) est associée à une température de radiation, et la puissance de bruit est communément associée à une température de bruit  $T_N$ . Si le signal a une température équivalente  $T_{in}$ , le rapport signal à bruit du récepteur est donné par l'équation suivante:

$$\frac{S}{N} = \frac{T_{in}}{T_N} \sqrt{B \Delta t} \quad (1.8)$$

Où  $B$  est la largeur de bande du signal IF issu du mélangeur et  $\Delta t$  le temps d'intégration. La température de bruit peut être vue comme la puissance détectable sur une largeur de bande de 1 Hz et pour un temps d'intégration de 1 s lorsque le rapport signal à bruit est égal à l'unité. Étant donné que le temps d'intégration nécessaire pour détecter un signal de faible amplitude, pour un rapport signal à bruit donné, diminue en fonction du carré de la température de bruit, il est facile de voir la nécessité de disposer de récepteurs faible bruit en radioastronomie, lorsque le temps d'observation est limité et les sources de faibles amplitudes.

Le bruit du récepteur est souvent calibré en utilisant la méthode du facteur Y. Cette méthode implique la mesure de la puissance de sortie du récepteur lorsque deux corps noirs, appelés charge chaude ( $T_{hot}$ ) et charge froide ( $T_{cold}$ ), sont appliqués à l'entrée du récepteur. Les températures des charges  $T_{hot}$  et  $T_{cold}$  sont de 295 K et 77 K, respectivement. Lorsque l'on considère l'énergie radiative d'un corps noir, les mesures montrent que l'énergie varie en fonction de la fréquence et de la température. Une équation permettant d'approximer ce phénomène est la loi de Callen et Welton [1.23]:

$$P_{C-w} = B \left[ \left( \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \right) + \frac{hf}{2} \right] \quad (1.9)$$

Le paramètre  $T$  représente la température physique,  $k$  la constante de Boltzmann,  $f$  la fréquence ( $f \gg B$ ) et  $h$  la constante de Planck. Cette puissance de bruit peut être représentée par sa température de bruit équivalente en utilisant la relation d'équivalence:

$$T_{noise} = \frac{P_{noise}}{kB} \quad (1.10)$$

A la fréquence LO fixée,  $f_{LO}$ , pour un niveau de puissance du LO,  $P_{LO}$ , et pour une tension,  $V_{mixer}$ , de polarisation du mélangeur, la mesure de la température de bruit du récepteur nécessite la connaissance des niveaux de puissance IF,  $P^{IF}_{hot}$  et  $P^{IF}_{cold}$ , à la sortie du récepteur lorsque des charges chaude (295 K) et froide (77K) sont appliquées à l'entrée de l'antenne cornet du récepteur. Le facteur Y,  $Y[V_{mixer}, P_{LO}]$ , ainsi que la température de bruit du système,  $T_{rec}[V_{mixer}, P_{LO}]$ , s'écrivent de la façon suivante :

$$T_{rec}[V_{mixer}, P_{LO}] = \frac{T_{hot} - YT_{cold}}{Y - 1} = \frac{T_{hot} - (P^{IF}_{hot}/P^{IF}_{cold})T_{cold}}{Y - 1} \quad (1.11)$$

Ainsi, à partir de l'équation de Callen et Welton appliquée aux charges chaude et froide, il est possible de calculer la température de bruit du récepteur, en utilisant le facteur Y mesuré avec la relation suivante:

$$T_{rec}^{CW} = \frac{T_{hot}^{CW} - YT_{cold}^{CW}}{Y - 1} \quad (1.12)$$

Aucune distinction n'a été faite sur le mode d'opération (DSB ou SSB) du récepteur lors des calculs de températures de bruit. La raison est que ce type de calcul s'applique aussi bien aux récepteurs DSB que ceux opérants en mode SSB; La mesure du facteur Y

d'un récepteur DSB ou SSB donnera, à partir de l'équation (1.11), la température de bruit DSB ou SSB correspondante. Le niveau de puissance de bruit minimal à la sortie d'un système de mesure utilisant un mélangeur, SSB ou DSB, est égal à  $hf$  (i.e. un photon) par unité de largeur de bande, par rapport à une seule bande latérale à l'entrée du récepteur. Un récepteur DSB peut être utilisé dans deux modes: (1) pour mesurer des signaux bande étroite contenus dans une bande latérale – c'est le mode d'opération SSB d'un récepteur DSB. Pour la détection de tels signaux bande étroite, la puissance issue de la bande image d'un récepteur DSB dégrade la sensibilité de la mesure. Et (2), pour mesurer des sources large bande (ou continues) dont le spectre couvre les deux bandes latérales – c'est le mode d'opération DSB d'un récepteur DSB. La mesure du facteur Y d'un récepteur DSB, défini selon (1.11), donne la température de bruit d'un récepteur DSB. Il est aussi courant de dériver la température de bruit SSB (pour un récepteur DSB) en mesurant les gains des bandes latérales. Ainsi on a pour un récepteur DSB:

$$T_{rec}^{SSB} = T_{rec}^{DSB} \left( 1 + \frac{G_i}{G_s} \right) \quad (1.13)$$

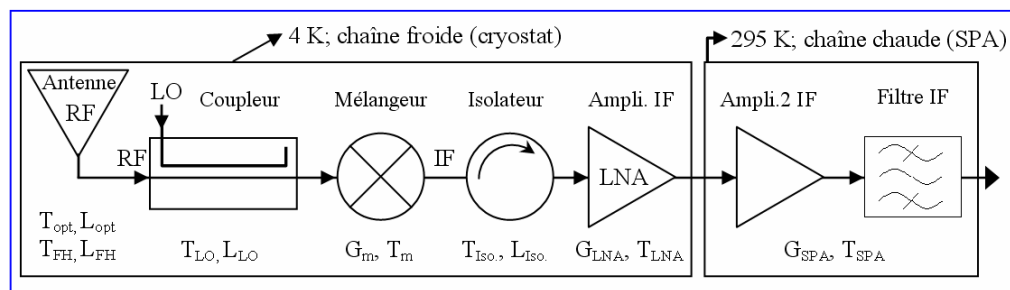
Ou  $G_s$  et  $G_i$  sont les gains du récepteur aux fréquences signal et image, mesurés en utilisant des charges froide et chaude à l'entrée du récepteur. Si les gains des bandes LSB et USB sont égaux,  $T_{rec}^{SSB} = 2T_{rec}^{DSB}$ . Si  $G_i \ll G_s$ , la mesure du facteur Y donne donc directement  $T_{rec}^{SSB}$ . Lorsque un récepteur basé sur un mélangeur DSB est utilisé pour recevoir un signal bande étroite contenu dans une bande latérale (donc en mode SSB), le bruit de la bande image contribue au bruit à la sortie du récepteur. Ainsi la température de bruit totale du système SSB sera de la forme [1.19]:

$$T_{sys}^{SSB} = \frac{P_{out}}{kBG_s} = T_s + T_i \left( \frac{G_i}{G_s} \right) + T_{rec}^{SSB} = T_s + T_i \left( \frac{G_i}{G_s} \right) + T_{rec}^{DSB} \left( 1 + \frac{G_i}{G_s} \right) \quad (1.14)$$

$T_s$  et  $T_i$  sont les températures de bruit des terminaisons signal et image.

- **Caractérisation des composants du récepteur DSB dans la bande 3**

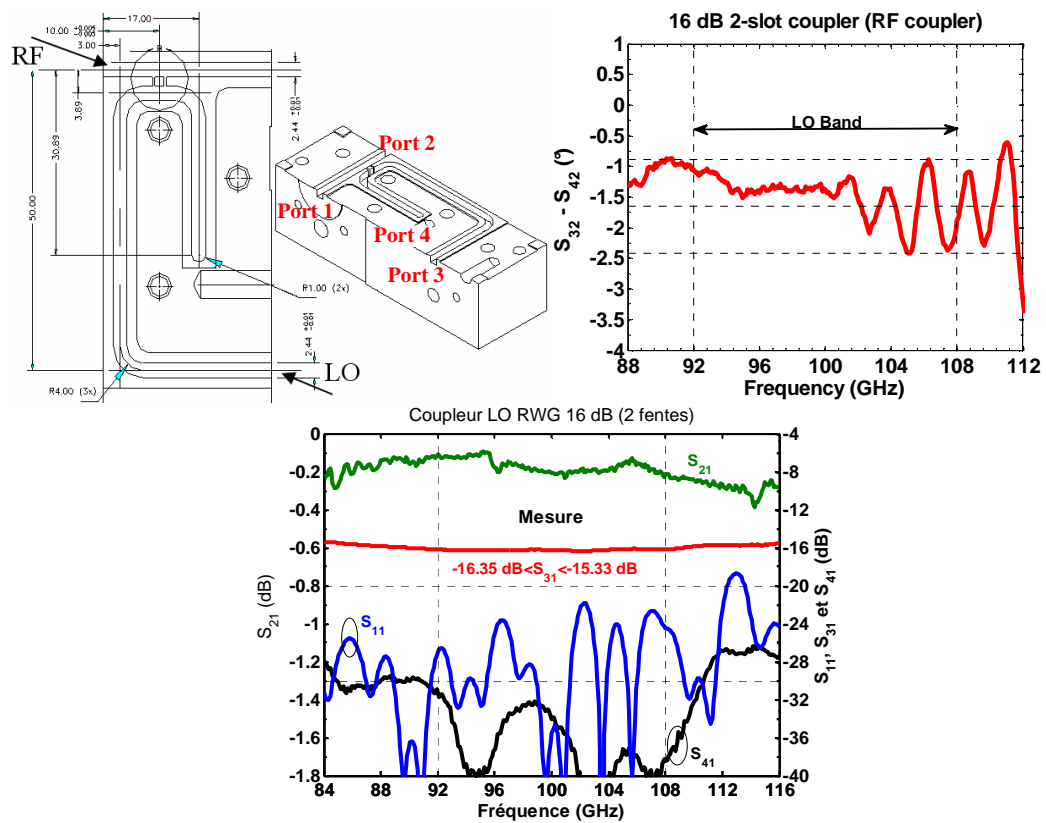
Pour la mesure de la température de bruit de récepteur il est intéressant d'examiner la contribution des éléments le constituant. La figure 1.15 présente la topologie du récepteur DSB de la bande 3 avec les gains, les pertes et les températures de bruit de chaque composant. Etant donné que cette configuration ne comprend pas d'amplificateur faible bruit entre l'antenne de réception et le mélangeur (ceci est dû à la fréquence élevée d'opération), les plus importantes contributions en terme de température de bruit seront issues de l'amplificateur faible bruit, du mélangeur et de l'isolateur de la chaîne froide. Dans le but de réduire autant que possible ces contributions et pour éviter les échanges de chaleur par convection, tous ces éléments opèrent dans un cryostat maintenu à la température physique de 4 K (et une pression  $< 10^{-6}$  Torr).



**Figure 1.15:** Topologie du récepteur DSB de la bande 3.

Le mélangeur doit être aussi sensible que possible au signal RF. Cependant, il y a certaines limitations théoriques et pratiques qui affectent le niveau de bruit minimal qu'il est possible d'atteindre avec le mélangeur. Le principe d'incertitude d'Heisenberg impose, par exemple, une limite sur la précision d'une mesure simultanée de la phase et de l'amplitude d'un champ électromagnétique. Puisque un mélangeur préserve la phase et l'amplitude du signal, il y a un niveau plus bas de température de bruit, correspondant à  $T_Q = hf/K$  [1.24], qui est imposé par la mécanique quantique. Les mélangeurs basés sur un fonctionnement à effet tunnel, tels que les diodes Schottky ou SIS, génèrent un bruit

de grenaille (shot noise) qui est dû au courant de fuite des diodes. Le signal LO est généré par un oscillateur Gunn et il est combiné au signal RF en utilisant un coupleur 16 dB (conçu à IHA). Le couplage est un compromis entre le niveau de puissance du LO et les contraintes de fabrication. Les paramètres-S du coupleur 16 dB à deux fentes (largeur: 0.203 mm, espace: 0.824 mm) sont présentés à la figure 1.16. Les pertes d'insertion sont de 0.2 dB max. pour  $f_{LO} = [92 : 108]GHz$ .



**Figure 1.16:** Paramètres-S du coupleur 16 dB de la bande 3.

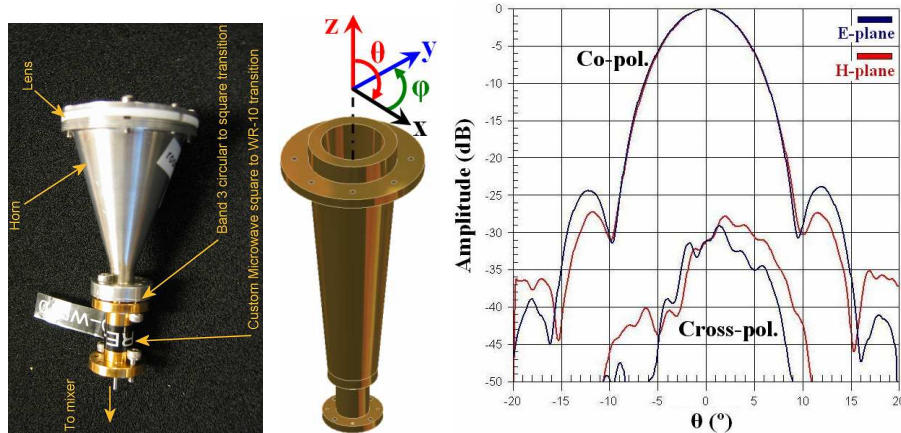
En effet, le niveau de puissance requis pour le signal LO est très faible (entre 1 nW et 30  $\mu W$ , ce qui représente un niveau 1000 fois plus faible que celui requis avec l'utilisation d'une diode Schottky) et peut s'exprimer à partir de [1.25]:

$$P_{LO} \approx (Nh\omega\alpha_n/e)^2 / (2R_{no}) \quad (1.15)$$

Avec  $N$  le nombre de jonctions,  $n$  est le pic de conversion considéré pour le mélangeur,  $\alpha_n$  est la valeur qui maximise la fonction de Bessel de première espèce  $J_n(\alpha)$ ,  $R_{no}$  est la résistance normale,  $\hbar$  est la constante réduite de Planck. Le niveau de puissance minimale détectable est donné dans [1.26] par l'expression:

$$P_{det} \approx \frac{\hbar \omega B}{\eta} \left[ \frac{I_{dc}(V_0)}{eB} \right]^{1/2} \quad \text{pour } |eV_0| \geq 2kT \quad (1.16)$$

Les pertes d'insertion de la fenêtre d'accès, du filtre IR et des câbles SMA sont de 0.24 dB. Le  $S_{11}$  mesuré de l'antenne est inférieur à -22 dB sur 84–116 GHz. Les pertes d'insertion (avec une transition de guide circulaire à guide carré) sont de 0.04 dB. La figure 1.17 montre les diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisés mesurés dans les plans E et H de l'antenne cornet en fonction de  $\theta$  et pour  $f = 100 \text{ GHz}$ .



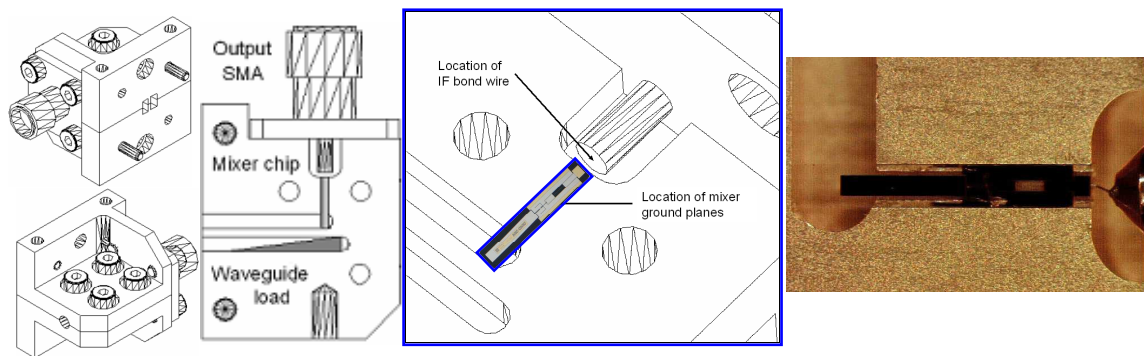
**Figure 1.17:** Diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisés mesurés dans les plans E et H de l'antenne de la bande 3 en fonction de  $\theta$  et pour  $f = 100 \text{ GHz}$ .

L'isolateur utilisé est fourni par la compagnie Pamtech. Les paramètres-S de ce dernier ont été mesurés dans la bande 4–8 GHz et à la température de 10 K (car les résultats sont quasi similaires à ceux qui peuvent être mesurés à 4 K). Les mesures

indiquent des pertes d'insertion inférieures à 0.7 dB et des coefficients de réflexion inférieurs à -16 dB.

L'amplificateur faible bruit (LNA) 9 mW est basé sur une conception du NRAO [1.27] et il a été développé et mesuré à IHA [1.28]. Il est composé de 3 étages d'amplification (à partir de transistors HRL HEMT InP), permettant ainsi d'atteindre, à la température de 10 K, un gain de  $36 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ , des adaptations en entrée et en sortie de -9 dB et de -13 dB, respectivement, une bonne stabilité de gain (Variance d'Allan  $< 8 \cdot 10^{-5}$  pour une fenêtre temporelle comprise entre 0.1 et 1 seconde), et d'obtenir une figure de bruit minimale (5 K maximum) sur une largeur de bande de 4 GHz.

Le dernier élément de la chaîne froide est le mélangeur SIS qui a été conçu par le NRAO [1.29] et fabriqué à l'Université de Virginie. Les spécifications CC du mélangeur sont: Résistance normale du réseau SIS:  $R_{no} = 80 \text{ } \Omega \text{ } \pm 20 \text{ } \Omega$ ,  $V_{g} > 10.6 \text{ mV}$ ,  $\Delta V: < 1 \text{ mV}$ ,  $V_m > 20 \text{ mV}$  (N=4),  $J_c = 2.5 \text{ kA/cm}^2 \text{ } \pm 20\%$ . La puce intégrée est placée dans une fente usinée dans la structure métallique (figure 1.18) ayant une entrée guide d'onde (WR-10) et une sortie SMA (50 ohms). Un fil d'or de diamètre  $25 \text{ } \mu\text{m}$  est utilisé pour connecter la sortie du mélangeur au connecteur SMA. Un autre fil d'or permet de relier les plans de masse. Quatre jonctions SIS en série sont utilisées pour augmenter la puissance de saturation du mélangeur.



**Figure 1.18:** Support rigide pour le mélangeur SIS (4 jonctions).

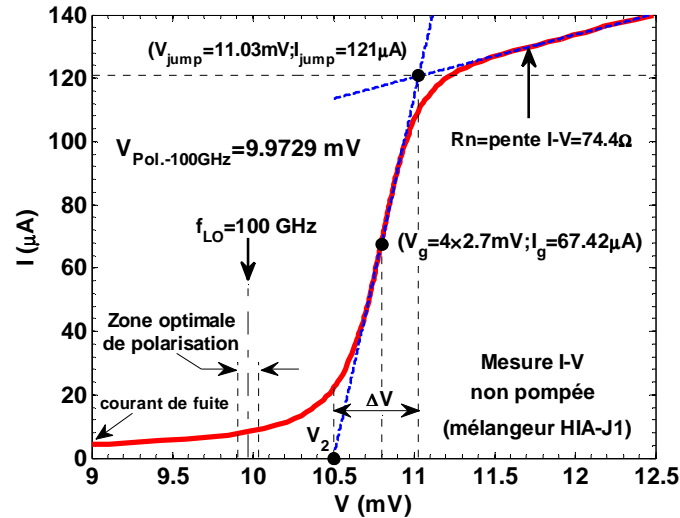


**Tableau 1.4:** Paramètres du mélangeur SIS IHA-J<sub>1</sub>.

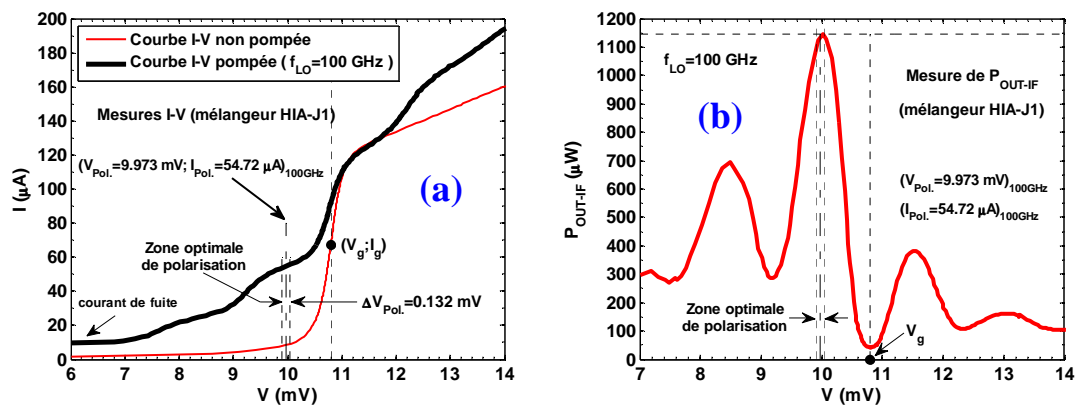
Jc	$2.282 \text{ kA/cm}^2 [(121 \mu\text{A} \times 0.7) / (\pi \times 1.1^2)] = 22.282 \text{ uA/um}^2$ ]
Resistance normale du réseau: Rno	74.4 $\Omega$
Tension de gap (pour une jonction)	$V_g > 2.65 \text{ mV}$ ; $V_g = (5.4 \times (2 \text{ mV/square})) / 4 = 2.7 \text{ mV}$
Chute de tension de la tension de gap	$\Delta V = V_{\text{jump}} - V_2 = 0.53 \text{ mV} < 1 \text{ mV}$
Qualité I-V (pour une jonction)	$V_m = 33.88 \text{ mV} > 20 \text{ mV}$ ; $(V_m = I_{\text{jump}} \times 0.7 \times R_j / 4)$
Constante diélectrique du SiO	4.2 $\pm 5 \%$
Resistance de la jonction Rj	16 mv/10 $\mu\text{A} = 1.6 \text{ k}\Omega$
I <sub>jump</sub>	121 $\mu\text{A}$
Energie de gap 2 $\Delta$ (pour une jonction)	2 $\Delta = V_g \times e$

Le tableau 1.4 donne les paramètres du mélangeur SIS IHA-J<sub>1</sub> (wafer N11-01-L1267B-0302). Le mélangeur est donc basé sur l'utilisation de jonctions supraconductrices à effet tunnel. Ces dernières sont constituées d'une fine couche d'isolant séparée par deux matériaux supraconducteurs. L'énergie du rayonnement RF est absorbée par les électrons des supraconducteurs créant une augmentation du courant tunnel [1.30] et [1.31]. Le courant électrique qui traverse l'isolant dépend du niveau de puissance et de la longueur d'onde du signal reçu sur la jonction. En mesurant le courant, il est possible d'en déduire la nature du rayonnement électromagnétique qui excite le dispositif. Les électrons alors excités traversent la couche isolante par effet tunnel et se retrouvent dans les états d'énergie de l'autre supraconducteur. Les figures 1.19 et 1.20 montrent les caractéristique I-V mesurée, non pompée et pompée par le signal LO ( $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$ ), pour le mélangeur (IHA-J<sub>1</sub>) avec 4 jonctions SIS en séries. Le mélangeur SIS doit être polarisé dans la zone non-linéaire de sa caractéristique I-V (courant-tension) pour bénéficier du phénomène de conversion de fréquences d'un signal RF vers un signal IF. On peut voir sur les figures 1.19 et 1.20 que la zone optimale de polarisation est comprise entre  $V_{\text{pol.}} = 9.907 \text{ V}$  et  $V_{\text{pol.}} = 10.039 \text{ V}$  pour une fréquence du LO comprise entre 92 et 108 GHz. Une manière de vérifier que la plage de polarisation optimale est correctement définie est de mesurer la puissance IF de sortie en fonction de la tension appliquée aux bornes du réseau de jonction SIS et pour un signal LO (figure 1.20b). Pour une tension de polarisation donnée et pour minimiser la température de bruit et donc de maximiser le niveau de puissance IF à la sortie de récepteur, il est

également nécessaire de déterminer le niveau de puissance optimal à la sortie de l'oscillateur local (équation 1.23). La température de bruit des mélangeurs pour un fonctionnement dans la bande 84–116 GHz est comprise entre 5 et 10K.



**Figure 1.19:** Mesure de la caractéristique I-V non pompée pour 4 jonctions SIS en parallèles en fonction de la tension de jonction  $V$ .



**Figure 1.20:** (a): Mesures de la caractéristique I-V du mélangeur IHA-J<sub>1</sub> non pompée et pompée ( $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$ ) et (b): Puissance de sortie IF mesurée pour un signal pompé, pour 4 jonctions SIS en séries et en fonction de la tension de jonction  $V$ .

- **Mesure de la température de bruit DSB pour le récepteur bande 3**

Chaque élément passif constituant le récepteur DSB a un impact sur la température de bruit du récepteur, mais le calcul de cette dernière doit également tenir compte du bruit de couplage du signal LO. Une estimation de ce dernier est donnée dans le chapitre 4 de cette thèse (section 4.2) et sa contribution est d'environ 1.5 K maximum au bruit total du récepteur. L'ajout successif des températures de bruit de chaque composant est uniquement valable dans le cas où chaque étage présente une charge adaptée avec l'étage qui le précède. Le tableau 1.5 présente une estimation de la valeur de la température de bruit minimal du récepteur à la sortie du récepteur DSB lorsque les pertes de conversion et la température de bruit du mélangeur sont de 0.8 dB ( $G_{mi}$ ) et 5 K ( $T_{mi}$ ), respectivement. La chaîne chaude IF (SPA) a un gain d'environ 60 dB et une figure de bruit autour de 5 dB.

**Tableau 1.5:** Température minimale de bruit du récepteur DSB sans bruit de couplage du LO.

Composant	Pertes d'insertion ou gains (dB)	Trec (K)
Fenêtre d'accès	-0.02	1.36
Filtre IR	-0.02	1.72
Antenne+WR-10 section	-0.04	1.76
Coupleur	-0.15	1.81
Mélangeur ( $G_{mi}, T_{mi}$ )	-0.8 ( $T_{mi}=5K$ )	7.08
Câbles IF-1 (Mél. vers Iso.)	-0.1	7.21
Isolateur	-0.6	8.01
Câbles IF-2 (Iso. vers LNA)	-0.1	8.16
Amplificateur LNA	36	15.02
Câbles IF-3 (LNA vers sortie cryo.)	-0.15	15.02
Câbles IF-Hot (Sortie cryo. vers SPA)	-2.5	15.11
Chaîne chaude IF (SPA)	30 à 60	15.56

La valeur de la température de bruit maximale du récepteur peut être calculée lorsque le gain de conversion et la température de bruit du mélangeur sont de 3 dB ( $G_{m2}$ ) et 10 K ( $T_{m2}$ ), respectivement. Le tableau 1.6 présente une estimation du bruit maximum à la sortie du récepteur DSB dans ce que l'on peut qualifier comme étant le cas le plus défavorable.

**Tableau 1.6:** Température maximale de bruit du récepteur DSB sans bruit de couplage du LO.

Composant	Pertes d'insertion ou gains (dB)	Trec (K)
Fenêtre d'accès	-0.02	1.36
Filtre IR	-0.02	1.72
Antenne+WR-10 section	-0.04	1.76
Coupleur	-0.15	1.81
Mélangeur ( $G_{m2}, T_{m2}$ )	-3 ( $T_{m2}= 10$ K)	12.35
Câbles IF-1 (Mél. vers Iso.)	-0.1	12.56
Isolateur	-0.6	13.80
Câbles IF-2 (Iso. vers LNA)	-0.1	14.14
Amplificateur LNA	36	25.52
Câbles IF-3 (LNA vers sortie cryo.)	-0.15	25.52
Câbles IF-Hot (Sortie cryo. vers SPA)	-2.5	25.67
Chaîne chaude IF (SPA)	30 à 60	26.42

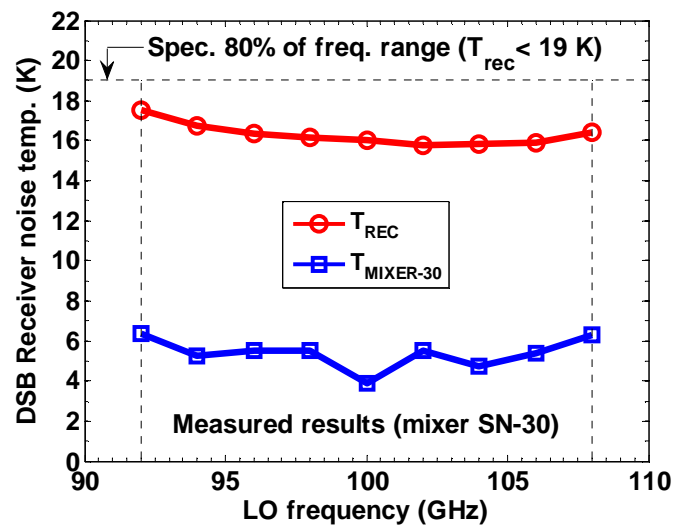
Le bruit total du récepteur DSB sera donc compris entre des valeurs de températures de bruit allant de 15.56 K et 26.42 K. Ces résultats satisfont les spécifications d'ALMA qui imposent une température de bruit de 19 K max. sur 80 % de la bande, et de 31 K max. sur 100 % de la bande. Le bruit et le gain de l'amplificateur LNA peuvent également varier dans la bande de fréquences IF, ce qui peut expliquer les différences de températures de bruit du récepteur DSB lorsque il est mesuré en mode bande étroite. La linéarité et la planéité du gain de l'amplificateur faible bruit sont donc essentielles. La mesure de la température de bruit mesurée (à la sortie du SPA) pour IF=6 GHz ( $f_{LO}= 96$  GHz) donne les résultats suivants:

$$V_{\text{mixer-hot}} = 9.9799 \text{ mV}, V_{\text{mixer-cold}} = 9.9793 \text{ mV}, T_{\text{hot}} = 291.75 \text{ K} \text{ et } T_{\text{cold}} = 77 \text{ K}$$

$$P_{\text{hot}}^{\text{IF}} = -5.702 \text{ dBm} \text{ et } P_{\text{cold}}^{\text{IF}} = -10.897 \text{ dBm} : |P_{\text{hot}}^{\text{IF}} - P_{\text{cold}}^{\text{IF}}| = 5.195 \text{ dBc}$$

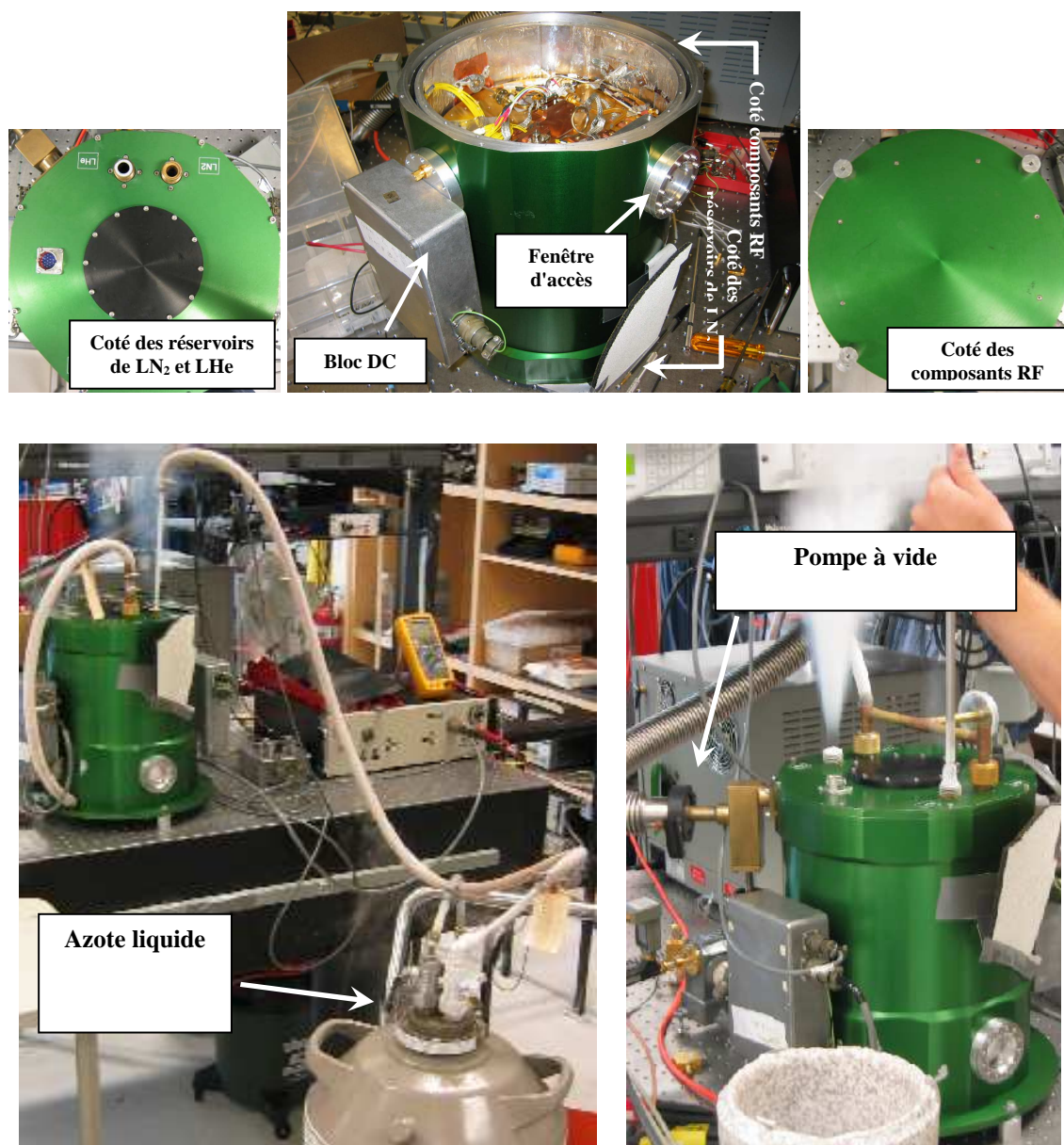
$$\text{et } Y = P_{\text{hot}}^{\text{IF}} / P_{\text{cold}}^{\text{IF}} = 3.3004 \text{ d'où } T_{\text{rec}} [V_{\text{mixer}}, P_{\text{LO}}] = (T_{\text{hot}} - YT_{\text{cold}}) / (Y - 1) = 16.4 \text{ K.}$$

Le récepteur en mode d'opération DSB est très performant avec seulement 16.4 K de température de bruit. La figure 1.21 présente les températures de bruit mesurées du récepteur DSB et du mélangeur SIS (S/N: 30) en fonction de la fréquence du LO.



**Figure 1.21:** Les températures de bruit mesurées du récepteur DSB et du mélangeur S/N: 30 en fonction de la fréquence du LO.

On peut voir que la température de bruit du récepteur est inférieure à 18 K sur toute la largeur de bande, satisfaisant ainsi les spécifications d'ALMA. La figure 1.22 montre le cryostat de test utilisé pour la mesure de la température de bruit du récepteur DSB. L'azote liquide permet en premier lieu d'abaisser la température à l'intérieur du cryostat jusqu'à 77 K. Puis les 4.2 K sont obtenus en utilisant de l'hélium liquide. La pompe à vide permet de maintenir une pression de  $10^{-6}$  Torr dans le cryostat. La figure 1.23 présente l'assemblage du récepteur dans le cryostat.



**Figure 1.22:** Cryostat de test pour la mesure de la température de bruit du récepteur DSB.



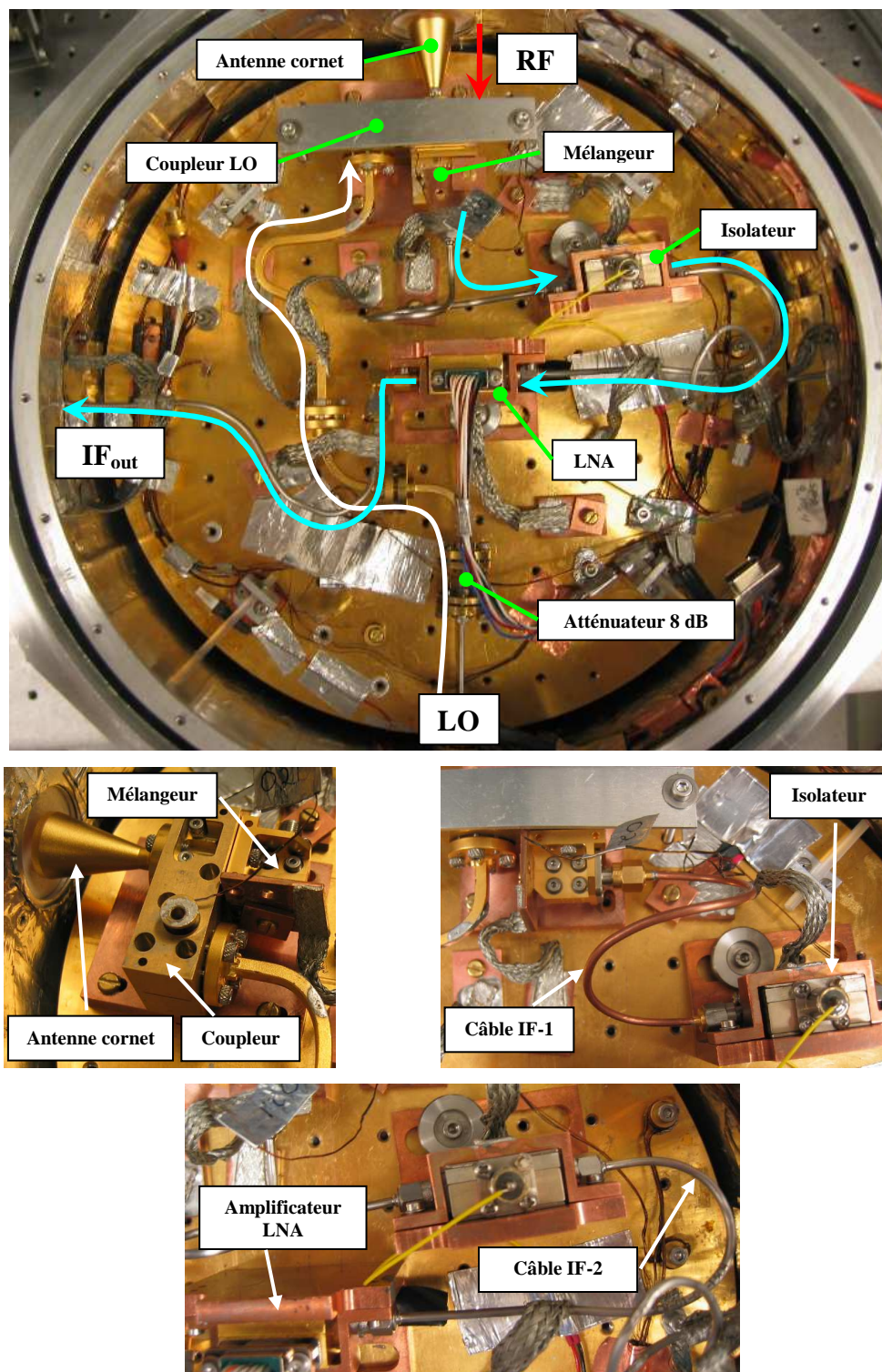


Figure 1.23: Assemblage du récepteur DSB dans le cryostat.

### 1.6.4. Le récepteur 2SB pour la bande 3

La configuration du mélangeur à séparation de bandes latérales 2SB de la bande 3 est présentée à la figure 1.24 [1.32]. Pour illustrer la séparation effective des bandes LSB et USB, les phases relatives des ces dernières sont montrées en différents points du mélangeur 2SB.

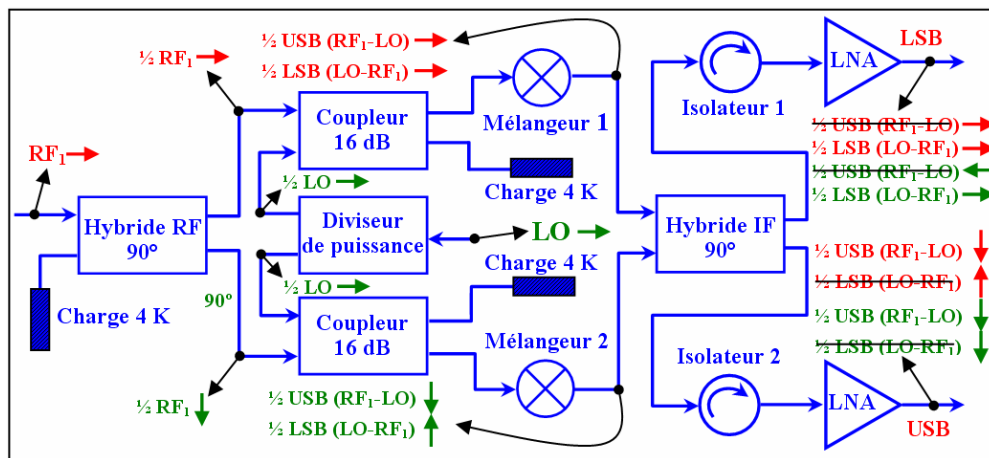


Figure 1.24: Mélangeur à séparation de bandes latérales (2SB).

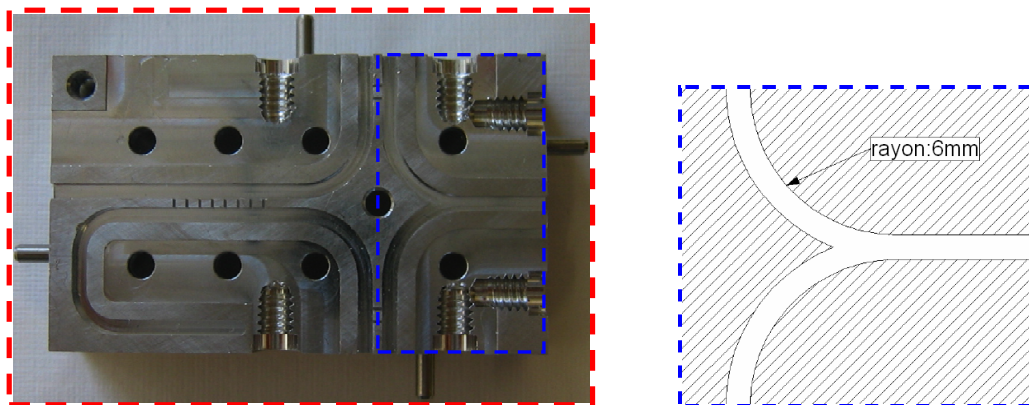
Le signal RF en provenance du télescope (84–116 GHz) est divisé en deux signaux de mêmes amplitudes mais déphasés l'un par rapport à l'autre de  $90^\circ$  en utilisant un coupleur 3 dB. Le signal LO (92–108 GHz) est divisé en deux signaux, de puissances égales et en phases, en utilisant cette fois-ci un diviseur de puissance. A la sortie du coupleur  $90^\circ$  et du diviseur de puissance, les signaux RF et LO sont interchangeables. Ces derniers sont combinés en utilisant des coupleurs 16 dB avant d'être couplés vers les mélangeurs SIS. Le signal RF est alors transposé vers la bande de fréquence intermédiaire  $IF=4\text{--}8$  GHz en utilisant les mélangeurs SIS. Finalement, un coupleur IF hybride  $90^\circ$  est utilisé pour récupérer les signaux de la bande latérale supérieure (USB) et de la bande latérale inférieure (LSB). Les signaux sont alors amplifiés avec des LNAs cryogéniques. Les isolateurs permettent de bloquer les éventuelles réflexions entre les mélangeurs et les amplificateurs. La notation  $RF_1$  fait référence au signal RF en



provenance de l'antenne pour la polarisation 1. En effet, si on se reporte à la figure 1.11, qui présente l'architecture du récepteur 2SB de la bande 3, on peut noter la présence d'une jonction orthomode (OMT) à la suite de l'antenne cornet corruguée. Ce composant est très important et très utile car il permet de traiter simultanément les deux polarisations orthogonales sans avoir recours à une deuxième antenne.

- **Caractérisation des composants du récepteur 2SB dans la bande 3**

L'architecture du récepteur 2SB comporte trois éléments supplémentaires par rapport à la topologie du récepteur DSB: un diviseur de puissance (opérant dans la bande 92–108 GHz) permettant l'injection du signal LO en provenance de l'oscillateur local, un coupleur RF hybride 90° (opérant dans la bande 84–116 GHz) permettant de découpler le signal RF en provenance de la jonction orthomode et enfin un coupleur IF hybride 90° (pour la bande 4–8 GHz), utilisé pour permettre la séparation/discrimination des bandes latérales LSB et USB. Ce dernier est un coupleur commercial (couplage: 3.2 dB  $\pm$  0.7 dB, isolation: 18 dB, VSWR=1.3 max, sensibilité fréquentielle:  $\pm$  0.5 dB). Le diviseur de puissance RF en "Y" a été conçu par IHA La puissance du signal issu de l'oscillateur local est divisée de façon égale (signaux en phase). Le rayon de courbure des coudes est de 6 mm. L'adaptation au port d'entrée est d'au moins -20 dB.



**Figure 1.25:** Diviseur de puissance RF de la bande 3.

Le coupleur hybride RF 90° est constitué de 8 fentes de couplage pour atteindre la largeur de bande désirée. Chaque fente a une largeur de 0.24 mm et une profondeur de 1.219 mm. La distance entre 2 fentes (centre à centre) est de 1.029 mm. Les mesures des paramètres-S sont données à la figure 1.26. La différence maximale d'amplitude entre les ports 3 et 4 est de 1.1 dB. La déviation de phase mesurée est inférieure à 5 °.

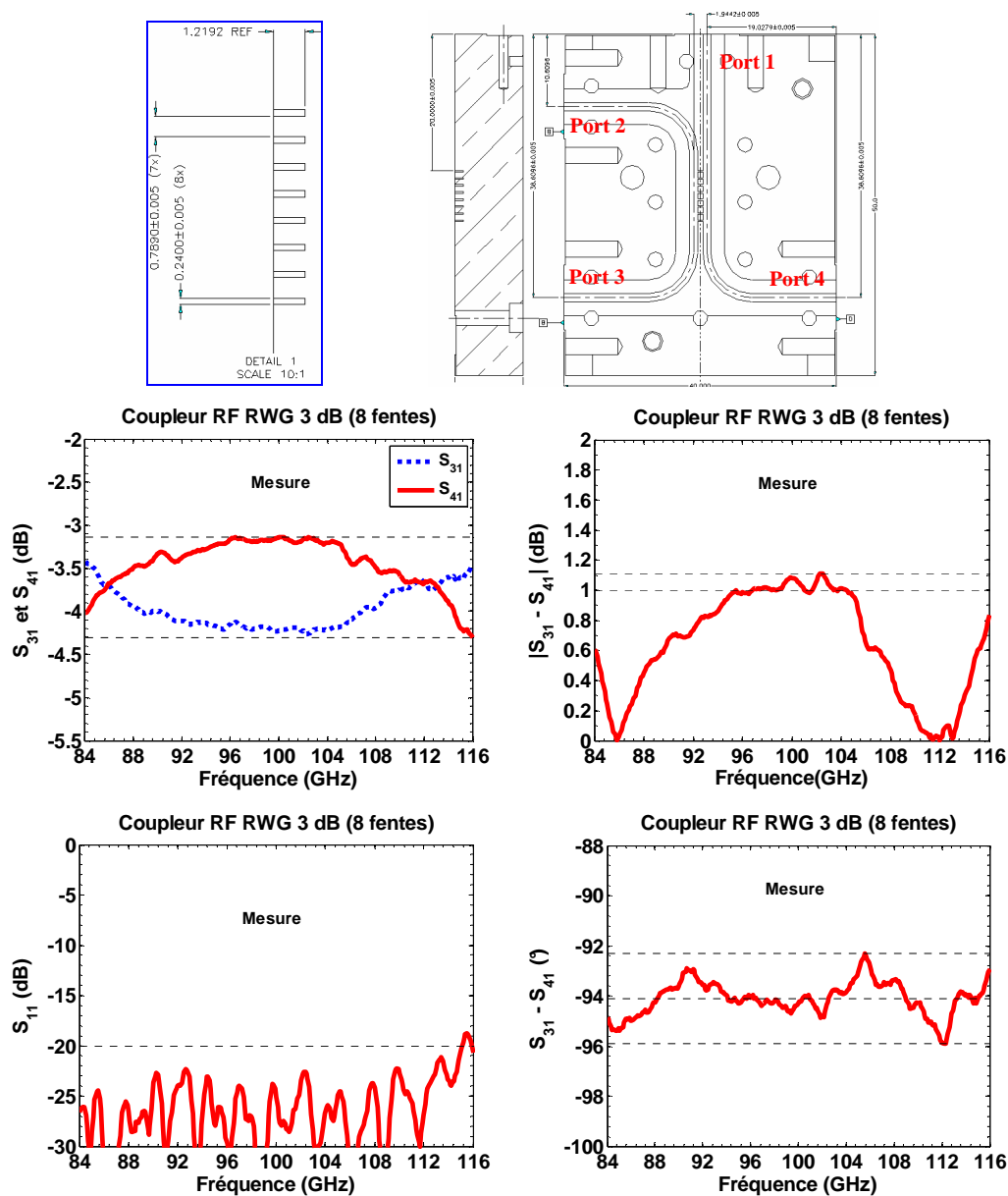
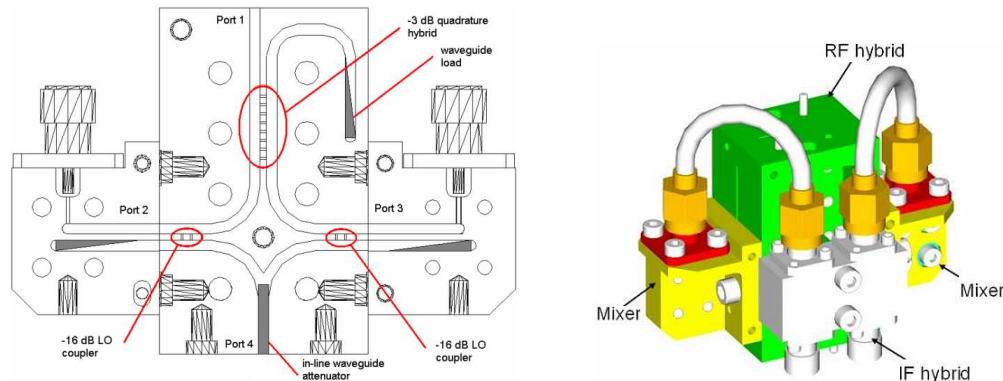


Figure 1.26: Dimensions et caractéristiques du coupleur 3 dB (bande 3).

Le diviseur de puissance, les coupleurs RF 16 dB et le coupleur hybride RF 90 ° ont été usinés dans un bloc commun d'aluminium. Le coupleur hybride IF a été fixé sur ce bloc, comme illustré à la figure 1.27, pour minimiser la longueur des câbles coaxiaux entre ce dernier et les blocs des mélangeurs SIS.



**Figure 1.27:** Bloc RF, coupleur IF 3 dB et mélangeurs SIS [1.32].

Les longueurs électriques à partir de l'entrée RF (signal issu de l'OMT) jusqu'aux entrées du coupleur hybride IF doivent être égales.

- **Mesure de la température de bruit 2SB pour le récepteur bande 3**

Dans le but d'évaluer les performances du récepteur 2SB à partir de la mesure de température de bruit en fonction de la fréquence de LO il est possible, là encore, d'utiliser la méthode du facteur Y. Cependant, la température de bruit  $T_{SSB}$  d'un récepteur SSB ne peut être mesurée sans avoir connaissance des ratios de suppression de bande latérale (réjection d'image),  $R_{LSB}$  et  $R_{USB}$ . Dans le cas idéal ces ratios sont infinis mais en pratique ils peuvent être inférieurs à 10 dB. La température de bruit  $T_{SSB}$  est alors calculée pour les bandes LSB et USB à partir de la mesure  $T_{DSB}$  et des ratios [1.33]:

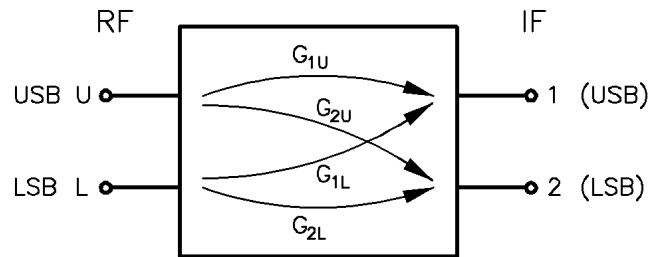
$$T_{SSB}^{LSB} = T_{DSB} \left( 1 + \frac{1}{R_{LSB}} \right) \quad (1.17)$$

$$T_{SSB}^{USB} = T_{DSB} \left( 1 + \frac{1}{R_{USB}} \right) \quad (1.18)$$

Pour ces calculs, seul le gain de conversion à  $f_{IF}$  du récepteur SSB issu des bandes latérales supérieure et inférieure,  $f_{LO} \pm f_{IF}$ , est considéré. Si le gain de conversion issu d'un ou de plusieurs bandes latérales harmoniques,  $nf_{LO} \pm f_{IF}$  ( $n \geq 2$ ), est non négligeable, il doit être pris en considération lors de l'évaluation de  $T_{SSB}$ . Les gains de conversion (en puissance) à partir de chaque port d'entrée RF vers chaque port de sortie IF sont représentés par les quantités  $G_{i,j}$  (figure 1.28). Les ratios de réjection d'image peuvent alors s'écrire:

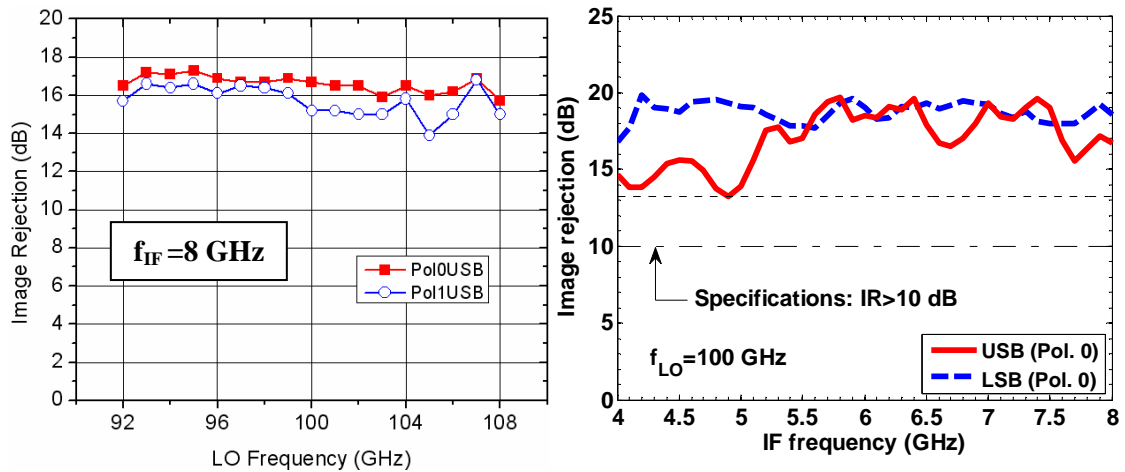
$$R_{USB} = \frac{G_{1U}}{G_{1L}} \quad (\text{Au port 1 IF}) \quad (1.19)$$

$$R_{LSB} = \frac{G_{2L}}{G_{2U}} \quad (\text{Au port 2 IF}) \quad (1.20)$$



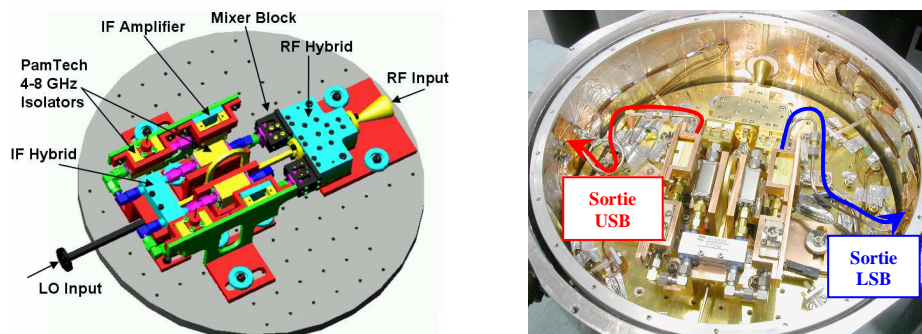
**Figure 1.28:** Gains en puissance du récepteur SSB. Les ports des bandes latérales supérieure et inférieure RF ont normalement la même ligne de transmission mais sont montrés de façon dissociée pour plus de clarté [1.33].

La méthode de mesure de la réjection de bande est présentée dans [1.33]. Un signal CW (continuous wave), à la fréquence LSB ou USB, est injecté dans le récepteur 2SB via une antenne cornet. Puis le ratio de puissance IF aux sorties des canaux LSB et USB est mesuré et le ratio de réjection de bande est calculé en utilisant la relations décrite dans [1.33]. La qualité de la réjection de la fréquence image est liée aux différences cumulatives des amplitudes et des phases des câbles, du diviseur de puissance, des coupleurs, 3 dB et 16 dB, et des mélangeurs. Une attention particulière doit donc être portée à l'égalisation des trajets de l'antenne cornet jusqu' à l'entrée du coupleur IF. Des différences de phase et d'amplitude entre les deux bandes latérales sont tolérables si les ratios de réjection d'image sont supérieurs à 10 dB. Par exemple, pour des différences de phase et d'amplitude de  $30^\circ$  et 3 dB respectivement, la réjection d'image est de 10 dB. Dans le cas du récepteur 2SB [1.34] de la bande 3, les ratios sont supérieurs à 13 dB (figure 1.29), ce qui correspond à une valeur maximale de 0.21 dB de figure de bruit.



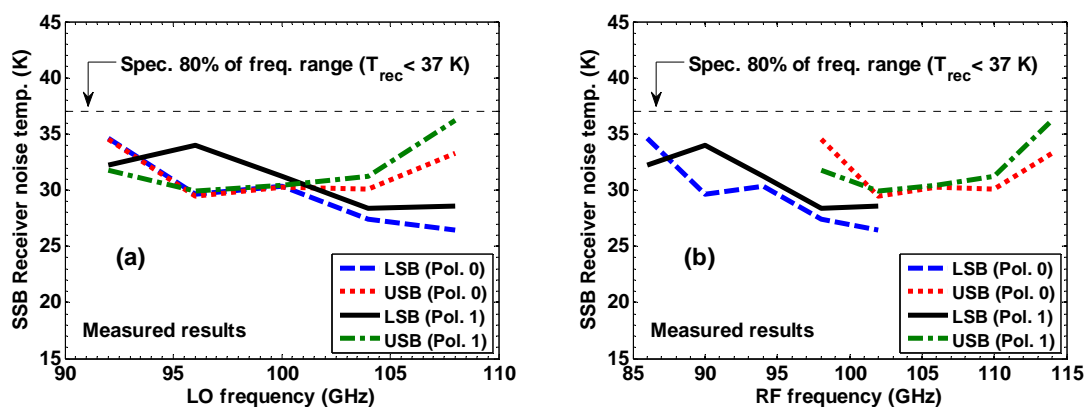
**Figure 1.29:** Réjection d'image du récepteur 2SB de la bande 3 [1.34].

Le récepteur 2SB fut assemblé (figure 1.30) dans le cryostat de test. Ce récepteur opère également dans un environnement maintenu à la température de 4 K. Des câbles coaxiaux SMA permettent d'acheminer les signaux IF, LSB et USB, vers l'extérieur du cryostat.



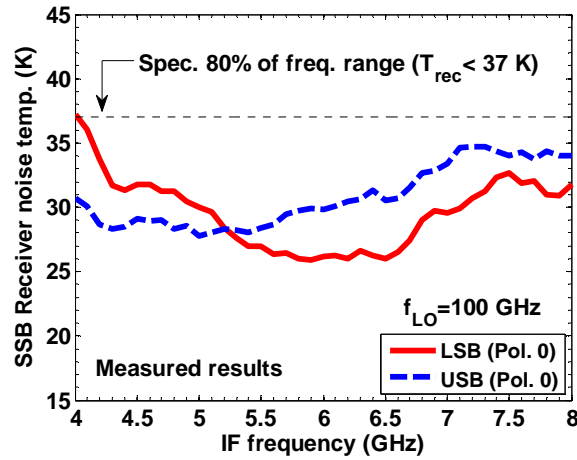
**Figure 1.30:** Récepteur 2SB dans le cryostat de test [1.35].

La figure 1.31 montre les mesures de températures de bruit de la cartouche #2 en fonction de la fréquence LO,  $f_{LO}$ , et de la fréquence RF,  $f_{RF}$ , en configuration large bande (4–8 GHz), pour chacune des sorties IF (USB et LSB). On peut voir que la limite de 37 K sur 80 % de la bande imposée par les spécifications d'ALMA est respectée.



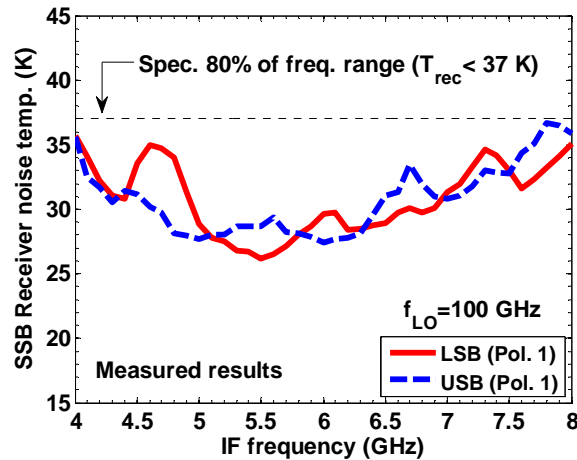
**Figure 1.31:** Mesures large bande (4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB (cartouche #2) et en fonction de (a): la fréquence LO et (b): la fréquence RF [1.34].

La figure 1.32 présente la variation de la température de bruit du récepteur 2SB pour la polarisation "0",  $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$ , et pour les canaux LSB et USB en fonction de la fréquence intermédiaire IF. En pratique ce genre de mesure correspond à l'observation dite spectroscopique (observation des lignes moléculaires des composés chimiques).



**Figure 1.32:** Mesure en bande étroite (BW=40 MHz centrées sur des fréquences situées dans l'intervalle 4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB pour les canaux LSB et USB, en Pol. 0, pour  $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$  et en fonction de la bande IF [1.34].

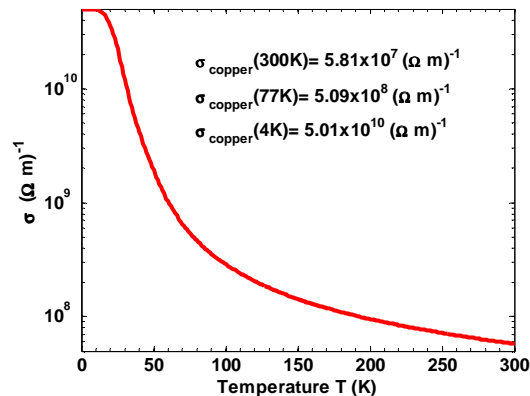
La figure 1.33 présente des mesures similaires à celle présentée à la figure 1.32, mais cette fois en considérant la polarisation "1" pour les deux canaux, LSB et USB. Les températures de bruit rencontrent les spécifications d'ALMA ( $T_{rec} < 37 \text{ K}$ ).



**Figure 1.33:** Mesure en bande étroite (BW=40 MHz centrées sur des fréquences situées dans l'intervalle 4–8 GHz) de la température de bruit du récepteur 2SB pour les canaux LSB et USB, en Pol. 1, pour  $f_{LO} = 100 \text{ GHz}$  et en fonction de la bande IF [1.34].

## 1.7. Conclusion

Comme on a pu le voir, les résultats obtenus par le groupe d'ondes millimétriques de l'IHA lors du développement du récepteur bande 3 du projet ALMA sont excellents. Des températures de bruit, pour ce récepteur à séparations de bandes latérales, inférieures à 37 K ont été mesurées. La technologie guide d'onde a été utilisée pour la conception de l'antenne de réception et des éléments passifs RF tels que le diviseur de puissance et les coupleurs. Les très faibles pertes de ces structures à températures cryogéniques (4 K), ainsi que le nombre peu élevé d'éléments nécessaires pour ce récepteur, ont motivé ce choix. En effet, les pertes des structures guide d'onde sont exclusivement dues aux pertes de conduction. Or, à très basses températures les pertes de conduction sont très faibles et on se trouve dans le cas de conducteurs quasi-parfaits. La figure 1.34 montre l'évolution de la conductivité du cuivre en fonction de la température. La conductivité est près de 860 fois plus grande lorsque la température d'opération est de 4 K (par rapport à une utilisation à température ambiante).



**Figure 1.34:** Conductivité du cuivre en fonction de la température.

L'équation ci-dessous décrit les pertes de conduction pour les modes TE dans un guide d'onde rectangulaire [1.36]. On peut voir que la partie réelle de l'impédance de surface (qui est la somme de la résistance et de la réactance de surface),  $R_s$ , est



inversement proportionnelle à la conductivité  $\sigma$ , ce qui a pour effet de réduire les pertes de conduction,  $\alpha_{c, nm}$ , pour des valeurs élevées de conductivité.

$$\alpha_{c, nm} = \frac{2R_s}{bZ_0 \sqrt{1 - k_{c, nm}^2/k_0^2}} \left[ \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \frac{k_{c, nm}^2}{k_0^2} + \frac{b}{a} \left( \frac{\epsilon_{0m}}{2} - \frac{k_{c, nm}^2}{k_0^2} \right) \left( \frac{n^2 ab + m^2 a^2}{n^2 b^2 + m^2 a^2} \right) \right] \quad (1.21)$$

$$\epsilon_{om} = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 2, & m > 0 \end{cases}; k_o^2 = \omega^2 \mu_o \epsilon_o; k_{c, nm}^2 = \left( \frac{n\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{b} \right)^2; Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}}; R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_o \mu_r}{2\sigma}}$$

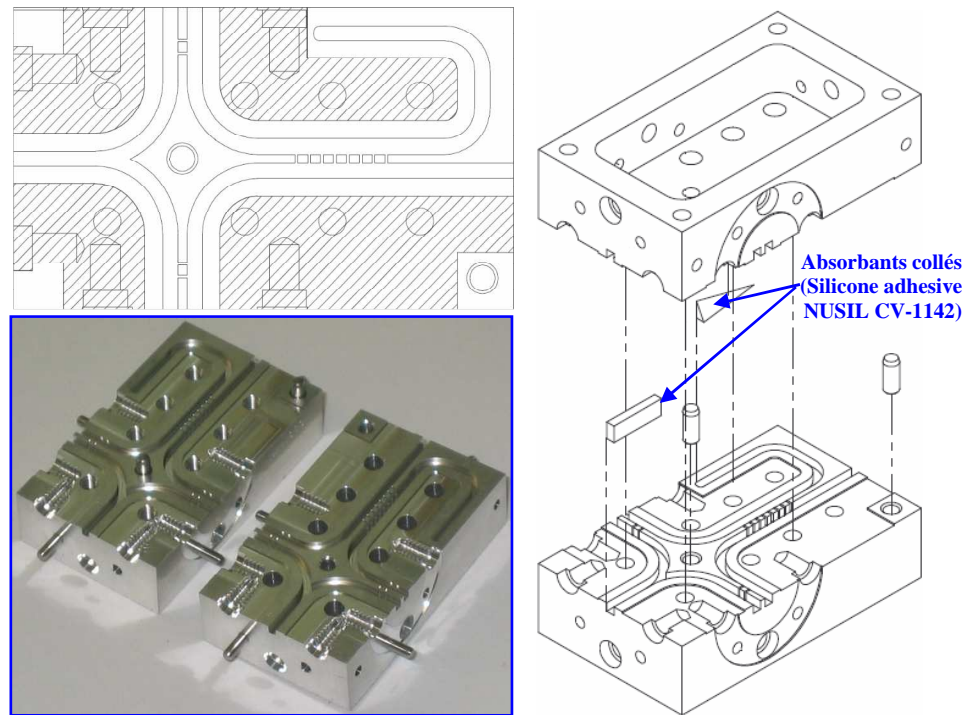
Mais si l'équation (1.21) donne une idée de l'évolution des pertes de conduction pour une dimension de guide données, elle ne permet cependant pas de calculer la valeur exacte de ces pertes pour une température d'opération de 4 K et pour des fréquences supérieures à 100 GHz. En effet, l'expression classique de l'impédance de surface,

$$Z_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} (1 + i),$$

est uniquement valable pour une épaisseur de peau,  $\delta$ , très supérieure au parcours moyen, noté  $l$ , d'un électron en espace libre. Ainsi, pour des valeurs de conductivité très élevées, qui sont dues à une température très basse, et pour des fréquences  $>100$  GHz, cette condition n'est plus respectée. Il est alors nécessaire de calculer l'impédance de surface en tenant compte de l'effet de peau anormal [1.37] et du phénomène de temps de relaxation de Drude [1.38].

Si la technologie du guide d'onde représentait la meilleure option dans le cadre du projet ALMA, elle pourrait difficilement être utilisée pour une application impliquant un nombre conséquent d'éléments passifs, comme c'est le cas pour le projet SKA. On a vu précédemment que la technologie SIW était susceptible d'apporter une alternative intéressante au guide d'onde. Dans l'optique de tester le potentiel de cette "nouvelle" technologie planaire dans le domaine des ondes millimétriques et sur d'importantes largeurs de bande ( $BW > 25\%$ ), la topologie de la partie passive RF (opérant dans la

bande 84–116 GHz) du récepteur de la bande 3 (figure 1.35), originalement conçue en technologie guide d'onde [1.35], fut reproduite en utilisant la technologie SIW.



**Figure 1.35:** Circuit hybride RF (84–116 GHz) du récepteur 2SB de la bande 3 [1.35].

Ainsi, les chapitres 2, 3 et 4 de cette thèse présentent la conception d'une ligne de transmission SIW, d'un coude 90° SIW compact, d'un diviseur de puissance SIW, d'un coupleur hybride 3dB SIW ainsi qu'un coupleur 23 dB SIW. Le chapitre 5 montre que l'antenne cornet corruguée de la bande 3 pourrait également être remplacée par une antenne planeaire alimentée par une ligne SIW.

## CHAPITRE II

### ANALYSE ET CONCEPTION DU GUIDE SIW

Dans ce chapitre, les phénomènes électriques pour un guide SIW sont tout d'abord étudiés. Puis, une nouvelle équation empirique pour le calcul de la largeur effective d'un guide SIW, notée "W", ainsi qu'un abaque de conception sont présentés. Enfin une nouvelle transition de guide SIW à guide rectangulaire WR-10 est proposée pour la mesure des circuits SIW.

#### 2.1. Paramètres de conception du guide SIW

Le concept de guide rectangulaire intégré au substrat (SIW) fut présenté par Shigeki [2.1] en 1994. On peut voir sur la figure 2.1 que les murs électriques latéraux sont synthétisés par des rangées de trous métallisés (vias). Le substrat (partie hachurée sur la figure 2.1) est pris en sandwich entre deux plaques métalliques placées sur le dessus et le dessous pour permettre la propagation du mode fondamental  $TE_{10}$ .

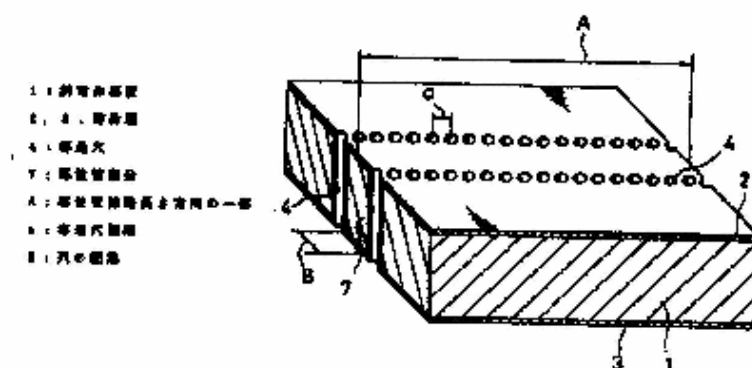
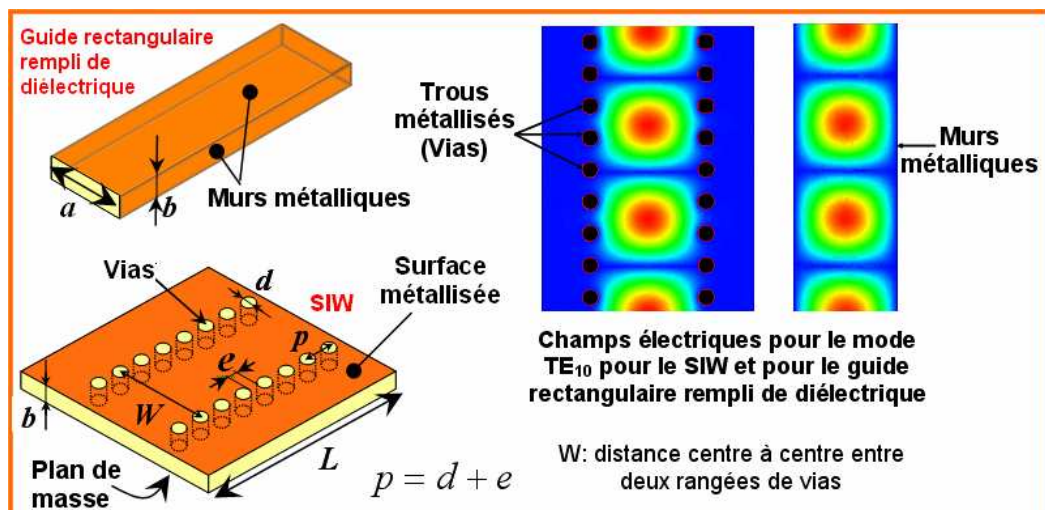


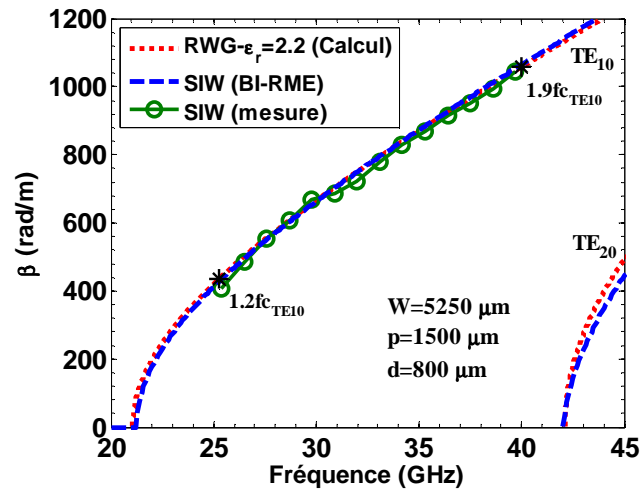
Figure 2.1: Concept du guide rectangulaire intégré au substrat [2.1].

Un premier filtre basé sur la technologie SIW a été proposé par Piloto [2.2], puis les publications et les brevets se sont rapidement multipliés offrant une bibliothèque de composants passifs SIW toujours plus importante, tels que des diviseurs de puissance [2.3] et [2.4], des filtres [2.5] ou encore des antennes [2.6] et [2.7]. Si le SIW est correctement conçu, c'est-à-dire si la largeur du guide SIW, notée  $W$ , est optimale pour un diamètre de vias, noté  $d$ , et un espacement, noté  $e$ , entre deux vias consécutifs donnés, son comportement électrique est similaire à celui d'un guide rectangulaire conventionnel rempli de diélectrique. Ce qui signifie que les modes de propagation  $TE_{10}$  (figure 2.2) ainsi que les impédances caractéristiques sont quasi-identiques.



**Figure 2.2:** Définition des paramètres et champs électriques pour le guide rectangulaire rempli de diélectrique et le SIW équivalent.

En effet, les lignes de courant le long des murs latéraux du guide SIW étant verticales, le mode  $TE_{10}$  peut se propager efficacement. De plus, si le diamètre des vias, l'espacement entre deux vias consécutifs ainsi que la largeur entre les deux rangées de vias sont judicieusement choisis alors les pertes par radiation et les effets des bandes interdites seront négligeables, et les constantes de phase similaires (figure 2.3) [2.8].

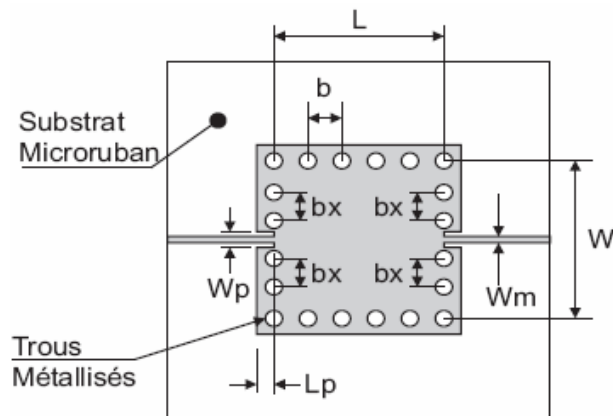


**Figure 2.3:** Constante de phase calculée du guide d'onde rempli de diélectrique, constante de phase calculée du guide SIW (avec la méthode "Boundary Integral Resonant Mode Expansion") et constante de phase mesurée du guide SIW [2.8].

## 2.2. Conception et mesure d'un résonateur SIW ( $f_r = 24 \text{ GHz}$ )

Un autre composant passif important pouvant être facilement conçu en utilisant la technologie SIW est le résonateur [2.9]. En effet, ce dernier permet d'une part la sélection de la fréquence de résonance d'un oscillateur, ainsi que la stabilisation de l'oscillateur avec une boucle de rétroaction positive, mais il peut également permettre d'évaluer les performances d'une technologie par la mesure de son facteur de qualité. Dans le but de comparer les performances d'un résonateur SIW par rapport à des résonateurs basés sur l'utilisation d'une ligne microruban ou d'un guide d'onde, nous avons conçu une cavité résonante SIW à la fréquence de 24 GHz et en utilisant un substrat de permittivité 2.94 (Duroid Rogers RT6002) et d'une épaisseur de  $254 \mu\text{m}$ . La conception originale (figure 2.4) fut proposée par Yves Cassivi [i.17], qui a montré que la cavité pouvait être efficacement couplée avec une ligne coplanaire et des sondes de courants. Chaque sonde de courant se compose d'une section de ligne coplanaire court-circuitée à son extrémité. La différence avec le résonateur de Cassivi est que nous avons

utilisé des vias cubiques et non cylindriques (il est expliqué plus loin l'intérêt de cette modification) et une sonde de courant légèrement modifiée pour permettre le couplage de l'énergie dans la cavité.



**Figure 2.4:** Résonateur SIW proposé par Yves Cassivi [i.17].

Dans le cas d'un résonateur guide d'onde rempli de diélectrique, le facteur de qualité total  $Q_{Total}$  du résonateur est une contribution des facteurs  $Q_c$  et  $Q_d$ , qui sont relatifs aux pertes de conduction et des pertes diélectriques, respectivement. Son expression est alors la suivante :

$$Q_{Total} = (1/Q_c + 1/Q_d)^{-1} \quad (2.1)$$

Le facteur  $Q_d$  est un paramètre qui dépend uniquement du type matériau utilisé. En effet, il est inversement proportionnel aux pertes tangentielles ( $\tan \delta$ ). On a alors :

$$Q_d = 1/\tan \delta \quad (2.2)$$

Le facteur  $Q_c$  dépend à la fois de la fréquence d'opération, du matériau utilisé et des dimensions du guide. On aura alors pour le mode  $TE_{101}$  [2.10]:

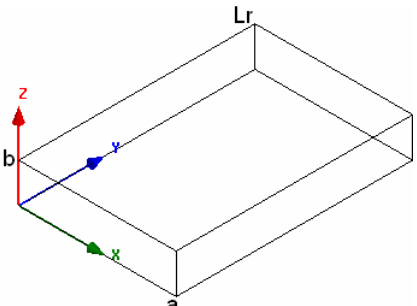
$$Q_c = \frac{(k\xi a)^3 b\eta}{2\pi^2 R_s \left[ 2(L^2 b a^3 + b\xi^3) + a\xi^3 + L^2 \xi a^3 \right]} \quad (2.3)$$

Avec

$$\xi = \frac{L\pi}{\sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}; R_s = \frac{1}{\sigma\delta_s} = \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r\omega}{2\sigma}}; \eta = \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\epsilon_0\epsilon_r}}; k = \omega\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}; L = 1.$$

$$\text{D'où } \frac{1}{Q_{total}} = \frac{2\pi^2 R_s \left[ 2(L^2 b a^3 + b\xi^3) + a\xi^3 + L^2 \xi a^3 \right]}{(k\xi a)^3 b\eta} + \tan \delta \quad (2.4)$$

Les expressions des champs électriques et magnétiques [2.11] dans la cavité pour le mode TE<sub>101</sub> sont de la forme (figure 2.5):

$$\begin{aligned} E_z &= E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{L_r}\right) \times \sin\left(\frac{\pi y}{a}\right) \\ H_z &= \frac{jaE_0}{\eta\sqrt{L_r^2 + a^2}} \times \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \times \cos\left(\frac{\pi y}{L_r}\right) \\ H_y &= \frac{jL_r E_0}{\eta\sqrt{L_r^2 + a^2}} \times \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \times \sin\left(\frac{\pi y}{L_r}\right) \end{aligned}$$


**Figure 2.5:** Expressions des champs électriques et magnétiques [2.11] dans la cavité pour le mode TE<sub>101</sub> pour un guide rectangulaire rempli de diélectrique.

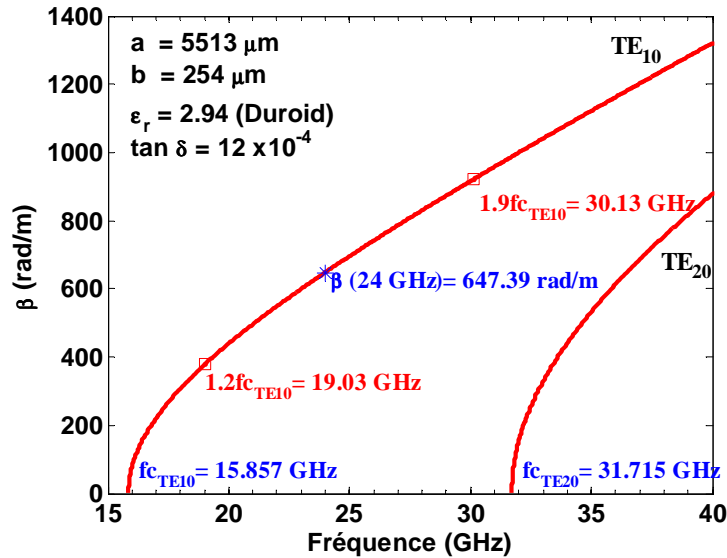
Les fréquences de résonance d'un résonateur basé sur un guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique (tel que décrit à la figure 2.2) peuvent être approximées avec une bonne précision en utilisant la relation suivante [2.11]:

$$f_r(TE_{mnu}) = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{u}{L_r}\right)^2} \quad m, n, u \in \mathbb{N}+ \quad (2.5)$$

Les paramètres  $a$ ,  $b$  et  $L_r$  représentent la largeur, la hauteur et la longueur de la cavité résonante basée sur l'utilisation d'un guide rectangulaire rempli de diélectrique. Le mode qui nous intéresse est le mode  $TE_{101}$  et lorsque la longueur de la cavité est fixée ( $L_r = 4853 \mu\text{m}$ ), on obtient la relation suivante:

$$a = \left( \sqrt{\left( \frac{2\sqrt{\epsilon_r} f_r(TE_{101})}{c_0} \right)^2 - \left( \frac{1}{L_r} \right)^2} \right)^{-1} \quad (2.6)$$

Pour une fréquence de résonance  $f_r(TE_{101}) = 24 \text{ GHz}$  et en utilisant le substrat Duroid RT6002 ( $\epsilon_r = 2.94$ ;  $\tan \delta = 1.2 \cdot 10^{-3}$ ,  $h = 254 \mu\text{m}$ ), la largeur du guide est alors  $a = 5513 \mu\text{m}$ . La figure 2.6 montre la constante de phase pour cette largeur de guide.

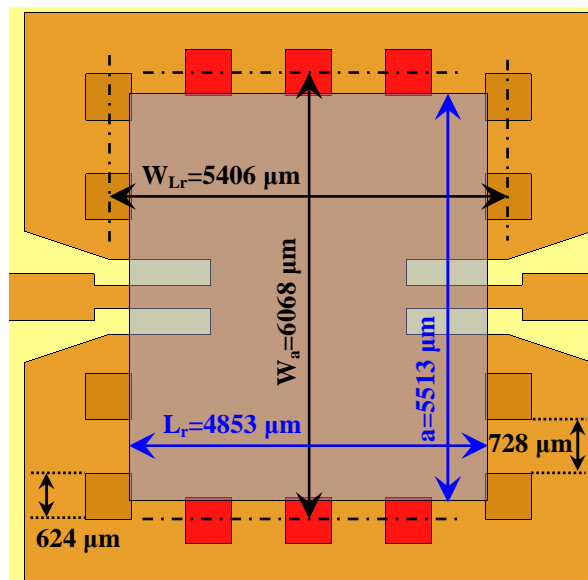


**Figure 2.6:** Constantes de phase simulées,  $\beta$ , pour les modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$  pour le guide rectangulaire rempli de diélectrique.



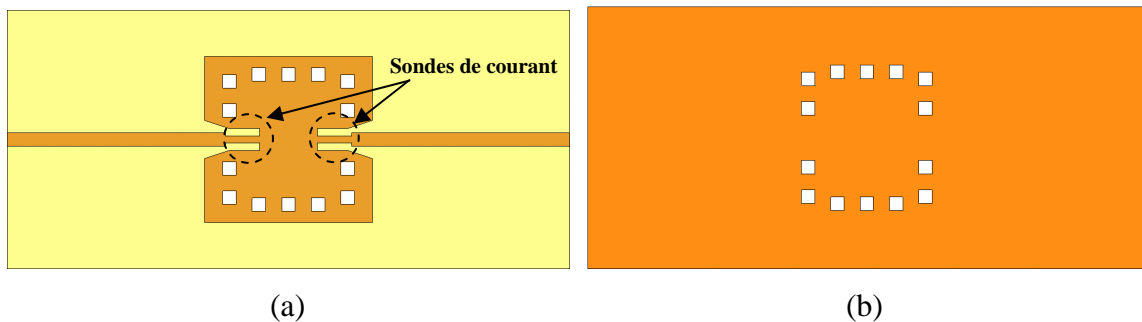
En utilisant la méthode de calcul décrite dans la section 2.4.10, les largeurs équivalentes pour la cavité SIW sont déterminées pour des vias cubiques de dimensions  $624\mu m \times 624\mu m \times 254\mu m$ , et une distance de  $728\mu m$  entre deux vias consécutifs. On obtient ainsi  $W_{Lr} = 5406\mu m$  et  $W_a = 6068\mu m$ . La figure 2.7 permet de visualiser les dimensions équivalentes de la cavité SIW par rapport aux dimensions de la cavité basée sur un guide rectangulaire rempli de diélectrique (cette dernière est représentée par le rectangle bleu sur la figure 2.7).

Une petite remarque doit être faite quant au choix de la longueur de la cavité ( $L_r = 4853\mu m$ ). Cette longueur fut choisie car elle permettait d'obtenir un nombre entier et impair de vias sur la longueur équivalente  $W_{Lr}$  :  $W_{Lr} = 5406\mu m = 4 \times p$  ( $p$  représente la distance centre à centre entre deux vias consécutifs:  $p = 1352\mu m$  et le diamètre du cylindre équivalent est  $d = 787\mu m$ ). Des vias cubiques sont utilisés pour une meilleure modélisation des murs électriques équivalents.



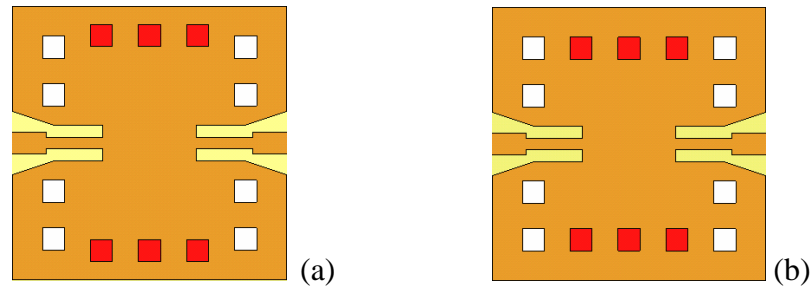
**Figure 2.7:** Dimensions de la cavité SIW par rapport à celles de la cavité en guide RWG rempli de diélectrique.

La figure 2.8 montre le résonateur SIW ainsi que les deux lignes coplanaires (CPW) avec sondes de courants. La cavité se comporte alors comme un filtre passe-bande. Deux transitions entre lignes CPW et lignes microrubans  $50 \Omega$  (version légèrement modifiée de la transition donnée dans [2.12]) sont présentes. Pour permettre de placer des sections de lignes CPW court-circuitées au voisinage du champ électrique maximal (pour former les deux sondes de courants), le via central est omis de chaque côté du résonateur SIW.



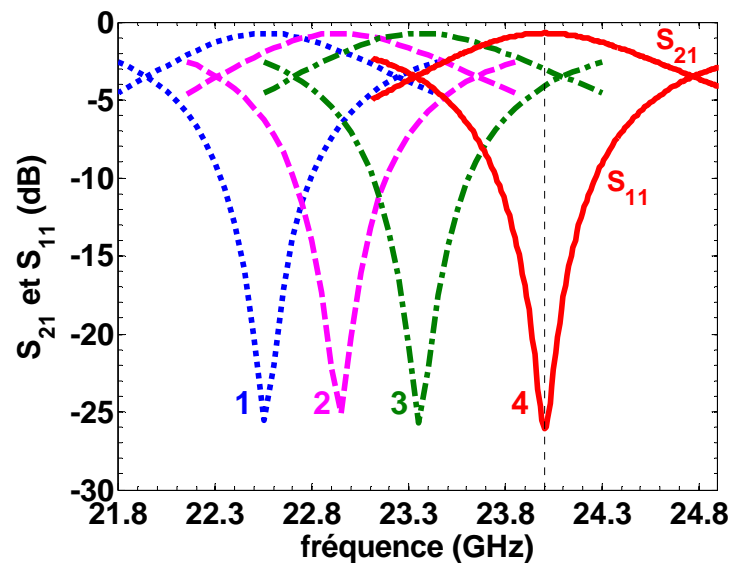
**Figure 2.8:** Résonateur SIW : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

Toutefois, la simulation du résonateur SIW présenté à la figure 2.8 avec HFSS a montré que la fréquence de résonance se situait à 22.55 GHz au lieu de 24 GHz. Ce qui représente une variation de 6 % de la fréquence optimales désirée. La raison majeure est que l'équation (2.5) est une approximation de la fréquence de résonance dans le cas d'un guide rectangulaire rempli de diélectrique. Or dans notre cas, c'est la technologie SIW qui est utilisée et des sondes de courants sont présentes pour coupler le mode  $TE_{101}$  de la cavité avec le mode quasi-TEM de la ligne microruban. Ce qui a pour effet de décaler la fréquence de résonance vers une fréquence légèrement plus basse. La largeur de la cavité,  $W_a$ , a donc été modifiée pour permettre d'atteindre une fréquence de résonance de 24 GHz. La figure 2.9 montre la cavité avec la largeur initiale  $W_a = 6068 \mu m$  et avec la largeur optimale  $W_a = 5395 \mu m$ . Dans les deux cas on a  $W_{Lr} = 5406 \mu m$ . On obtient alors une structure pratiquement carré pour la cavité pour compenser la variation de la fréquence de résonance.



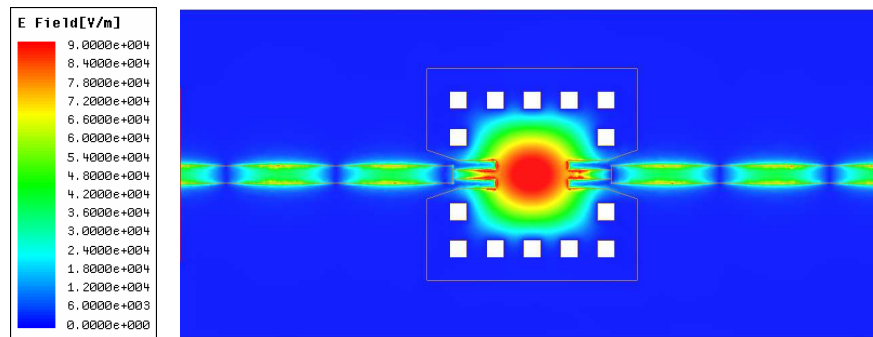
**Figure 2.9:** Dimensions de la cavité résonante SIW: (a)  $W_{L_r} = 5406 \mu m$  et  $W_a = 6068 \mu m$ ; (b)  $W_{L_r} = 5406 \mu m$  et  $W_a = 5395 \mu m$ .

La figure 2.10 montre les paramètres  $S$  du résonateur SIW pour des valeurs de largeur  $W_a$  égales à  $6068 \mu m$  ( $f_r = 22.55 GHz$ ),  $5868 \mu m$  ( $f_r = 22.95 GHz$ ),  $5668 \mu m$  ( $f_r = 23.35 GHz$ ) et  $5395 \mu m$  ( $f_r = 24 GHz$ ) respectivement. La longueur  $W_{L_r}$  est constante ( $W_{L_r} = 5406 \mu m$ ). On peut voir qu'une diminution de la largeur effective de la cavité permet de translater la fréquence de résonance jusqu'au 24 GHz désiré.



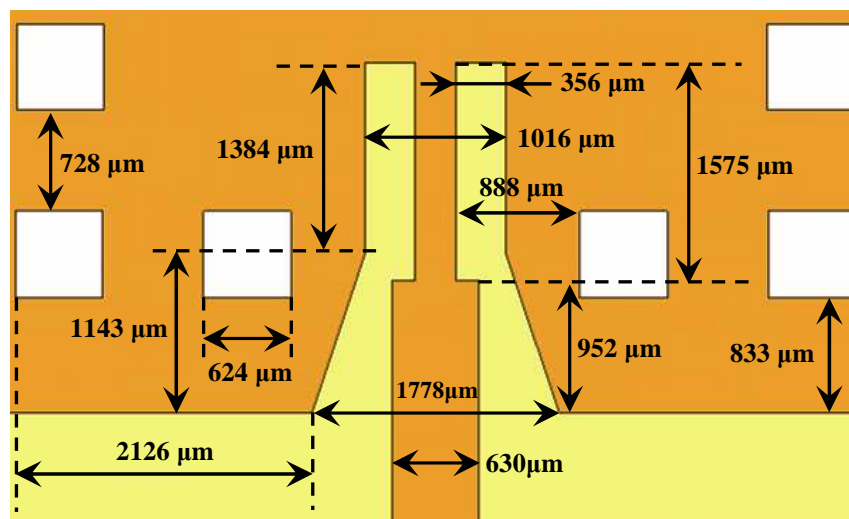
**Figure 2.10:** Paramètres  $S$  simulées pour: (1)  $W_a = 6068 \mu m$ ; (2)  $W_a = 5868 \mu m$ ; (3)  $W_a = 5668 \mu m$  et (4)  $W_a = 5395 \mu m$ .

La figure 2.11 présente la distribution du champ électrique le long des lignes d'accès et à l'intérieur de la cavité résonante ( $f_r = 24 \text{ GHz}$ ). On peut voir qu'une seule rangée de vias est suffisante pour correctement confiner le champ à l'intérieur de la cavité.

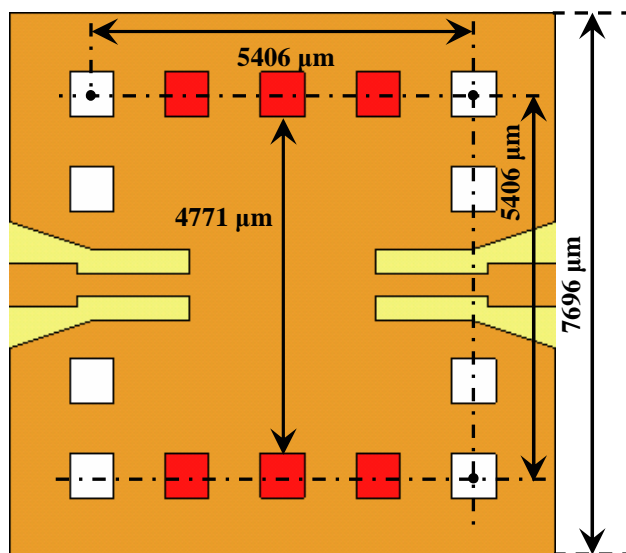


**Figure 2.11:** Champ électrique pour le résonateur SIW ( $W_a = 5395 \mu\text{m}$ ).

Les dimensions physiques du résonateur SIW sont données aux figures 2.12 (détails de la sonde de courant) et 2.13 (dimensions externes de la cavité).

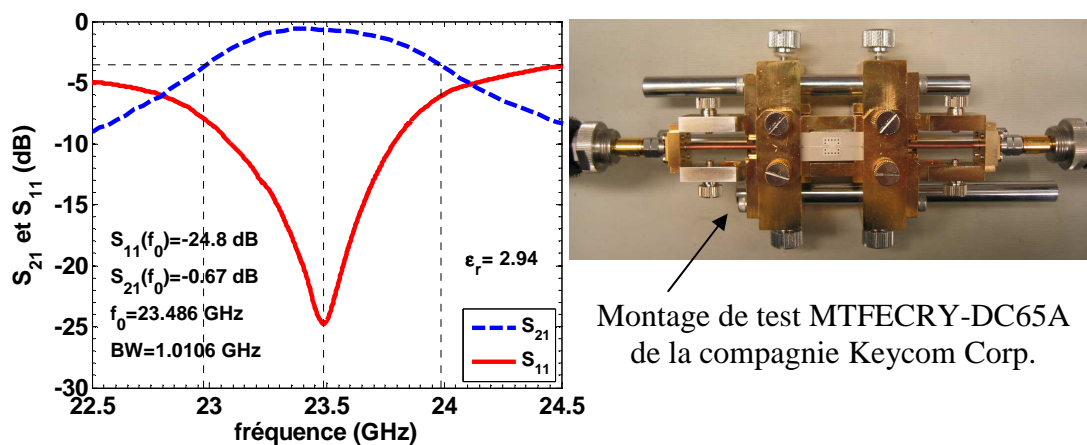


**Figure 2.12:** Dimensions d'une sonde de courant pour le résonateur SIW.



**Figure 2.13:** Dimensions externes du résonateur SIW.

Le résonateur SIW fut fabriqué sur substrat Duroid RT-6002 de la compagnie Rogers ( $\epsilon_r = 2.94$ ;  $\tan \delta = 1.2 \cdot 10^{-3}$ ,  $h = 254 \mu\text{m}$ ) et une épaisseur de cuivre ( $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) de  $18 \mu\text{m}$  pour la métallisation. Le montage de test MTFECRY-DC65A de la compagnie Keysight Corp. a été utilisé pour les mesures (figure 2.14).



**Figure 2.14:** Résultats de mesure des paramètres S du résonateur SIW avec vias cubiques.

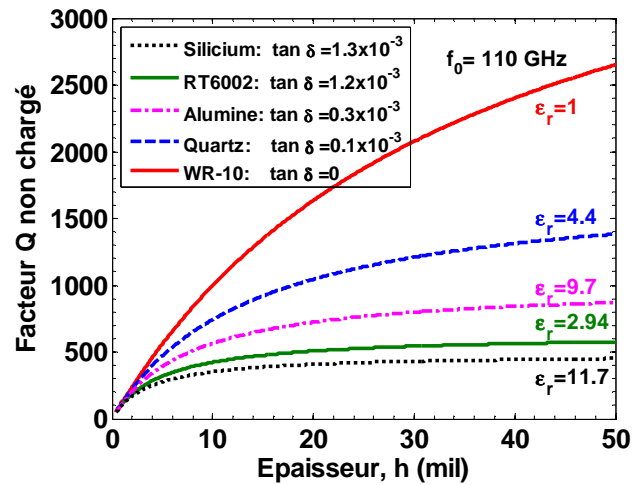
Les résultats de mesures montrent une fréquence de résonance de 23.486 GHz au lieu de 24 GHz, soit une variation d'environ 2.15 % par rapport à la valeur théorique. Cette différence peut être due aux erreurs de fabrication et à la tolérance de la valeur de la permittivité. Les pertes dues aux lignes d'accès ont été défalquées (de-embedded en anglais) à partir d'une calibration TRL (Thru Reflect Line). Le facteur de qualité non chargé du résonateur SIW peut être calculé selon les équations données dans [2.13]:

$$Q_{\text{chargé}}(\text{mesure}) = \frac{f_0}{BW(-3\text{dB})} = \frac{23.486}{23.989 - 22.976} = 23.2 \quad (2.7)$$

$$Q_{\text{ext}}(\text{mesure}) = Q_{\text{chargé}} \times 10^{\frac{-S_{21}(f_0)}{20}} = 23.2 \times 10^{\left(\frac{0.67}{20}\right)} = 25.06 \quad (2.8)$$

$$Q_{\text{non-chargé}}(\text{mesure}) = \left( \frac{1}{Q_{\text{chargé}}} - \frac{1}{Q_{\text{ext}}} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{23.2} - \frac{1}{25.06} \right)^{-1} = 312 \quad (2.9)$$

La valeur théorique du facteur de qualité non chargé, calculée à partir de l'équation (2.4), est de 364, ce qui représente une différence de 14.4 %. Il y a donc une bonne concordance entre la valeur expérimentale et la valeur théorique. A titre de comparaison on peut rappeler que le facteur de qualité non-chargé mesuré d'un résonateur basé sur la technologie des lignes microrubans est d'environ 40 lorsque la fréquence de résonance se situe dans la bande Ka (26.5–40 GHz). On a donc presque un facteur dix en termes de performance entre le résonateur SIW et le résonateur microruban avec un substrat qui n'est pas particulièrement à faibles pertes tangentielles. La figure 2.15 montre les facteurs de qualité non chargés calculés en utilisant (2.4), et ce, pour plusieurs matériaux et en faisant varier l'épaisseur du guide rectangulaire rempli de diélectrique. Les performances des diélectriques peuvent ainsi être comparées avec celles obtenues avec le guide rectangulaire standard WR-10 de dimensions 2.54 mm × 1.27 mm (100 mil × 50 mil).



**Figure 2.15:** Facteurs de qualité non chargés calculés, à  $f_r = 110 \text{ GHz}$ , pour plusieurs matériaux en fonction de l'épaisseur et pour un guide rectangulaire rempli de diélectrique.

Le tableau 2.1 montrent les facteurs de qualité non chargés pour les épaisseurs de 50, 25, 10 et 5 mil pour les cinq guides de permittivités différentes. Le nombre qui suit la barre oblique représente le rapport entre le facteur de qualité du guide WR-10 et celui du guide rempli de diélectrique considéré.

**Tableau 2.1:** Facteurs de qualité non chargés pour plusieurs matériaux en fonction de "b".

Matériel	Air	RT-6002	Quartz	Alumine	Silicium
Epaisseur b (mil)	$\epsilon_r = 1$	$\epsilon_r = 2.94$	$\epsilon_r = 4.4$	$\epsilon_r = 9.7$	$\epsilon_r = 11.7$
50	2650	575/4.61	1384/1.91	871/3.04	451/5.88
25	1872	528/3.54	1137/1.65	766/2.44	421/4.45
10	996	423/2.35	741/1.34	563/1.77	352/2.83
5	559	318/1.76	469/1.19	391/1.43	276/2.03

On peut constater que les rapports sont globalement supérieurs à 2 lorsqu'une épaisseur de 50 mil est considérée. Cependant, pour des fréquences d'opération se situant dans les ondes millimétriques, et plus particulièrement au-delà de 100 GHz, des

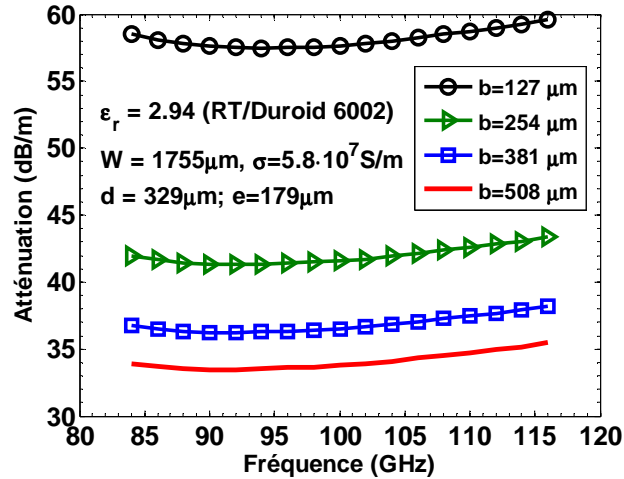
substrats avec des épaisseurs comprises entre 5 et 20 mil sont couramment utilisés. Or pour de telles épaisseurs il est possible d'obtenir des rapports  $\leq 2$  avec de l'alumine ou du quartz. Ce qui rend les guides SIW sur ces substrats faibles pertes diélectriques très intéressants pour les applications à hautes fréquences. Si le RT/Duroid 6002 de la compagnie Rogers présente des pertes diélectriques relativement élevées par rapport à l'alumine ou au quartz, c'est néanmoins ce substrat que nous avons choisi pour la conception de nos composants passifs SIW. La raison majeure derrière cela fut le désir de minimiser autant que possible l'influence des tolérances de fabrication. En effet, le premier défi à relever dans la conception des composants SIW était d'être capable de travailler à une fréquence d'opération qui se situait dans la bande 3 du projet ALMA, c'est-à-dire entre 84 et 116 GHz. La deuxième contrainte était de pouvoir concevoir des composants RF très large bande, c'est-à-dire de l'ordre de 30 %. Et bien évidemment, les circuits devaient pouvoir être fabriqués en utilisant l'équipement disponible à l'Ecole Polytechnique. Le RT/Duroid 6002 nous est donc apparu comme étant le choix le plus judicieux dans ce contexte de travail. En effet, sa permittivité relativement faible ( $\epsilon_r = 2.94$ ) permettait d'obtenir des circuits qui ne soient pas trop petits. En outre, ce matériau, qui est composée de céramique et de téflon (PTFE), se travaille très bien avec le laser LPKF Protomat-60 disponible au centre de recherche Poly-Grames et il présente une meilleure ductilité que l'alumine, par exemple, ce qui permet de le manipuler aisément et de le comprimer légèrement (quelques micromètres) sans risquer de le casser, ce qui est particulièrement intéressant lorsque des transitions de guides SIW à guides WR-10 sont utilisées.

### **2.3. Choix de l'épaisseur du substrat**

Après avoir déterminé quel était le substrat le plus approprié pour la conception de nos circuits passifs, il était important de choisir son épaisseur. Un compromis devait être fait entre les pertes d'insertion, la stabilité mécanique et les limites de profondeur de perforation du laser LPKF. L'épaisseur de substrat maximale pouvant être percée avec le laser est de 30 *mil*. Pour avoir une estimation des pertes d'insertion, des simulations en



utilisant HFSS ont été effectuées en utilisant une section de ligne SIW dont on a fait varier l'épaisseur. Les pertes d'insertion ainsi que les paramètres de la ligne SIW (tels que définis à la figure 2.2) sont présentés à la figure 2.16a.

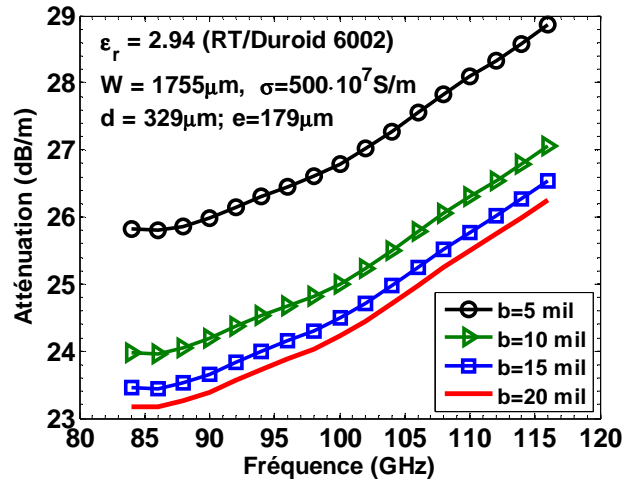


**Figure 2.16a:** Pertes d'insertion simulées pour une ligne SIW sur substrat Rogers RT/Duroid 6002 pour des épaisseurs de 5 à 20 mil et pour une conductivité  $\sigma_{\text{cuivre}}(300\text{K}) = 5.81 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ .

On peut constater qu'une ligne SIW d'une épaisseur de  $508 \mu\text{m}$  (20 mil) présente des pertes d'insertion inférieures à  $35.5 \text{ dB/m}$  dans la bande 84–116 GHz et en utilisant la conductivité du cuivre à  $T=300 \text{ K}$  ( $\sigma_{\text{cuivre}} = 5.81 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ). L'augmentation de la section transversale du guide permet en effet de réduire de façon notable les pertes de conduction. Une épaisseur de 20 mil permet également d'obtenir une bonne rigidité mécanique et d'être compatible avec le perçage des trous au laser.

La figure 2.16b est intéressante car elle montre les pertes d'insertion des mêmes lignes SIW, mais cette fois, en utilisant la valeur de la conductivité du cuivre qu'on retrouve à la température de 4 K, c'est-à-dire  $\sigma_{\text{cuivre}} = 500 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ . Les pertes tangentielles n'ont pas été modifiées dans les simulations ( $\tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}$ ). On peut voir

que l'écart maximal des pertes d'insertion entre les épaisseurs de 20 mil et de 5 mil est seulement de 2.6 dB/m.



**Figure 2.16b:** Pertes d'insertion simulées pour une ligne SIW sur substrat Rogers RT/Duroid 6002 pour des épaisseurs de 5 à 20 mil et pour une conductivité  $\sigma_{cuivre}(4K) = 500 \cdot 10^7 S/m$ .

La conclusion qui se dégage de ces résultats est que pour un fonctionnement à températures cryogéniques, l'épaisseur du substrat n'a que peu d'influence sur le facteur d'atténuation des guides SIW. Les pertes de conduction étant quasi-inexistantes du fait de la valeur élevée de la conductivité (on se retrouve dans le cas d'un conducteur presque parfait), ce sont véritablement les pertes tangentielles du substrat qui vont déterminer les performances des guides SIW.

## 2.4. Calcul de largeur effective "W" d'un guide SIW

### 2.4.1. Revue des équations analytiques dans la littérature

Afin d'évaluer les performances de notre nouvelle équation empirique pour le calcul de la largeur du guide SIW, nous avons tout d'abord comparé les différences de phase par unité de longueur entre le guide rectangulaire rempli de diélectrique et les guides

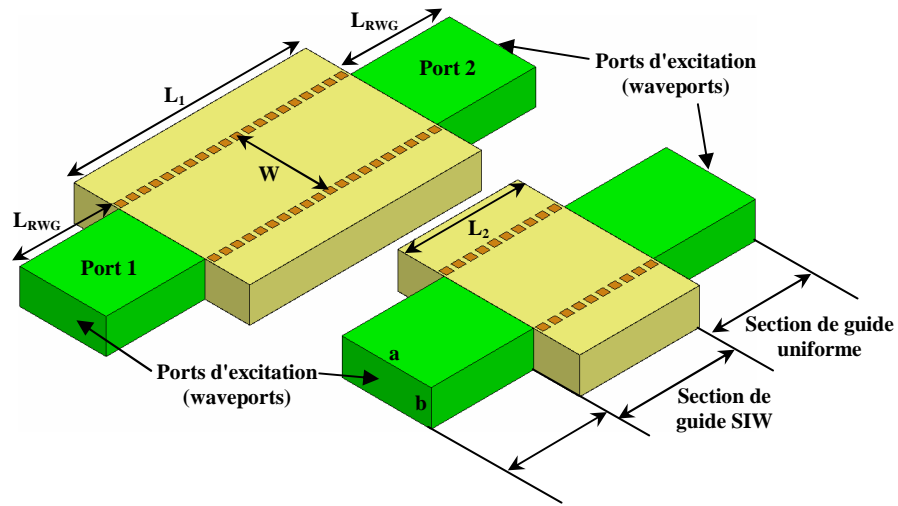
SIW équivalents, dont les largeurs ont été calculées en utilisant les équations analytiques disponibles dans la littérature [2.8], [2.16] et [2.17]. Les guides RWG et SIW ont un comportement électrique similaire lorsque la différence de phase est nulle. Les conditions de simulation avec HFSS furent les suivantes (point d'opération arbitraire):

- Point d'opération :  $d/\lambda_c = 0.225$  et  $p/\lambda_c = 0.25$  ( $p = 3455\mu m, d = 3110\mu m$ )
- Substrat : Duroid/RT5870 ( $\epsilon_r = 2.33; \tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}; \text{épaisseur} = 508\mu m$ )
- Dimensions du guide rectangulaire diélectrique:  $a = 6910\mu m$  et  $b = 508\mu m$
- Bande d'intérêt:  $f = [21; 27\text{GHz}]$
- Fréquence de coupure:  $f_c = 14.211\text{GHz}$
- Longueurs des guides RWG et SIW :  $L_{SIW} = L_{RWG} = 27.642\text{mm}$

Un substrat de permittivité légèrement différente a été utilisé (2.33 au lieu de 2.94) mais tout autre substrat aurait pu être choisi arbitrairement. Pour la détermination des constantes de propagation,  $\beta_{SIW}$ , des guides SIW, c'est la méthode des deux lignes [2.18] qui a été utilisée. La méthode consiste tout d'abord à simuler les paramètres S de deux sections de guides SIW de différentes longueurs ( $L_1 > L_2$ ). Des sections de guides rectangulaires remplis de diélectrique uniformes sont placées à chacune des extrémités des guides SIW (comme décrit à la figure 2.17a). La différence de phase entre les deux sections de guides simulées permet alors d'extraire la constante de propagation d'une section de guide SIW de longueur  $(L_1 - L_2)$ . On a alors:

$$\beta_{SIW} (\text{rad/m}) = \frac{|\angle S_{21}^{L_1+2L_{RWG}} - \angle S_{21}^{L_2+2L_{RWG}}|}{(L_1 + 2L_{RWG}) - (L_2 + 2L_{RWG})} \quad (2.10)$$

$\angle S_{21}^{L_1+2L_{RWG}}$  et  $\angle S_{21}^{L_2+2L_{RWG}}$  représentent les phases des sections de guides simulées.



**Figure 2.17a:** Méthode des deux lignes pour la détermination des constantes de propagation des guides SIW dont les largeurs ont été calculées avec les équations données dans [2.8], [2.16] et [2.17].

Yves Cassivi [2.8] fut le premier à étudier la propagation des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$  dans un guide SIW. Il utilisa pour cela la méthode BI-RME (décrite dans [2.14] et [2.15]) et le théorème de Floquet pour calculer la matrice admittance de la structure périodique SIW. A partir de cette méthode numérique l'auteur a proposé une équation empirique permettant de calculer la largeur  $W$  en fonction des paramètres  $d$  et  $p$  pour le mode  $TE_{10}$  et pour  $p < 0.5\lambda_0\sqrt{\epsilon_r}$  et  $p < 4d$  :

$$W_{CY} = a + \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.11)$$

Les définitions des paramètres  $W$ ,  $a$ ,  $d$  et  $p$  sont rappelées à la figure 2.17b. On peut voir sur cette même figure que la différence de phase par unité de longueur entre le RWG (de largeur  $a$ ) et le SIW (de largeur  $W_{CY}$ ) est comprise entre  $17.7^\circ$  (à la fréquence de 27 GHz) et  $25^\circ$  (à la fréquence de 21 GHz).

Feng Xu [2.16] a proposé une autre équation empirique permettant théoriquement de tenir compte de l'effet du rapport  $d/W$  qui n'apparaît pas dans (2.11). L'équation est valable selon l'auteur pour  $p < 3d$  et  $W > 5d$  et elle est de la forme:

$$W_{FX}^2 - \left( 1.08 \frac{d^2}{p} + a \right) W_{FX} + 0.1d^2 = 0 \quad (2.12)$$

Cependant, l'équation (2.12) n'a que très légèrement améliorée le résultat donné par l'équation de Cassivi (voir figure 2.17b). En effet, la différence de phase par unité de longueur entre le RWG (de largeur  $a$ ) et le SIW (de largeur  $W_{FX}$ ) est comprise entre  $16.6^\circ$  (à la fréquence de 27 GHz) et  $23.1^\circ$  (à la fréquence de 21 GHz).

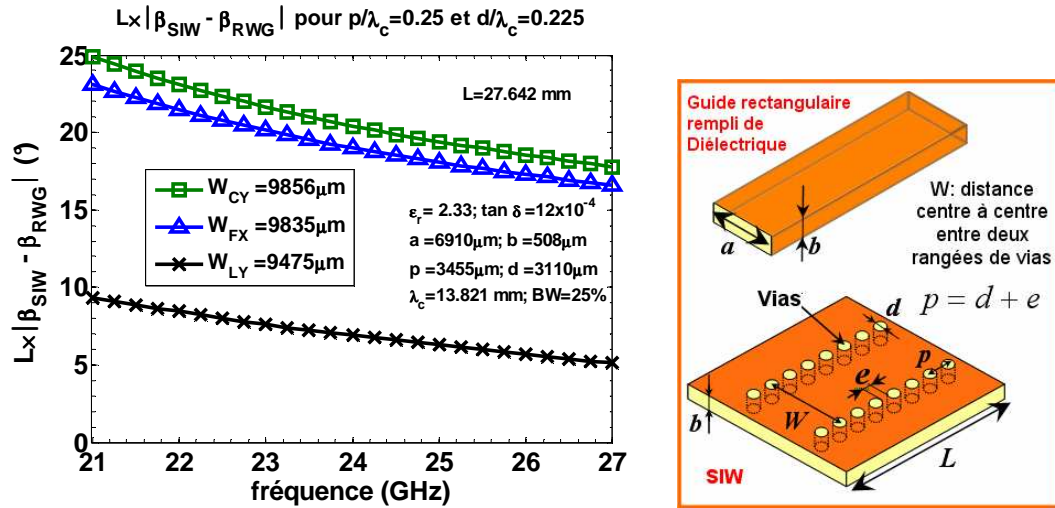
Li Yan a proposé une équation analytique dans [2.17] qui a effectivement amélioré la précision du calcul de la largeur effective  $W$ . Le système d'équations non-linéaires pour le calcul de la largeur du guide SIW est le suivant:

$$W_{LY} = a/\bar{W} \quad (2.13)$$

$$\text{Avec} \quad \bar{W} = \xi_1 + \frac{\xi_1}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}}; \quad \xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{LY}}{p} - 1.0684};$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{LY}}{p} - 1.201}; \quad \xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{LY}}{p} + 0.2152};$$

Dans ce cas (figure 2.17b), la différence de phase par unité de longueur entre le RWG (de largeur  $a$ ) et le SIW (de largeur  $W_{LY}$ ) est comprise entre  $5.1^\circ$  (à la fréquence de 27 GHz) et  $9.3^\circ$  (à la fréquence de 21 GHz). Les solutions imaginaires et réelles négatives ne sont pas retenues.



**Figure 2.17b:**  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  au point d'opération  $p/\lambda_c = 0.25$  et  $d/\lambda_c = 0.225$  en fonction de la fréquence avec les équations données dans [2.8], [2.16] et [2.17].

Si les méthodes numériques utilisées par ces différents auteurs permettent de prédire de façon précise le comportement électrique d'un guide SIW, les équations empiriques dérivées de ces méthodes souffrent d'un manque de précision et les domaines de validité sont peu ou mal définis.

#### 2.4.2. Critère pour le choix de la largeur "W" d'un guide SIW

Notre approche pour le calcul de la largeur effective fut donc quelque peu différente. Tout d'abord nous avons déterminé à partir des domaines de validité données dans les articles [2.8], [2.16] et [2.17] que l'étude devait se limiter aux valeurs pour lesquelles  $0 < e/\lambda_c < 0.2$  et  $0 < d/\lambda_c < 0.3$ . Puis dans un deuxième temps, les valeurs de  $W$  furent déterminées pour toutes les valeurs des couples  $(d/\lambda_c ; e/\lambda_c)$  compris dans ces intervalles (cela représentait plusieurs centaines de valeurs de  $W$ ), et ce, en utilisant le logiciel HFSS (le logiciel CST Microwave Studio donnait des valeurs quasi-identiques) et la méthode des lignes décrite dans la section 2.4.1. Dans le but de vérifier

que notre méthode pouvait s'appliquer à tout type de substrat, l'alumine fut choisi arbitrairement ( $\epsilon_r = 9.8$ ,  $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ) dans la bande de fréquence 18–24 GHz ( $a = 3791 \mu m$  et  $b = 381 \mu m$ ).

Dans le cas d'un guide rectangulaire rempli de diélectrique et pour le mode fondamental  $TE_{10}$ , la largeur, notée  $a$ , peut être facilement calculée à partir de l'expression de la fréquence de coupure du guide:

$$f_c(TE_{10}) = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

Considérons que la borne supérieure de notre bande d'intérêt, 24 GHz, se situe à  $1.9f_c$ . ce qui explique le choix de la valeur  $a = 3791 \mu m$ . En effet, il est courant d'utiliser les structures guides d'ondes (planaires ou non planaires) entre  $1.2f_c$  et  $1.9f_c$ , car en-dessous de  $1.2f_c$  les guides sont trop dispersifs et au-delà de  $2f_c$  il y a apparition des modes d'ordres supérieures. La hauteur du guide, autrement dit l'épaisseur du substrat, ne modifie pas la constante de propagation des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$  du guide et on a montré (section 2.3) qu'elle est choisie en fonction des spécifications en termes de pertes d'insertion. Dans le cas d'un guide SIW, le calcul de la largeur équivalente qui permet d'obtenir une constante de propagation similaire à celle du guide rectangulaire rempli de diélectrique se fait de façon moins directe. En effet, pour chaque couple de valeurs  $(d; p)$ , c'est-à-dire le diamètre d'un via et la distance centre à centre entre deux vias consécutifs, correspond une largeur optimale  $W$  (distance centre à centre entre deux rangées de vias).

Lors de la détermination des valeurs optimales de  $W$  en utilisant HFSS et la méthode des deux lignes (pour la détermination de la constante de propagation du guide SIW), le critère de convergence était défini par l'égalité des constantes de phase du guide

SIW et de son guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent à la fréquence de  $1.9f_c$ . Ce qui se traduit par:

$$\beta_{SIW}(1.9f_c = 24 \text{ GHz}) = \beta_{RWG}(1.9f_c = 24 \text{ GHz}) \quad (2.15)$$

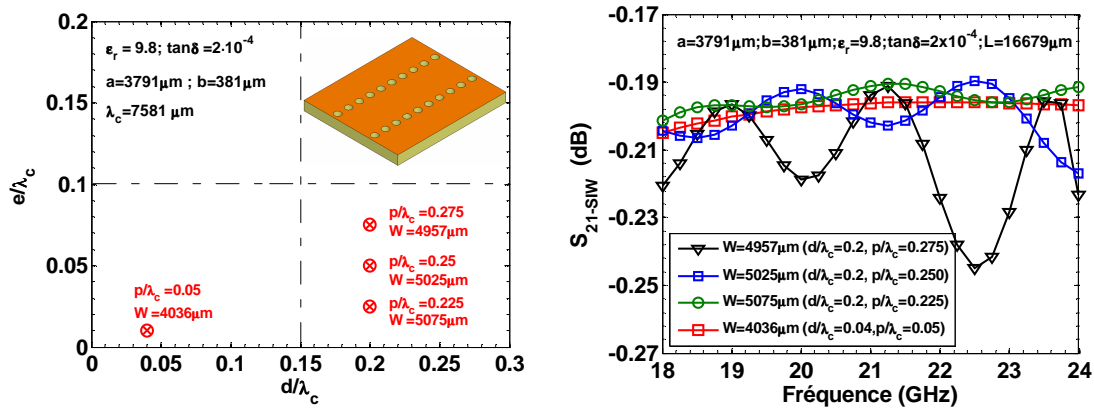
Le choix d'avoir la borne supérieure de la bande d'intérêt à  $1.9f_c$  est motivé par le fait que cette dernière se trouvera dans la partie la plus linéaire de la réponse fréquentielle de la constante de phase  $\beta$ , permettant d'obtenir un délai de groupe plus linéaire. Cela permet également de minimiser les pertes d'insertion du guide SIW. Contrairement aux guides d'ondes rectangulaires, pour lesquels les conceptions sont faites en utilisant les standards existants, les dimensions des guides SIW peuvent être choisies indépendamment des instruments de mesures. Il est donc souhaitable de profiter de cet avantage pour choisir les dimensions des guides SIW afin d'optimiser leur efficacité.

Pour chaque valeur optimisée de  $W$  dans les intervalles  $0 < d/\lambda_c < 0.3$  et  $0 < e/\lambda_c < 0.2$ , les paramètres S des sections SIW furent simulés et analysés.

### 2.4.3. Les pertes d'insertion d'un guide SIW

Les pertes d'insertion d'une section de guide SIW de 16.68 mm de longueur ont été simulées pour quatre différentes périodes  $p$  et en utilisant des vias cylindriques (figure 2.18). Les pertes tangentielles et les pertes de conduction ont été prises en considération. Un substrat d'alumine ( $\epsilon_r = 9.8, \tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ) de  $381 \mu\text{m}$  d'épaisseur a été utilisé pour un fonctionnement dans la bande 18–24 GHz. Les pertes d'insertion pour les différentes configurations sont également données à la figure 2.18. On peut voir que les ondulations sont plus importantes lorsque la valeur de la période augmente.

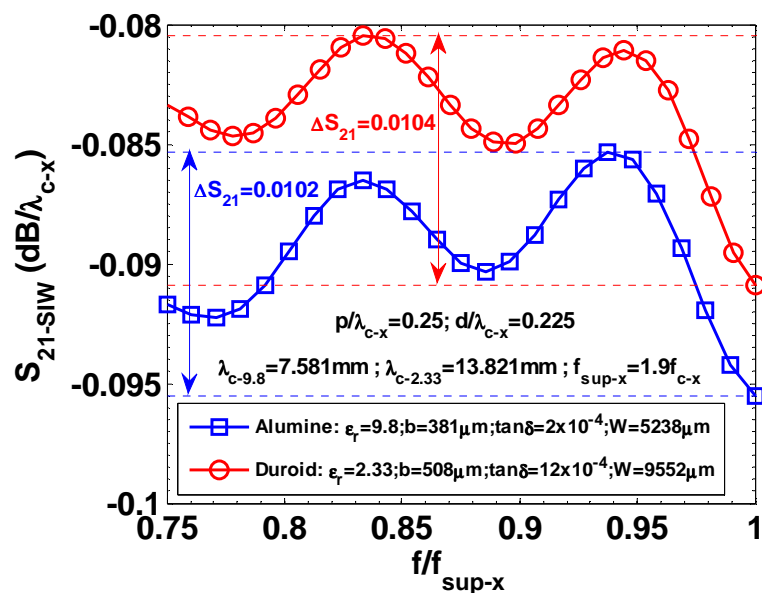




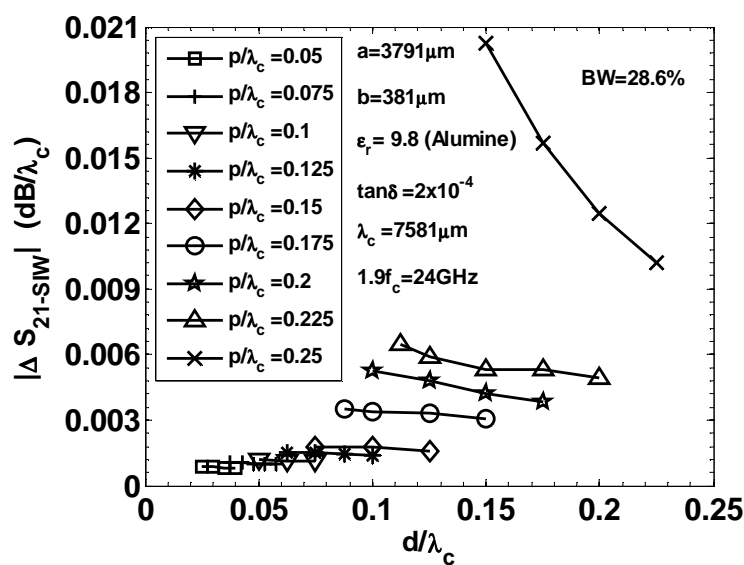
**Figure 2.18:** Les quatre configurations dans les intervalles  $0 < d/\lambda_c < 0.3$  et  $0 < e/\lambda_c < 0.2$  et les pertes d'insertion simulées associées.

La figure 2.19 montre que les amplitudes de ces ondulations sont similaires ( $\Delta S_{21}^{Alu\ min\ e} = 0.0102 \text{ dB}/\lambda_c$  et  $\Delta S_{21}^{Duroid} = 0.0104 \text{ dB}/\lambda_c$ ) lorsque des substrats de différentes permittivités et pertes tangentielles sont utilisées. Les amplitudes maximales des ondulations pour  $0 < d/\lambda_c \leq 0.25$  et  $0 < p/\lambda_c \leq 0.25$  sur une largeur de bande d'environ 29 % sont présentées à la figure 2.20. Pour  $p/\lambda_c > 0.225$  les amplitudes augmentent de façon significative.

A titre d'exemple pour  $d/\lambda_c = 0.15$  et  $p/\lambda_c = 0.275$  on a  $\Delta S_{21} = 0.045 \text{ dB}/\lambda_c$  (ce point n'apparaît pas sur la figure pour plus de visibilité). Ces ondulations sont dues à la présence des rangées périodiques de vias. Ces discontinuités des murs électriques latéraux du guide constituent la source des réflexions. Les amplitudes des ondulations qui en résultent sont indépendantes du type de substrat utilisé comme le montre les simulations de la figure 2.19.



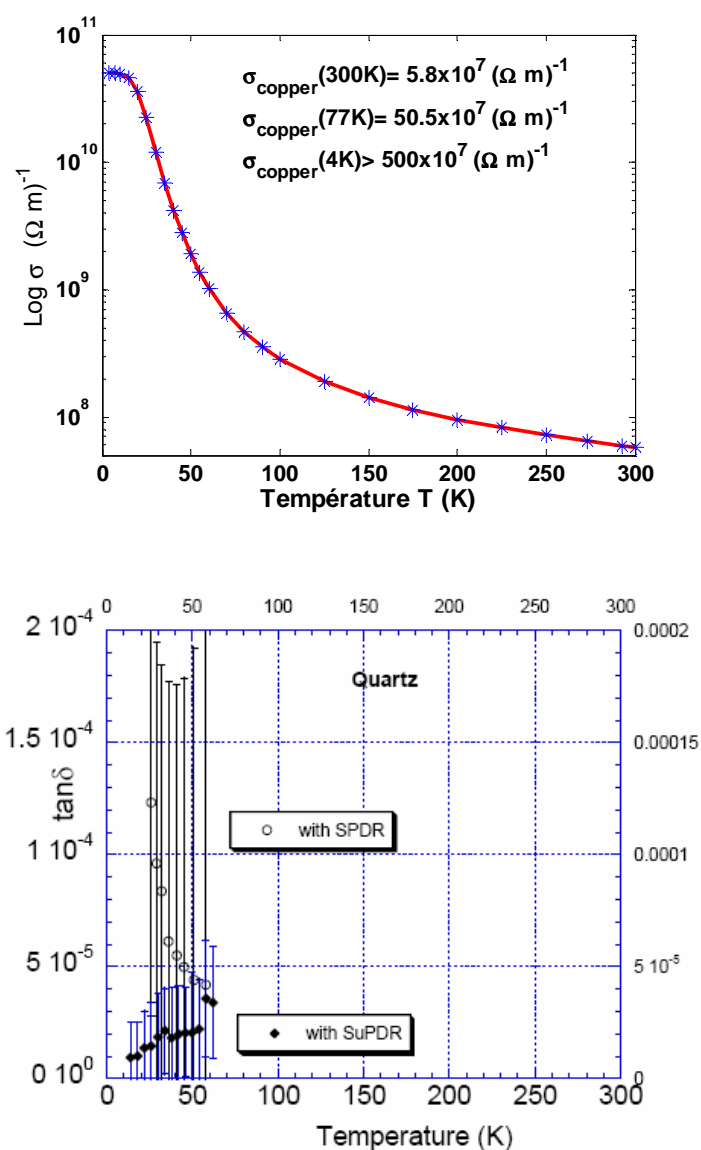
**Figure 2.19:** Pertes d'insertion simulées d'une section de guide SIW pour  $p/\lambda_c = 0.25$  et  $d/\lambda_c = 0.225$  pour l'alumine et le substrat Duroid 5870.



**Figure 2.20:** Amplitudes maximales des ondulations pour le guide SIW.

Ces ondulations peuvent alors avoir un impact significatif pour les récepteurs opérant à une température aussi basse que 4 K. En effet, à cette température, les pertes

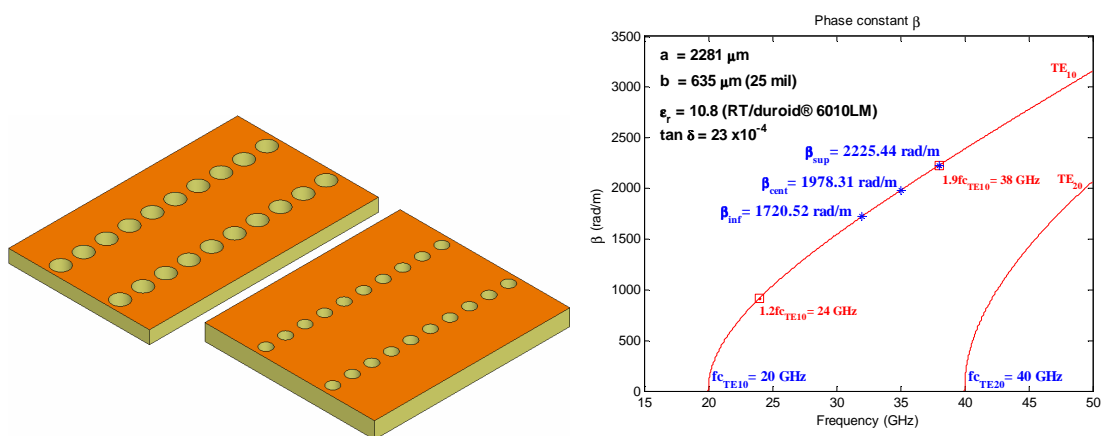
de conduction et les pertes diélectriques sont très faibles, on a par exemple une conductivité de l'ordre de  $500 \cdot 10^7 S/m$  à 4 K pour le cuivre et des pertes tangentielles inférieures à  $\tan \delta = 0.2 \cdot 10^{-4}$  (pour  $f = 10GHz$ ) avec du quartz (figure 2.21) à la même température physique d'environ 12 K.



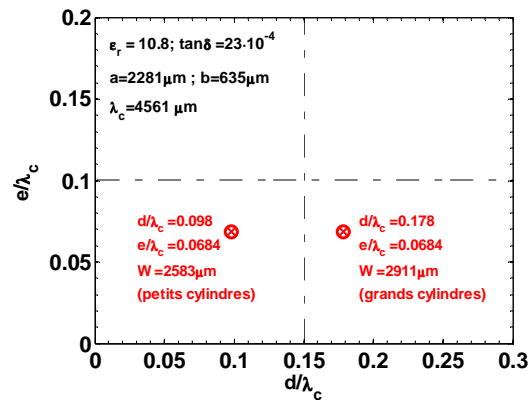
**Figure 2.21:** Conductivité du cuivre et  $\tan \delta$  du quartz [2.19] en fonction de la température.

#### 2.4.4. Impact du diamètre des vias sur l'adaptation

Les interférences constructives et destructives des ondes réfléchies qui sont relatives aux diamètres des vias et à la longueur de la période, peuvent être à l'origine de la dégradation du coefficient de réflexion lorsque ce dernier est interfacée avec une autre ligne de transmission, tel qu'une ligne microruban. Pour montrer l'impact du diamètre des vias sur le niveau du coefficient de réflexion d'une transition de guide SIW à ligne microruban, deux sections de guide SIW ayant des diamètres de vias différents ont été considérées. Le point d'opération de la 1<sup>ère</sup> section de guide SIW est le suivant:  $p/\lambda_c = 0.1664$  et  $d/\lambda_c = 0.098$ . Le second point d'opération correspondant à la 2<sup>ème</sup> section est  $p/\lambda_c = 0.2464$  et  $d/\lambda_c = 0.178$ . Le substrat Duroid 6010LM ( $\epsilon_r = 10.8$ ;  $\tan \delta = 23 \cdot 10^{-4}$ ) de  $635 \mu m$  d'épaisseur est utilisé pour les simulations. Les paramètres du guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent sont les suivantes:  $a = 2281 \mu m$ ,  $b = 635 \mu m$  et  $\lambda_c = 4561 \mu m$ . La figure 2.22 montre les deux configurations ainsi que la bande de fréquence considérée. La figure 2.23 montre les deux points d'opération dans les intervalles  $0 < d/\lambda_c < 0.25$  et  $0.05 < p/\lambda_c \leq 0.25$ .

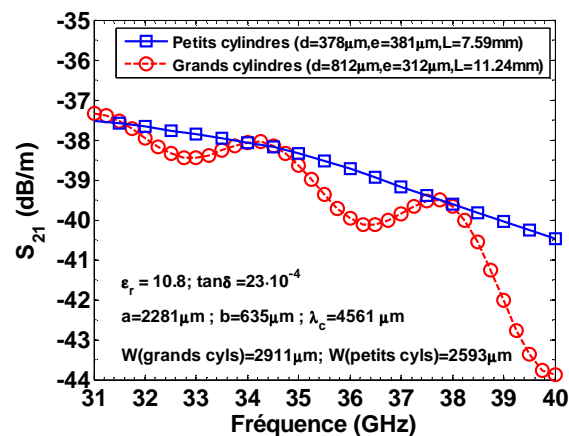


**Figure 2.22:** Configurations utilisées pour les guides SIW ainsi que la bande de fréquence considérée (31-38 GHz).



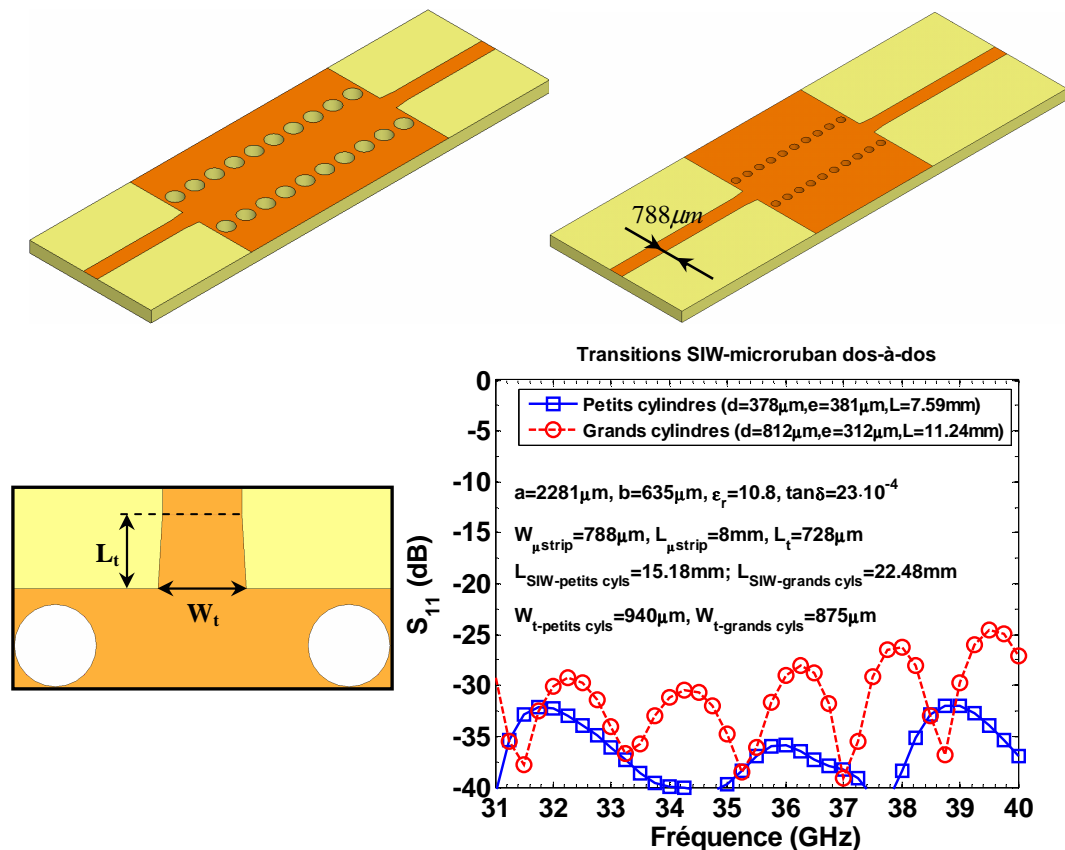
**Figure 2.23:** Paramètres de conception des deux guides SIW.

Les paramètres du guide SIW avec vias de faibles diamètres sont  $p_{\text{petits cyls}} = 759 \mu\text{m}$ ;  $d_{\text{petits cyls}} = 447 \mu\text{m}$ ,  $e_{\text{petits cyls}} = 312 \mu\text{m}$  et  $W_{\text{petits cyls}} = 2593 \mu\text{m}$ . Les paramètres du guide SIW avec vias de diamètres plus grands sont:  $p_{\text{grands cyls}} = 1124 \mu\text{m}$ ,  $d_{\text{grands cyls}} = 812 \mu\text{m}$ ,  $e_{\text{grands cyls}} = 312 \mu\text{m}$  et  $W_{\text{grands cyls}} = 2911 \mu\text{m}$ . Dans les deux cas l'espacement entre deux vias consécutifs est le même:  $e_{\text{petits cyls}} = e_{\text{grands cyls}} = 312 \mu\text{m}$ . Les pertes d'insertion simulées des deux guides SIW, en utilisant la méthode des deux lignes, sont donnés à la figure 2.24. On peut voir que dans le cas du SIW avec vias de faible diamètre les pertes d'insertion ne présentent pas d'ondulations sur toute la bande de fréquence (31–38 GHz).



**Figure 2.24:** Paramètres S simulés pour les deux sections de guides SIW.

Pour illustrer ce problème, deux transitions SIW-microruban (selon [2.20]) dos à dos ont été simulées. Les coefficients de réflexion ainsi que les valeurs numériques des paramètres des transitions sont données à la figure 2.25.



**Figure 2.25:** Paramètres  $S$  simulés des deux transitions SIW-MS dos à dos.

Les coefficients de réflexion des transitions utilisant des vias cylindriques et parallélépipédiques sont inférieures à  $-24.5$  dB et  $-32$  dB, respectivement. La période ainsi que le diamètre des vias d'un guide SIW ont donc un impact important sur le niveau d'adaptation final lorsque ce dernier est interfacé avec différentes lignes de transmission, telle qu'une ligne microruban.

### 2.4.5. La constante de phase d'un guide SIW ( $\beta_{SIW}$ )

Comme on l'a vu précédemment, les largeurs des guides SIW, notées  $W$ , ont été optimisées afin de minimiser la différence entre la constante de phase du guide SIW et celle du guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent. La valeur optimale donnant une différence de  $0^\circ$  pour la fréquence supérieure de la bande d'intérêt (correspondant idéalement à  $1.9f_c$ ). La figure 2.26 montre la différence de constante de phase  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  simulée dans la bande 18–24 GHz, pour  $p/\lambda_c = 0.25$  et  $d/\lambda_c = 0.225$ , et en utilisant un substrat d'alumine de  $381\mu\text{m}$  d'épaisseur. La différence de constante de phase est de seulement  $2^\circ$  pour une largeur de 28.6 %. Au point  $p/\lambda_c = 0.275$  et  $d/\lambda_c = 0.15$ , la différence maximale sur 28.6 % est déjà de  $11^\circ$ .

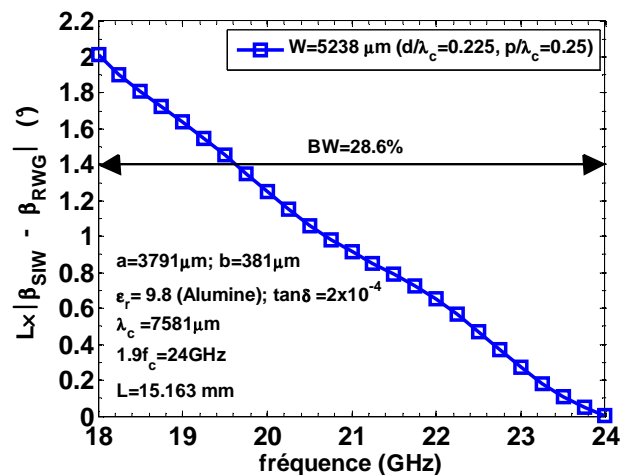
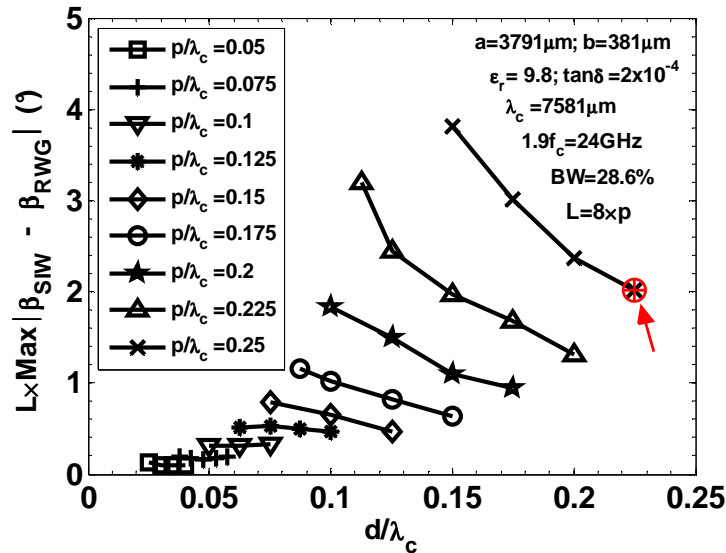


Figure 2.26:  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  simulée en fonction de la fréquence.

La figure 2.27 montre les différences de constante de phase  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  maximales simulées, sur une largeur de bande de 28.6 %, en fonction de  $d/\lambda_c$  et pour plusieurs valeurs de  $p/\lambda_c$ . La différence augmente pour des valeurs croissantes de la période. Le point considéré à la figure 2.26 est indiqué à la figure 2.27.



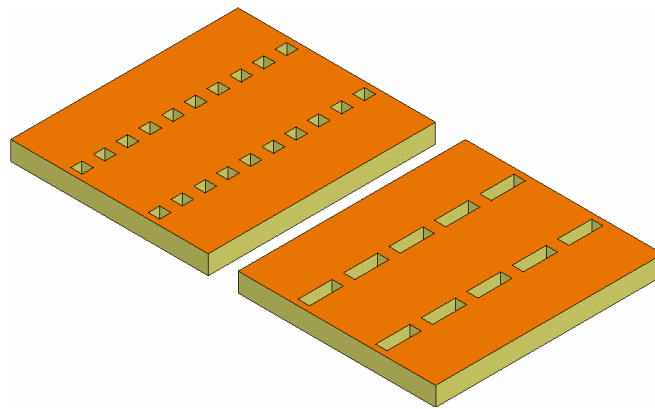
**Figure 2.27:** Différences  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  maximales simulées pour BW=29 % en fonction de  $d/\lambda_c$  et pour plusieurs valeurs de  $p/\lambda_c$ .

#### 2.4.6. Les bandes de propagation interdites (BPIs)

Les trous métallisés (vias) circulaires sont traditionnellement utilisés pour synthétiser les murs électriques d'un guide SIW, car l'utilisation d'une fraiseuse à commande numérique ne permet pas de forer d'autres formes géométriques. Cependant, le perçage laser a permis de remplacer les formes cylindriques par des formes parallélépipédiques ou polygonales (les arêtes présenteront tout de même un rayon qui sera dû au diamètre de 40  $\mu m$  du laser) qui permettent d'obtenir une meilleure définition des murs électriques équivalents. Il a également permis de travailler à plus haute fréquence (au-delà de 100 GHz) et avec des substrats ayant des permittivités plus élevées, tels que la céramique ( $\epsilon_r = 9.7$ ) ou les semi-conducteurs ( $\epsilon_{r-silicium} = 11.7$ ,  $\epsilon_{r-GaAs} \cong 12.5$ ). Le perçage laser est en outre une solution moins coûteuse que l'utilisation de la gravure sèche/humide. Cependant, dans le but de garantir



une métallisation homogène des vias, il est important que le rapport entre l'épaisseur du substrat et la largeur d'un via n'excède pas 3. Pour des valeurs de ratios plus importantes, l'alternative est d'utiliser des fentes métallisées à la place des traditionnels vias (cf. figure 2.28). Il est à noter que la largeur " $W$ " des guides SIW basés sur des vias et des fentes métallisées sera différente pour une même fréquence d'opération car la position des murs électriques équivalents par rapport à l'axe axial du guide ne sera pas identique.

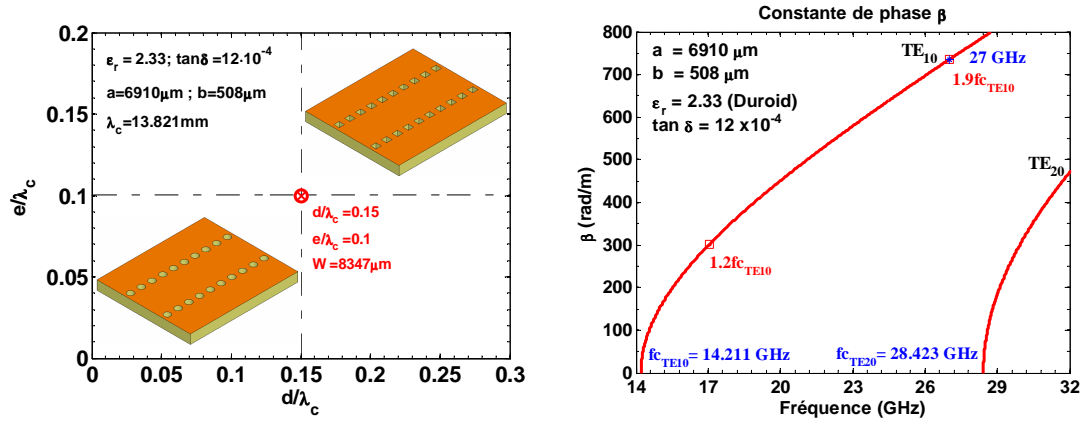


**Figure 2.28:** SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées.

S'il est possible, en adoptant les fentes, d'obtenir une métallisation homogène, la présence des bandes de propagation interdites (BPIs), qui est due à la périodicité de la structure, au voisinage de la fréquence d'opération monomode du guide SIW peut poser un problème. En effet, ces BPIs qui résultent des réflexions de Bragg au voisinage des fréquences pour lesquelles l'espacement " $p$ " ( $= d + e$ ) est égal à un multiple de la demi-longueur d'onde, auront comme conséquence de réduire la largeur de bande utilisable du guide SIW. Trois cas de figures sont donc possibles, les deux premiers cas représentent l'utilisation de vias ou de fentes métallisées pour des fréquences d'opération se situant avant la première BPI. Dans le dernier cas de figure les fréquences d'opération d'un SIW avec fentes se situent entre deux BPIs (En pratique, seulement entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> ou bien entre la 2<sup>ème</sup> et la 3<sup>ème</sup> pour conserver l'intégrité mécanique). Les fréquences de résonances des BPIs peuvent être calculées en utilisant la relation suivante:

$$f_r^{BPI} = f_c \sqrt{\left[ \frac{n_r}{2} \times \left( M \times \frac{p}{\lambda_c} \right)^{-1} \right]^2 + 1} \quad (2.16)$$

Avec  $f_c$  la fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$ ,  $p$  la période du SIW avec vias cylindriques (cf. figure 2.2),  $n_r$  est l'indice de la BPI considérée ( $n_r$  est un entier positif) et le paramètre  $M$  permet de modifier la période de la fente métallisée ( $M$  est un nombre réel positif et on a  $M = 1$  lorsque la fréquence de résonance est calculée dans le cas d'un SIW avec vias cylindriques ou cubiques). Pour illustrer les effets de ces BPI sur le comportement électriques des guides SIW, les paramètres S et la constante de phase ont été simulés au point de fonctionnement  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$  dans les cas de guides avec vias cubiques et cylindriques (figure 2.29). La largeur des guides  $W = 8347 \mu m$  est commune en utilisant le substrat RT/Duroid 5870.



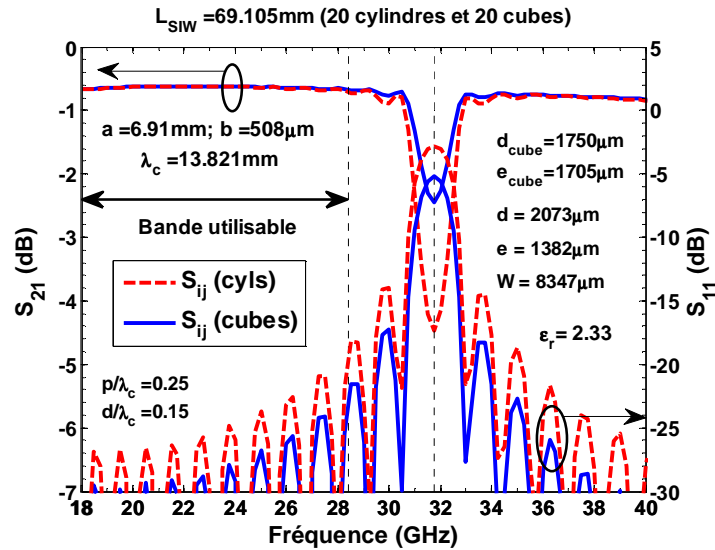
**Figure 2.29:** Guides SIWs avec vias parallélépipédiques et cylindriques pour  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$  et la bande de fréquence considérée.

Les autres dimensions sont les suivantes:

$$\frac{p}{\lambda_c} = 0.25; \frac{d}{\lambda_c} = 0.15; \frac{e}{\lambda_c} = 0.1; p = 3455 \mu m; d = 2073 \mu m; e = 1382 \mu m.$$

$$e_{cube} = 1705\mu m; d_{cube} = 1750\mu m; p_{cube} = p = 3455\mu m.$$

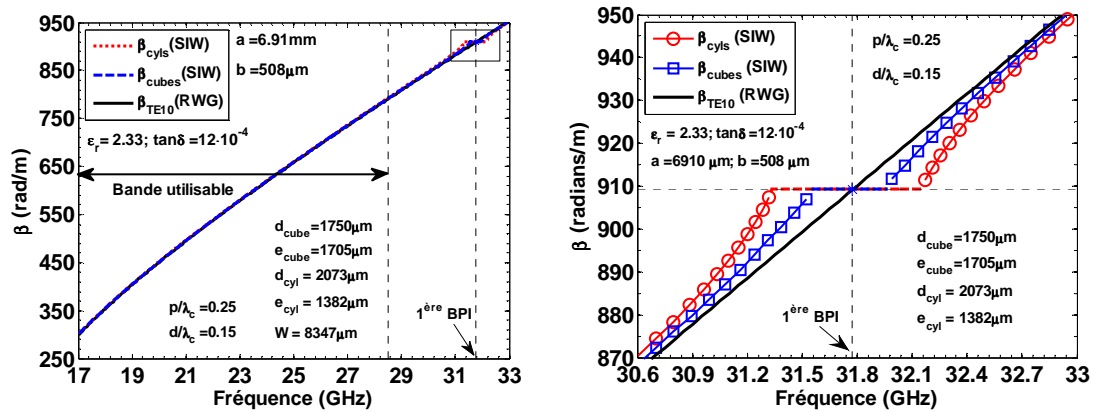
Les fréquences de résonances des deux premières BPIs calculées à partir de l'équation (2.16) et pour  $f_c = 14.2105GHz$  sont égales à  $f_r^{1^{ère} BPI} = 31.776GHz$  et  $f_r^{2^{ème} BPI} = 58.592GHz$ . Ce qui signifie que pour cette valeur de période ( $p/\lambda_c = 0.25$ ) l'influence de la 1<sup>ère</sup> BPI sera faible dans la bande de fréquence utilisable, c'est-à-dire entre  $1.2f_c$  et  $2f_c$ . La figure 2.30 montre les pertes d'insertion ainsi que l'adaptation pour les deux guides SIW. Les pertes augmentent et le coefficient de réflexion se dégrade lorsqu'on approche de la fréquence de résonance de la BPI. On peut voir également que son influence est moindre dans le cas du guide avec vias cubiques.



**Figure 2.30:** Paramètres S simulés des SIWs avec vias parallélépipédiques et cylindriques pour  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ .

La figure 2.31 présente les constantes de phase des deux guides SIW par rapport à la constante de phase du guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent. On peut constater l'effet de dispersion de phase qui débute au voisinage de la fréquence de résonance de la BPI. Ce qui entrainera une non-linéarité du délai de groupe. Une fois

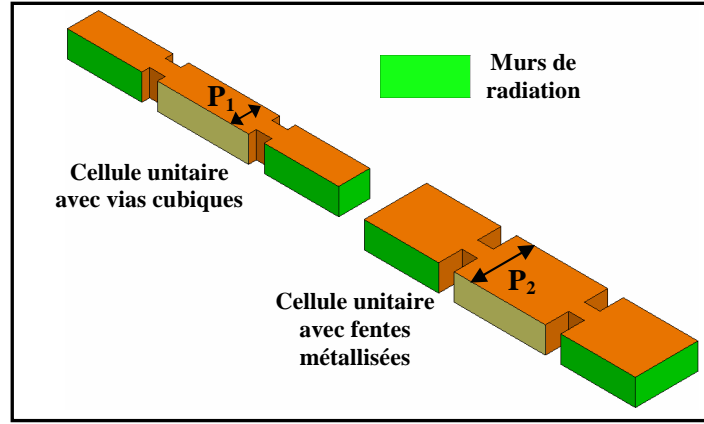
encore, la dispersion est plus importante dans le cas du SIW avec vias cylindriques. Ce qui montre que pour un même point de fonctionnement, l'utilisation de vias parallélépipédiques est préférable.



**Figure 2.31:** Constantes de phase simulées des SIWs avec vias cylindriques et parallélépipédiques pour  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ .

#### 2.4.7. L'impédance de Bloch d'un guide SIW ( $Z_{Bloch}$ )

L'impédance caractéristique des structures périodiques, telle qu'une ligne SIW, est appelée impédance de Bloch. Ce terme est utilisé par analogie avec le phénomène de propagation des électrons, en mécanique quantique, à travers un réseau de cristaux périodique dans un solide [2.10]. L'impédance de Bloch pour un guide SIW, notée  $Z_{Bloch}$ , peut être calculée à partir des paramètres S simulés [2.21],  $S_{ij}$ , d'une cellule unitaire de guide de période  $p$ , dont les ports d'entrée et de sorties sont placés au centre des vias ou des fentes considérés (voir figure 2.32). Une relation directe existe entre  $Z_{Bloch}$ , et l'impédance d'onde d'un guide rectangulaire uniforme rempli de diélectrique (de dimensions  $a \times b$ ),  $Z_{TE}$ . Cette relation peut être dérivée de la matrice S d'une ligne de transmission sans pertes:



**Figure 2.32:** Cellules unitaires SIW avec vias cubiques et fentes métallisées.

$$S|_{Z_{Bloch}} = \exp(-j\beta l) \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.17a)$$

Une fois normalisée par rapport à  $Z_{TE}$  [2.22], on obtient:

$$S|_{Z_{TE}} = (S|_{Z_{Bloch}} + \Gamma)(1 + \Gamma S|_{Z_{Bloch}})^{-1} \quad (2.17b)$$

Avec  $\Gamma$  le coefficient de réflexion  $= (Z_{Bloch} - Z_{TE}) / (Z_{Bloch} + Z_{TE})$ . On obtient alors, à partir du système de l'équation (2.17b):

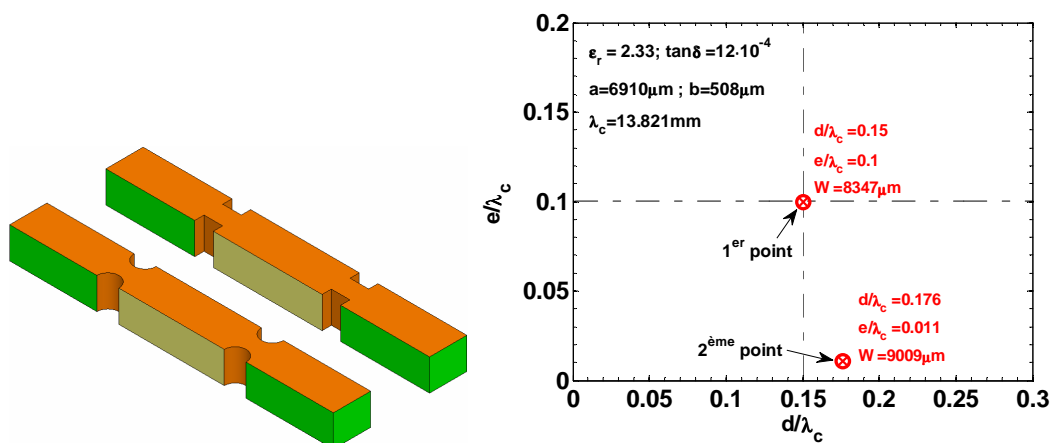
$$S_{11}|_{Z_{TE}} = S_{22}|_{Z_{TE}} = \Gamma \frac{1 - \exp(-j2\beta l)}{1 - \Gamma^2 \exp(-j2\beta l)} \quad (2.17c)$$

$$S_{12}|_{Z_{TE}} = S_{21}|_{Z_{TE}} = \exp(-j\beta l) \frac{1 - \Gamma^2}{1 - \Gamma^2 \exp(-j2\beta l)} \quad (2.17d)$$

L'impédance de Bloch du guide SIW peut finalement s'écrire en fonction de l'impédance d'onde de la façon suivante:

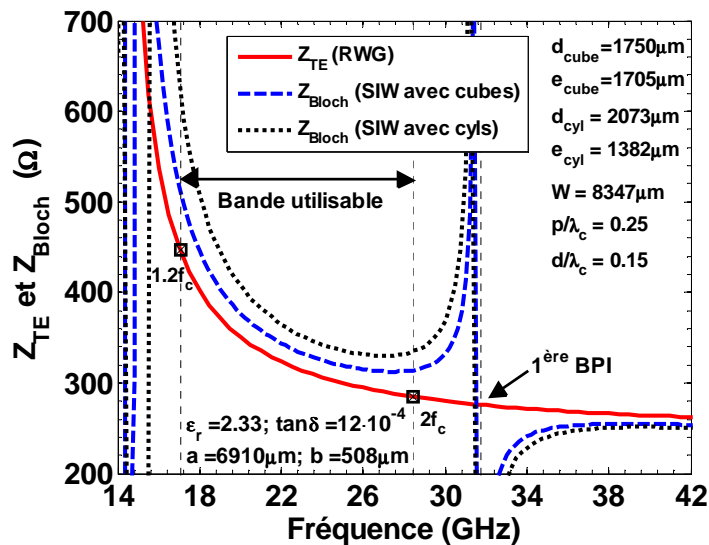
$$Z_{Bloch} = Z_{TE} \sqrt{\frac{(S_{11} + S_{21} + 1)(S_{11} - S_{21} + 1)}{(S_{11} + S_{21} - 1)(S_{11} - S_{21} - 1)}} \quad (2.17e)$$

L'impédance de Bloch a été calculée pour des cellules unitaires de guides SIW avec vias cylindriques et parallélépipédiques (figure 2.33) aux points de fonctionnement  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$  et  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.176; 0.011)$ . Le premier point d'opération  $(0.15; 0.1)$  a été choisi car il représentait le point central du domaine défini par  $0 < d/\lambda_c < 0.3$  et  $0 < e/\lambda_c < 0.2$ . Le deuxième point de fonctionnement  $(0.176; 0.011)$  est l'un des points qui intuitivement permet d'avoir une égalité quasi-parfaite entre l'impédance de Bloch du guide SIW et l'impédance d'onde du guide RWG ( $Z_{Bloch} \cong Z_{TE}$ ). Pour chaque point de fonctionnement, les impédances de Bloch des guides SIW avec cylindres et parallélépipèdes sont comparées à l'impédance d'onde du guide RWG équivalent. Le but de cette comparaison est de montrer que pour un point d'opération donné, le guide SIW basé sur des vias parallélépipédiques donnera une impédance de Bloch toujours plus proche de l'impédance d'onde du guide RWG par rapport à un guide SIW basé sur des vias cylindriques. C'est l'impédance de Bloch qui doit être utilisée lors de la conception de transitions entre un guide SIW et une ligne de transmission utilisant une autre technologie (planaire ou non planaire).

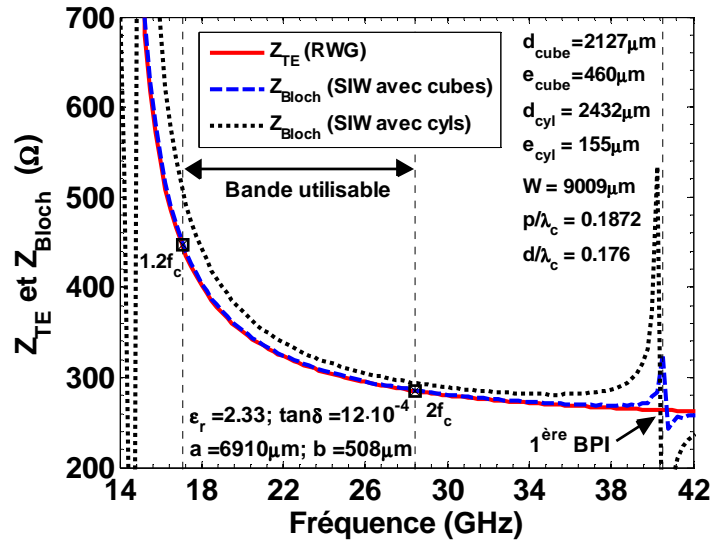


**Figure 2.33:** Cellules unitaires de périodes  $p$  des guides SIWs avec vias cylindriques et parallélépipédiques.

Les dimensions des guides pour le premier point de fonctionnement ont été définies dans la section précédente et celles correspondant au deuxième point sont les suivantes:  $e/\lambda_c = 0.0112$ ;  $d/\lambda_c = 0.176$ ;  $p/\lambda_c = 0.1872$ ;  $p = 2587\mu m$ ;  $d = 2432\mu m$ ;  $e = 155\mu m$ ;  $W_{SIW} = 9009\mu m$ ;  $d_{cube} = 2127\mu m$ ;  $e_{cube} = p - d_{cube} = 460\mu m$  et  $\lambda_c = 13821\mu m$ . Les fréquences de résonances des deux premières BPIs calculées à partir de l'équation (2.16) sont: au 1<sup>er</sup> point:  $f_r^{1^{ère} BPI} = 31.78GHz$  et  $f_r^{2^{ème} BPI} = 58.59GHz$  avec  $f_c = 14.21GHz$ , et au 2<sup>ème</sup> point:  $f_r^{1^{ère} BPI} = 40.53GHz$  et  $f_r^{2^{ème} BPI} = 77.24GHz$  avec  $f_c = 14.21GHz$ . Les figures 2.34a et 2.34b présentent une comparaison entre l'impédance d'onde du guide RWG rempli de diélectrique équivalent et les impédances de Bloch des SIW avec vias cylindriques et parallélépipédiques, et ce, pour les deux points de fonctionnement. Pour  $p/\lambda_c = 0.25$ , la différence peut atteindre 40 % (à la fréquence  $1.2f_c$ ) dans la bande utilisable dans le cas du SIW avec vias cylindriques. Pour l'autre SIW la différence est de 17.8 % à la même fréquence. Pour  $p/\lambda_c = 0.1872$ , les différences maximales sont de 14.2 % pour le SIW avec vias cylindriques et 0.8 % pour l'autre.



**Figure 2.34a:** Impédances de Bloch des guides SIWs avec vias cylindriques et parallélépipédiques pour  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.15; 0.1)$ .



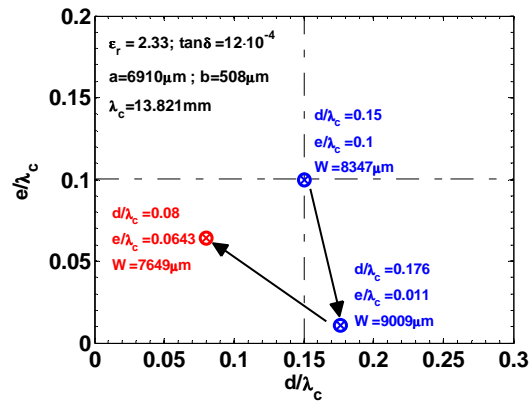
**Figure 2.34b:** Impédances de Bloch des guides SIW avec vias cylindriques et parallélépipédiques pour  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.176; 0.011)$ .

Dans l'exemple précédent, la première BPI se situait après la fréquence supérieure de la bande utilisable. Cependant, pour certaines valeurs de la période  $p$ , la première BPI peut se retrouver dans cette même bande d'intérêt, ce qui doit être évité. La période doit donc être choisie avec soin. Le point de fonctionnement suivant ( $p/\lambda_c = 0.1443$ ) permet de montrer l'utilisation d'un guide SIW avec fentes métallisées entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> BPI (figure 2.35). Les paramètres  $S$  ainsi que l'impédance de Bloch de ce dernier sont comparés à ceux d'un guide SIW avec vias parallélépipédiques. Les dimensions des guides SIW (figure 2.36) sont  $d/\lambda_c = 0.08$ ;  $p/\lambda_c = 0.14434$ ;  $p = 1995 \mu\text{m}$ ;  $d = 1106 \mu\text{m}$ ;  $W_{\text{cube}} = 7649 \mu\text{m}$ ;  $d_{\text{cube}} = 937 \mu\text{m}$ ;  $e_{\text{cube}} = 1058 \mu\text{m}$ ;  $p_{\text{cube}} = 1995 \mu\text{m}$ ;  $L_{\text{cube}} = 39.898 \text{mm}$ ;  $W_{\text{fente}} = 7799 \mu\text{m}$ ;  $d_{\text{fente}} = 937 \mu\text{m}$ ;  $e_{\text{cube}} = 1058 \mu\text{m}$ ;  $p_{\text{fente}} = 7980 \mu\text{m}$ ;  $L_{\text{fente}} = 78.738 \text{mm}$ . Les fréquences de résonance des 1<sup>ères</sup> et 2<sup>èmes</sup> BPIs sont les suivantes:

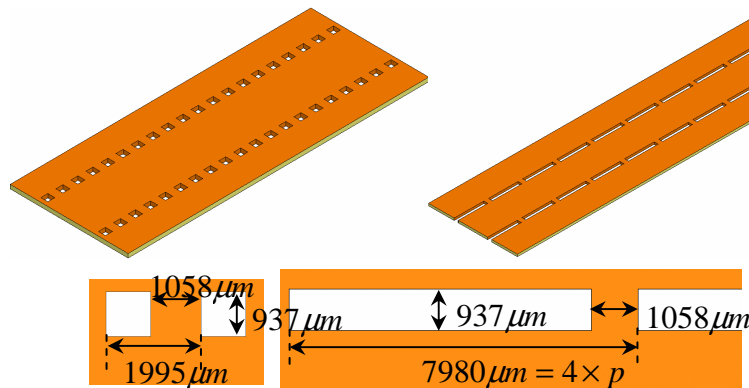
$$f_r^{1^{\text{ère}} \text{ BPI}}(\text{cubes}) = 3.606 \times f_c = 51.24 \text{GHz} \quad \text{et} \quad f_r^{2^{\text{ème}} \text{ BPI}}(\text{cubes}) = 7 \times f_c = 99.47 \text{GHz}$$

$$f_r^{1^{\text{ère}} \text{ BPI}}(\text{fentes}) = 1.3229 \times f_c = 18.8 \text{GHz} \quad \text{et} \quad f_r^{2^{\text{ème}} \text{ BPI}}(\text{fentes}) = 2 \times f_c = 28.42 \text{GHz}.$$



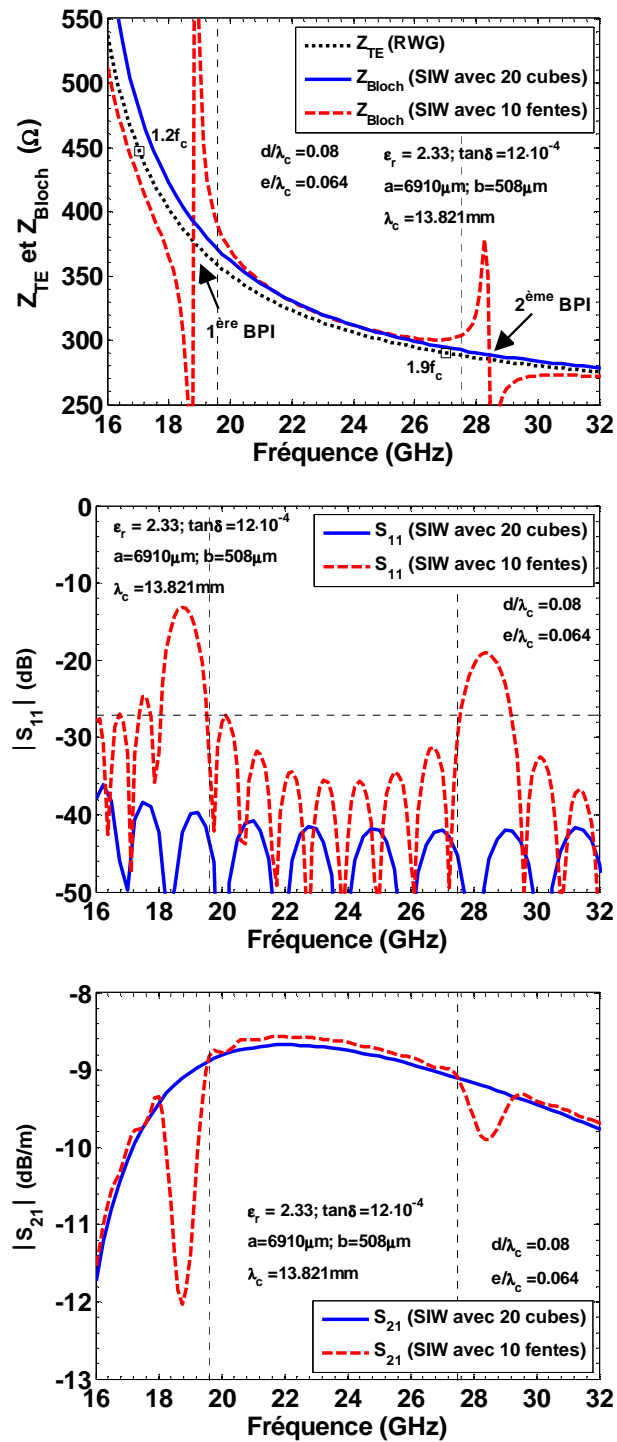


**Figure 2.35:** Point de fonctionnement considéré pour l'utilisation d'un guide SIW avec fentes métallisées entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> BPI.



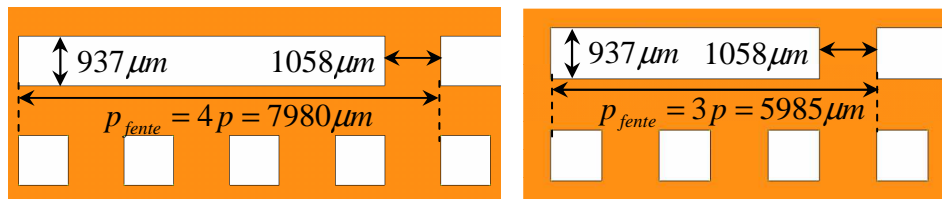
**Figure 2.36:** SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées pour un fonctionnement au point  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.08; 0.0643)$ .

Les paramètres  $S$  ainsi que l'impédance de Bloch simulés pour ces deux guides SIW sont à la figure 2.37. On constate une réduction significative de la largeur de bande utilisable pour le guide SIW avec fentes métallisées avec  $BW^{fentes} = 33.5\%$  ( $1.379f_c$  à  $1.935f_c$ ) au lieu de  $BW^{cubes} = 46.2\%$  ( $1.25f_c$  à  $2f_c$ ) avec l'autre guide SIW. De plus, on note une dispersion plus importante de l'impédance de Bloch aux extrémités de la bande utilisable du guide SIW avec fentes. Le coefficient de réflexion est également dégradé avec ce dernier.

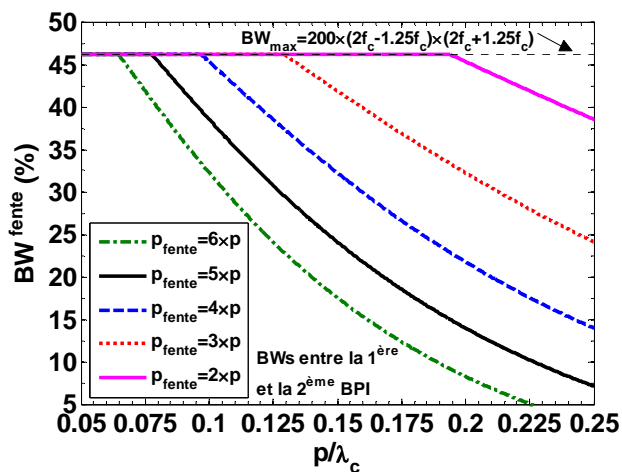


**Figure 2.37:** Impédances de Bloch et paramètres S simulés des SIWs avec vias parallélépipédiques et fentes métallisées au point  $(d/\lambda_c; e/\lambda_c) = (0.08; 0.0643)$ .

A titre indicatif, les configurations  $p_{fentes} = 4p$  et  $p_{fentes} = 3p$  sont illustrées à la figure 2.38. Les largeurs de bande utilisables pour des fentes de périodes  $2p$  à  $6p$  opérants entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> BPI sont à la figure 2.39.



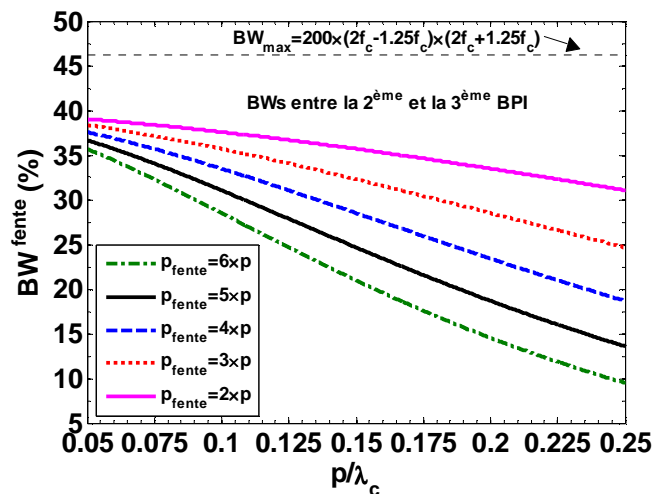
**Figure 2.38:** SIWs avec fentes métallisées de périodes  $4p$  et  $3p$ .



**Figure 2.39:** Largeurs de bande utilisables des guides SIW à fentes (opérants entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> BPI) en fonction de la période normalisée  $p/\lambda_c$  et pour plusieurs longueurs de fentes.

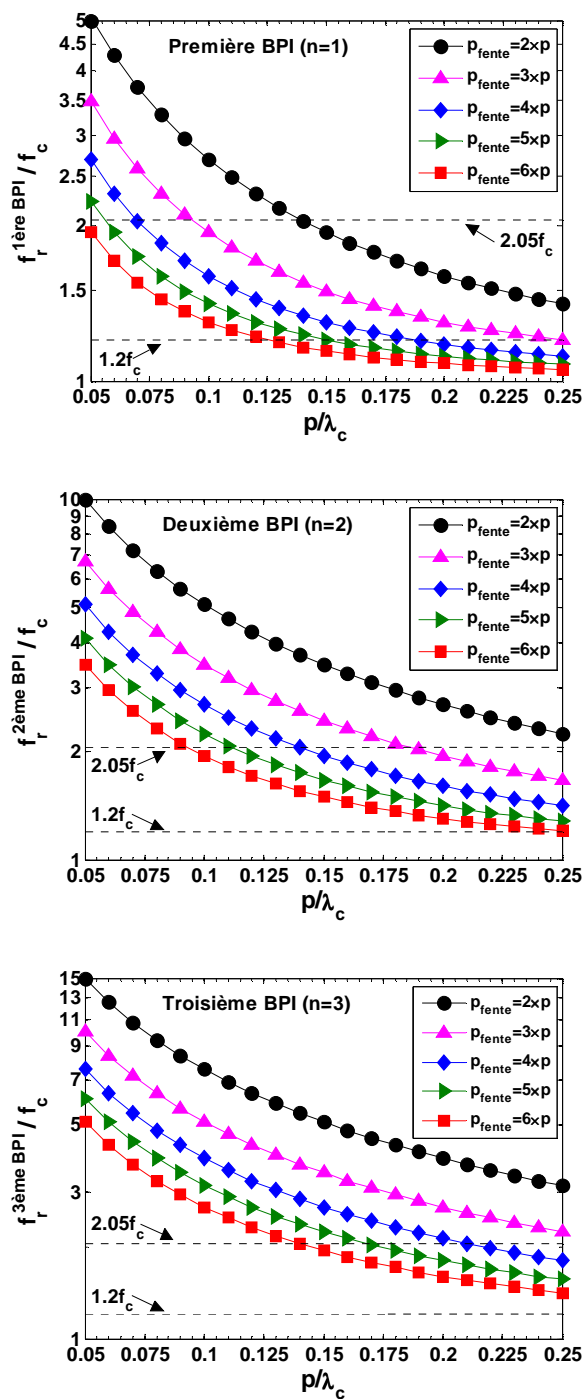
On peut voir que potentiellement, l'utilisation de fentes de périodes  $p_{fentes} = 3p$  et  $p_{fentes} = 2p$  permettrait d'obtenir des largeurs de bandes utilisables intéressantes. Par exemple pour  $p_{fentes} = 3p$  on a une largeur de bande d'au moins 24.1% pour la plus haute valeur de  $p/\lambda_c$ , c'est-à-dire 0.25. Une période  $p_{fentes} = 2p$  permet d'avoir un minimum de 38.5% pour  $p/\lambda_c = 0.25$ . La largeur de bande utilisable est

considérablement réduite pour les fentes de périodes supérieures ou égales à  $5p$ . La figure 2.40 présente les largeurs de bande utilisables pour des guides SIW à fentes mais cette fois pour un mode d'opération entre la 2<sup>ème</sup> et la 3<sup>ème</sup> BPI. Dans ce cas, une largeur de bande utilisable de plus de 39.7 % ne peut être obtenue. Le terme potentiellement a été utilisé car si les largeurs de bande semblent exploitables pour des fentes de périodes  $p_{fentes}$  allant de  $2p$  à  $4p$ , les positions des BPIs (1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> ou 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup>) par rapport à la bande de fréquence monomode utilisable du mode TE<sub>10</sub> ( $1.2f_c$  à  $2f_c$ ) sont, quant à elles, plus problématiques. En effet, les conditions d'utilisation de fentes métallisées à la place de simples vias cylindriques ou parallélépipédiques et entre la 1<sup>ère</sup> et la 2<sup>ème</sup> BPI, pour une période  $p_{fente}$  donnée, sont les suivantes: 1) la fréquence de résonance de la 1<sup>ère</sup> BPI doit être aussi proche que possible de la fréquence  $f_r^{1^{ère} BPI} \approx 1.2f_c^{TE10}$ , et 2) la fréquence de résonance de la 2<sup>ème</sup> BPI doit être légèrement supérieure à deux fois la fréquence de coupure du mode TE<sub>10</sub>:  $f_r^{2^{ème} BPI} \approx 2.05f_c^{TE10}$ .



**Figure 2.40:** Largeurs de bande utilisables des guides SIW à fentes (opérant entre la 2<sup>ème</sup> et la 3<sup>ème</sup> BPI) en fonction de la période normalisée  $p/\lambda_c$  et pour plusieurs longueurs de fentes.

La figure 2.41 permet de visualiser la position des fréquences de résonances des BPIs par rapport à ces conditions et en fonction de  $p/\lambda_c$ .

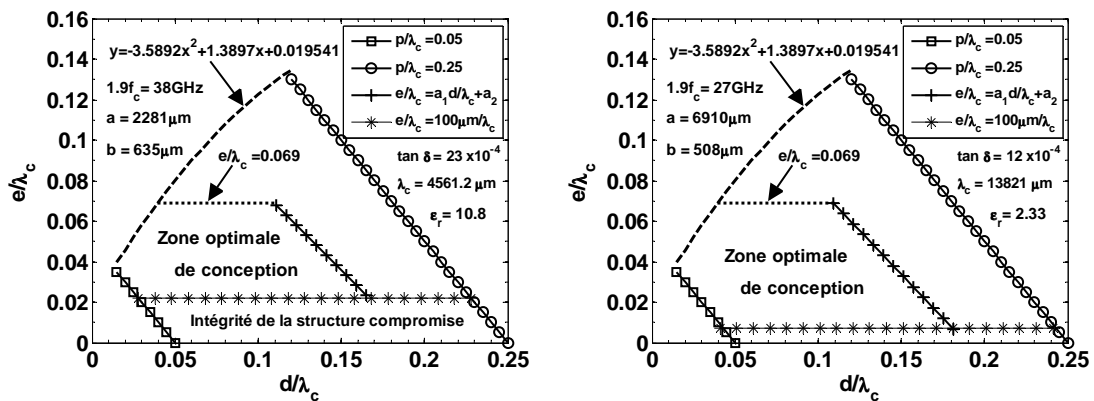


**Figure 2.41:** Position des fréquences de résonances des BPIs par rapport à  $1.2f_c$  et  $2.05f_c$  en fonction de  $p/\lambda_c$  et pour plusieurs longueurs de fentes.

Pour une longueur de fente donnée, il y a une seule valeur optimale de  $p/\lambda_c$  qui permet de respecter la condition  $f_r^{2^{\text{ème}} \text{ BPI}} \approx 2.05 f_c^{TE10}$  (ou  $f_r^{3^{\text{ème}} \text{ BPI}} \approx 2.05 f_c^{TE10}$  dans le cas d'un mode d'opération entre la 2<sup>ème</sup> et la 3<sup>ème</sup> BPI). Il est à noter qu'un mode d'opération avant la première BPI est toujours possible et en utilisant des fentes métallisées pour des valeurs de  $p/\lambda_c$  inférieures à 0.14 et lorsque  $p_{fente} \geq 2p$ .

### 2.4.8. Zone optimale de conception d'un guide SIW

A partir des résultats précédents, une zone d'utilisation ainsi qu'une zone optimale de conception de guides SIW ont été définies. La figure 2.42 les présente en fonction de  $e/\lambda_c$  et de  $d/\lambda_c$  et pour deux types substrats de différentes permittivités ( $\epsilon_r = 2.33$  et  $\epsilon_r = 10.8$ ). La zone d'utilisation est délimitée par les frontières suivantes:  $p/\lambda_c = 0.05$ ,  $p/\lambda_c = 0.25$ ,  $e/\lambda_c = 100\mu\text{m}/\lambda_c$  et  $e/\lambda_c = -3.5892(d/\lambda_c)^2 + 1.3897 d/\lambda_c + 0.019541$ . La zone optimale est délimitée par les frontières suivantes:  $p/\lambda_c = 0.05$ ,  $e/\lambda_c = 100\mu\text{m}/\lambda_c$ ,  $e/\lambda_c = 0.069$ ,  $e/\lambda_c = a_1 e/\lambda_c + a_2 = -0.86235 e/\lambda_c + 0.16296$  et par la courbe  $e/\lambda_c = -3.5892(d/\lambda_c)^2 + 1.3897 d/\lambda_c + 0.019541$ .

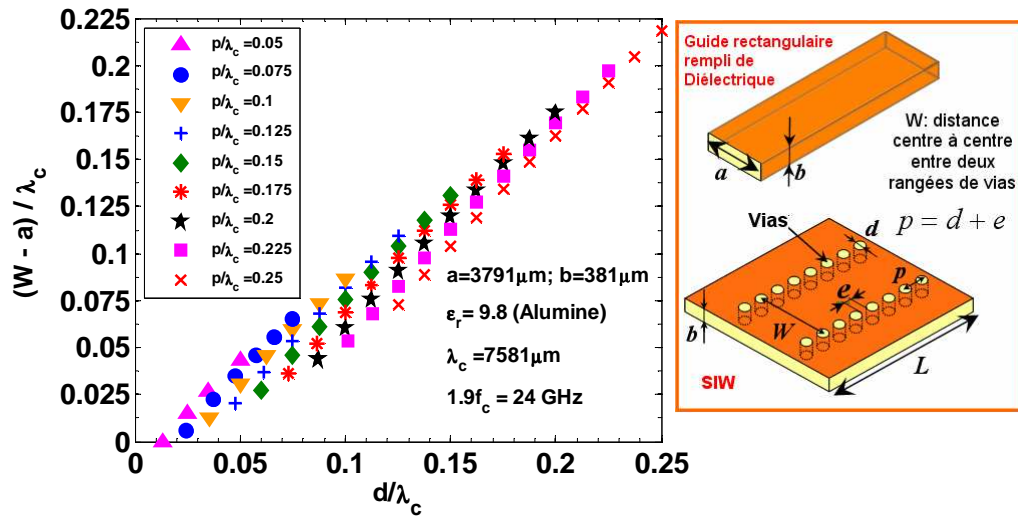


**Figure 2.42:** Zone optimale de conception de guides SIW pour des substrats de faible ( $\epsilon_r = 2.33$ ) et de haute ( $\epsilon_r = 10.8$ ) permittivité.

La zone optimale est réduite lors de l'utilisation d'un substrat de haute permittivité pour conserver la stabilité de la structure par le maintien de la condition  $e/\lambda_c \geq 100\mu\text{m}/\lambda_c$ . A l'intérieur de la zone optimale, la différence entre les pertes d'insertion théoriques du guide SIW et celles du guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent est inférieure à 5 % et la différence de phase est inférieure à  $1.5^\circ/L$  pour une largeur de bande d'environ 30 %. De plus, les pertes par radiation et les effets des BPIs sont négligeables, l'amplitude maximale des ondulations  $\Delta S_{21}$  est inférieure à  $0.0005\text{ dB}/\lambda_c$ , le coefficient de réflexion est inférieure à  $-35\text{ dB}$  et la différence entre l'impédance de Bloch et l'impédance d'onde est inférieure à 3 %.

#### 2.4.9. Nouvelle équation pour calculer la largeur d'un guide SIW

Les valeurs optimisées des largeurs  $W$  permettant d'obtenir l'égalité (2.15) dans la zone d'utilisation donnée à la figure 2.42, c'est-à-dire  $\beta_{SIW}(1.9f_c) = \beta_{RWG}(1.9f_c)$ , sont indiquées à la figure 2.43 en fonction de  $d/\lambda_c$  et pour  $0.05 < p/\lambda_c < 0.25$ .

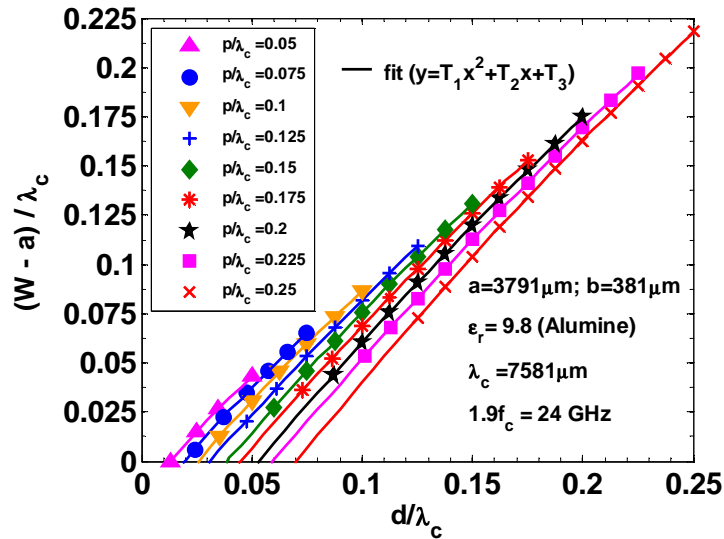


**Figure 2.43:** Différences de largeurs optimales normalisées entre le guide SIW et le guide RWG rempli de diélectrique dans la zone d'utilisation en fonction de  $d/\lambda_c$  et de  $p/\lambda_c$ .

Pour chaque valeur de  $p/\lambda_c$  (pour  $0.05 < p/\lambda_c < 0.25$  avec un pas de 0.0125) l'expression  $(W - a)/\lambda_c$  en fonction de la variable  $d/\lambda_c$  est approximée en utilisant un polynôme de degré 2. On a alors:

$$\frac{W(d/\lambda_c; p/\lambda_c) - a}{\lambda_c} = T_1 \left( \frac{d}{\lambda_c} \right)^2 + T_2 \left( \frac{d}{\lambda_c} \right) + T_3 \quad (2.18)$$

Avec  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  des fonctions de  $p/\lambda_c$ . Les courbes d'approximations sont montrées à la figure 2.44. Il est à noter que seulement celles pour  $0.05 < p/\lambda_c < 0.25$  avec un pas de 0.025 sont indiquées pour plus de visibilité. Ce n'est donc pas 9 courbes qui ont été obtenues mais 17. L'erreur d'approximation est inférieure à 0.25 % pour l'ensemble des valeurs de  $p/\lambda_c$ .



**Figure 2.44:** Courbes d'approximations des valeurs optimisées de  $W$  dans la zone d'utilisation pour  $0.05 < p/\lambda_c < 0.25$ .

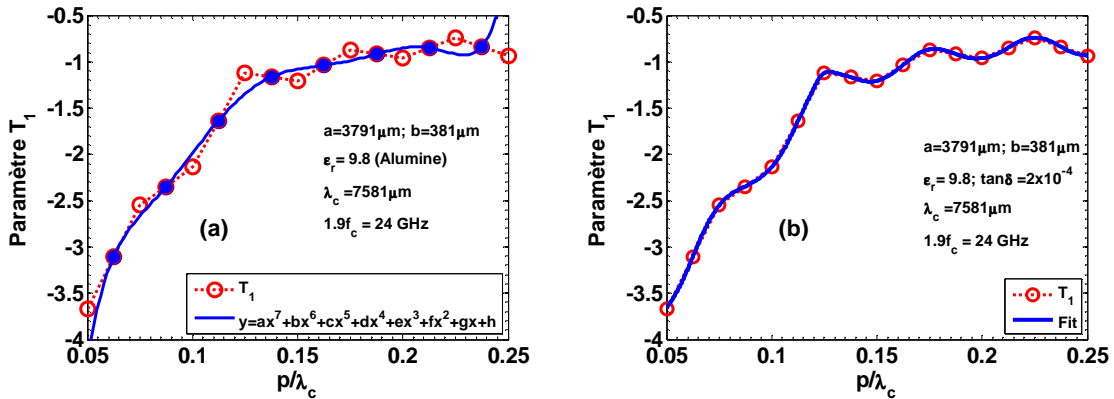
Les 17 valeurs des paramètres  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  obtenues sont approximées en utilisant des polynômes, une fonction en cosinus et des fractions rationnelles correctives.



La figure 2.45 présente les étapes pour approximer la variation du paramètre  $T_1$  en fonction de  $p/\lambda_c$ . On commence par utiliser un polynôme de degré 7 (équation 2.20) passant par les points qui succèdent aux changements de pentes (figure 2.45a).

$$\frac{C_0}{10^3} = \left[ \begin{array}{l} 77919.66(p/\lambda_c)^7 - 81466.92(p/\lambda_c)^6 + 35381.838(p/\lambda_c)^5 \\ - 8245.325(p/\lambda_c)^4 + 1109.811(p/\lambda_c)^3 - 86.18987(p/\lambda_c)^2 \\ + 3.606127(p/\lambda_c) - 0.066126 \end{array} \right] \quad (2.19)$$

Avec  $C_0$  une fonction de  $p/\lambda_c$ .



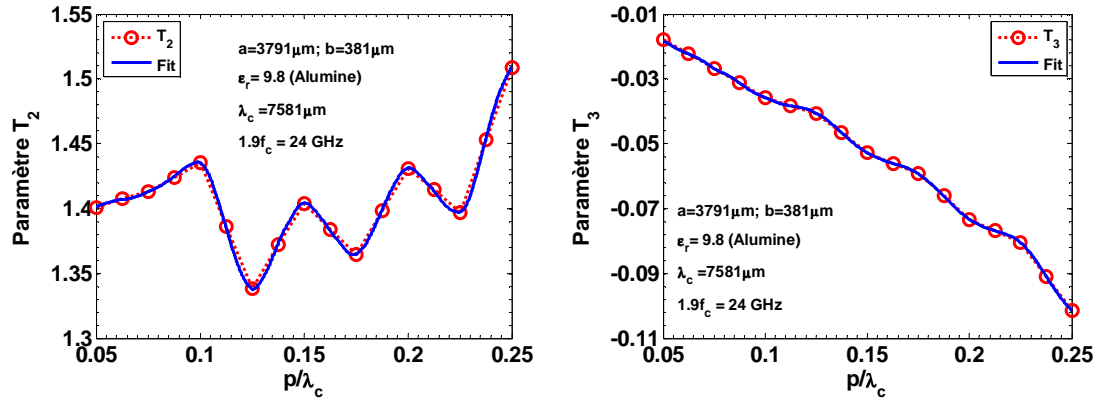
**Figure 2.45:** Approximation du paramètre  $T_1$  en fonction de  $p/\lambda_c$ .

Une fonction en cosinus et des fractions rationnelles sont finalement utilisées pour finaliser l'équation d'approximation (figure 2.45b):

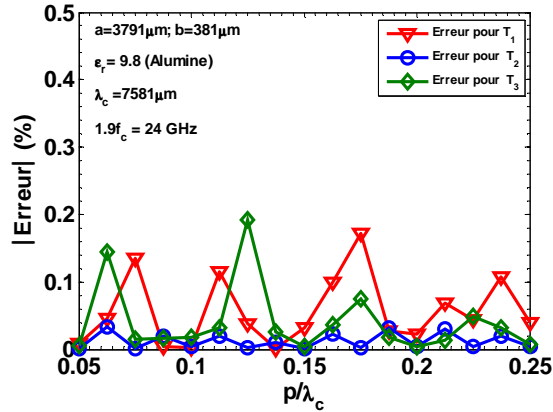
$$T_1 = \left[ \begin{array}{l} C_0 - 0.12 \times (1 + 1/C_1) \times (1 + 1/C_3) \\ \times (1 + 1/C_4) \times (1 + 1/C_5) \times \cos(8 \times C_6) \end{array} \right] \times (1 - 1/C_2) \quad (2.20)$$

Avec  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  et  $C_6$  des fonctions de  $p/\lambda_c$ . La même démarche est utilisée pour approximer les paramètres  $T_2$  et  $T_3$  en fonction de  $p/\lambda_c$ . Les résultats sont

présentés à la figure 2.46. Les erreurs pour les trois paramètres sont inférieures à 0.2 % et sont données à la figure 2.47.



**Figure 2.46:** Approximation des paramètres  $T_2$  et  $T_3$  en fonction de  $p/\lambda_c$ .



**Figure 2.47:** Erreurs d'approximation pour  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  en fonction de  $p/\lambda_c$ .

Les équations finales des paramètres  $T_2$  et  $T_3$  sont les suivantes:

$$T_2 = \left[ \begin{array}{l} E_0 + 0.034 \times (1 + 1/E_1) \times (1 + 1/E_2) \times (1 + 1/E_3) \\ \times (1 + 1/E_4) \times (1 + 1/E_5) \times (1 + 1/E_6) \times (1 + 1/E_7) \\ \times (1 + 1/E_8) \times (1 + 1/E_9) \times \cos(8 \times C_6) \end{array} \right] \quad (2.21)$$

$$T_3 = \frac{F_0 - 0.0018 \times (1+1/F_1) \times (1+1/F_2) \times (1+1/F_3)}{\times (1+1/F_4) \times (1+1/F_5) \times (1+1/F_6) \times \cos(8 \times C_6)} \quad (2.22)$$

Avec  $F_0, F_1, F_2, F_3, F_4, F_5$  et  $F_6$  des fonctions de  $p/\lambda_c$ . Les paramètres  $E_0, E_1, E_2, E_3, E_4, E_5, E_6, E_7, E_8$  et  $E_9$  sont également des fonctions de  $p/\lambda_c$ . Les valeurs numériques des variables  $C_0$  à  $C_6, E_0$  à  $E_9$  et  $F_0$  à  $F_6$  sont données dans le tableau 2.2.

**Tableau 2.2:** Les valeurs numériques des variables  $C_0$  à  $C_6, E_0$  à  $E_9$  et  $F_0$  à  $F_6$ .

	$(p/\lambda_c)^6$	$(p/\lambda_c)^5$	$(p/\lambda_c)^4$	$(p/\lambda_c)^3$	$(p/\lambda_c)^2$	$p/\lambda_c$	constante
$C_1/10^3$	0	0	-32760.6	6745.02	-523.572	18.1248	-0.235854
$C_2/10^6$	0	0	-16545.8	6870.2	-1070.034	74.0924	-1.924613
$C_3$	0	0	0	0	23761	-5862.70	362.76
$C_4/10^3$	0	0	1794.707	-1787.315	668.774	-111.4564	6.9820845
$C_5/10^3$	0	0	-476418	373714.35	-109958.38	14382.9	-705.698
$C_6$	0	0	0	0	0	$5\pi$	$-\pi/4$
$E_0$	-131682.7	149351.7	-67116.44	15290.78	-1849.489	711.2170179	-1.16325307
$E_1/10^3$	0	0	311717.13	-63304.93	4835.041	-164.46456	2.101104
$E_2/10^6$	-502739.74	229605.79	-43674.563	4429.398	-252.65455	7.686773	-0.0974788
$E_3/10^6$	0	0	-3334.289	1241.1913	-173.2872	10.754036	-0.2503073
$E_4/10^6$	0	0	31119.204	-15294.543	2818.66	-230.85404	7.0898955
$E_5/10^3$	0	0	-716730.9	430202.68	-96759.874	9665.1534	-361.7711
$E_6/10^6$	0	0	-274.3636	191.4861	-50.08513	5.818568	-0.25332
$E_7/10^6$	0	0	-237.8882	190.38608	-57.110153	7.610216	-0.3801088
$E_8/10^9$	-124719.8025	163443.09619	-89242.40226	25987.1902937	-4256.518602	371.82023313	-13.532709202
$E_9/10^6$	0	76899.90231	-93981.76958	45940.21535	-11227.54265	1371.890533	-67.0483576
$F_0$	0	-1545.06	1164.9	-340.55	47.376	-3.4249	0.07358
$F_1$	0	0	0	0	16027	-7243.2	820.2
$F_2/10^3$	0	0	0	10116.46	-7564.8633	1885.823	-156.7226
$F_3$	0	0	0	0	-34823	7038	-358.1
$F_4$	0	0	0	0	-31550	4809	-184.7
$F_5/10^6$	0	0	3079.63	-665.517	53.925	-1.94104	0.026183
$F_6/10^6$	0	0	-2301.61	1409.355	-323.5918	33.01814	-1.263296

### 2.4.10. Évaluation de la nouvelle équation empirique

Afin de comparer les performances de la nouvelle équation empirique (2.18) par rapport aux expressions analytiques (2.11) à (2.13), les différentes largeurs de guides SIW sont calculées au point d'opération  $d/\lambda_c = 0.225$  et  $p/\lambda_c = 0.25$  en utilisant le substrat Duroid 5870 ( $\epsilon_r = 2.33$ ;  $\tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}$ ) d'épaisseur  $508 \mu\text{m}$ . Les valeurs numériques des paramètres sont les suivantes:  $a = 6910 \mu\text{m}$ ,  $L_{SIW} = 27642 \mu\text{m}$ ,  $p = 3455 \mu\text{m}$ ,  $d = 3110 \mu\text{m}$ ,  $f_c = 14.211 \text{GHz}$ ,  $f = [21; 27 \text{GHz}]$  et  $\lambda_c = 13821 \mu\text{m}$ . Les différences de constantes de phase par unité de longueur entre les guides SIW et le guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent sont montrées à la figure 2.48. On peut voir que la nouvelle équation empirique permet de modéliser plus précisément le comportement électrique du guide rectangulaire équivalent avec une différence inférieure à  $2^\circ$  sur une largeur de bande de 25 %.

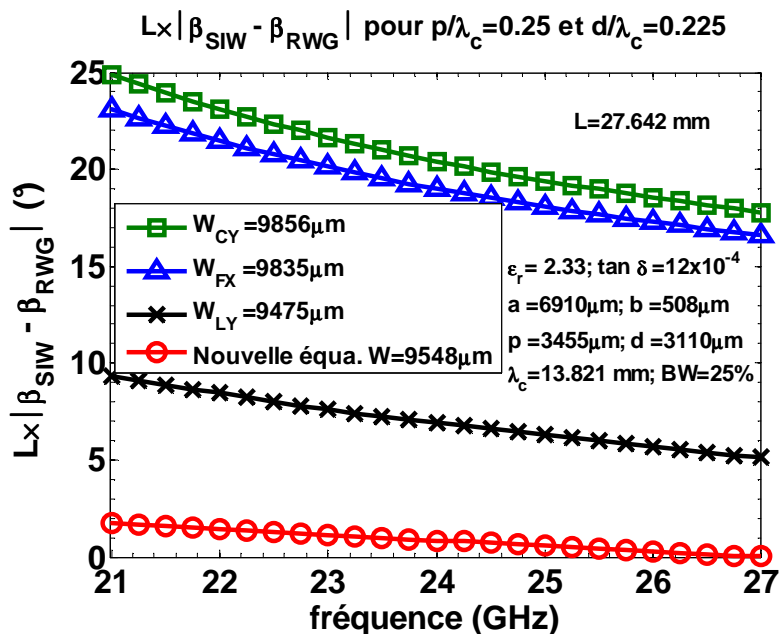


Figure 2.48:  $L \cdot |\beta_{SIW} - \beta_{RWG}|$  au point  $p/\lambda_c = 0.25$  et  $d/\lambda_c = 0.225$  en fonction de la fréquence pour les différentes équations empiriques.

## 2.5. Conception et mesure de la transition SIW-RWG

Les composants passifs SIW à concevoir doivent être mesurés dans la bande 80–115 GHz. Cependant, les circuits SIW ne peuvent être directement connectés à l'analyseur de réseaux (VNA), une transition avec une technologie compatible avec cet équipement de mesure était donc nécessaire.

### 2.5.1. Dimensions et choix du substrat pour le guide SIW

Avant de concevoir les circuits SIW il était important de choisir le substrat adéquat. Ce dernier se devait d'avoir une bonne stabilité mécanique, il devait permettre également de limiter l'influence des tolérances de fabrication et devait être compatible avec l'utilisation du laser pour le perçage des vias métallisés. Le substrat Rogers RT/Duroid® 6002 ( $\epsilon_r = 2.94 \pm 0.04$ ;  $\tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}$ ) a été retenu car il remplissait toutes ces conditions. La figure 2.49 montre le point de fonctionnement ( $d/\lambda_c = 0.1088$ ;  $e/\lambda_c = 0.0594$ ) dans le diagramme de conception. Les dimensions du guide sont les suivantes:  $b = 508 \mu\text{m}$ ;  $d = 329 \mu\text{m}$ ;  $e = 179 \mu\text{m}$ ;  $d_{cube} = 279 \mu\text{m}$  et  $e_{cube} = 229 \mu\text{m}$ . Pour  $a = 1510 \mu\text{m}$  et en utilisant l'équation (2.18) on obtient  $W = 1755 \mu\text{m}$ .

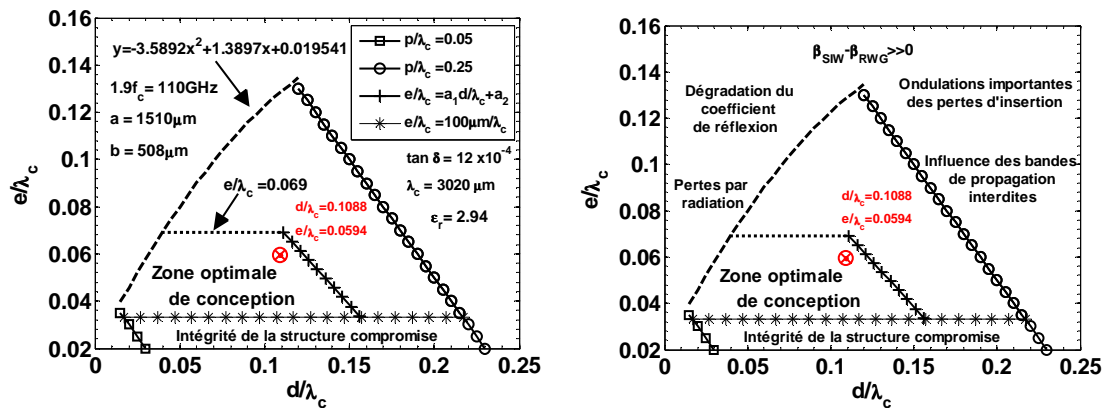
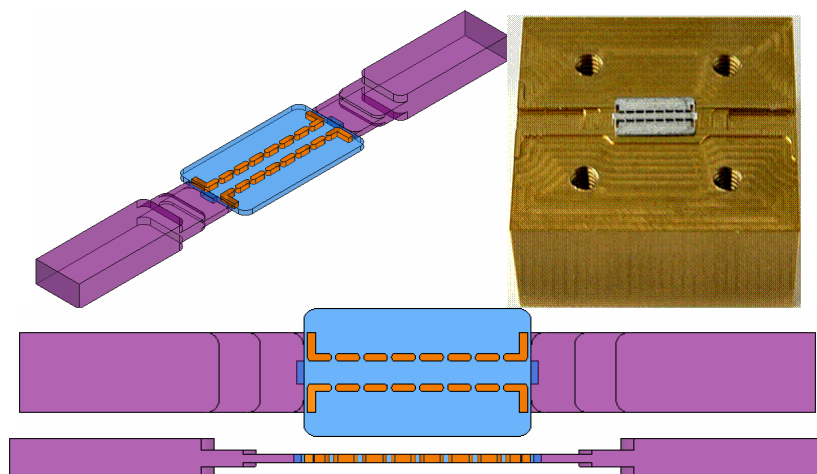


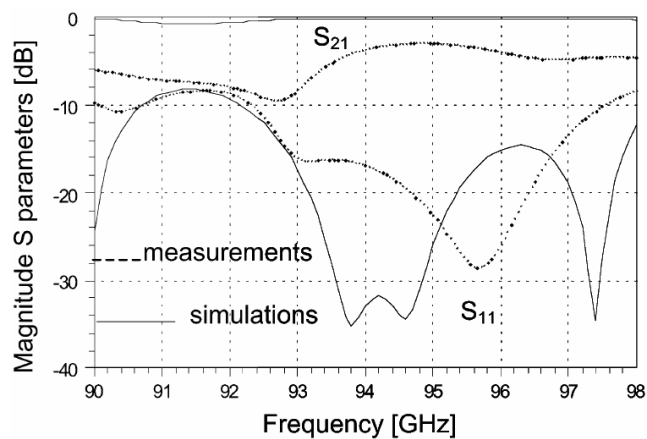
Figure 2.49: Paramètres du SIW opérant dans la bande 80–115 GHz.

### 2.5.2. Revue des transitions existantes dans la littérature

Plusieurs transitions entre un guide SIW et un guide d'onde rectangulaire ont été publiées. La première transition, conçue par Moldovan E. [2.23], se compose d'un transformateur d'impédance en guide d'onde rectangulaire et d'une pointe de substrat de forme rectangulaire à chaque extrémité du guide SIW (figure 2.50). Les paramètres S mesurés et simulés sont donnés à la figure 2.51.



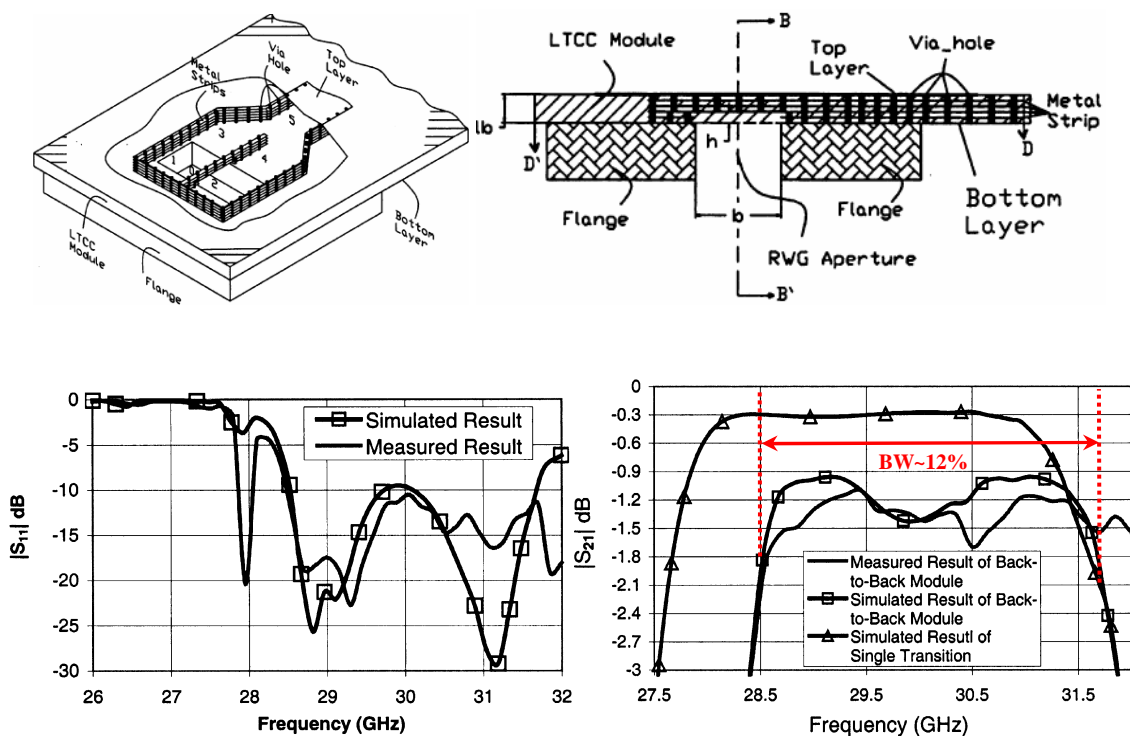
**Figure 2.50:** Transition SIW-RWG proposée dans [2.23] opérant dans la bande 90–98 GHz.



**Figure 2.51:** Paramètres S mesurés et simulés de la transition de [2.23].

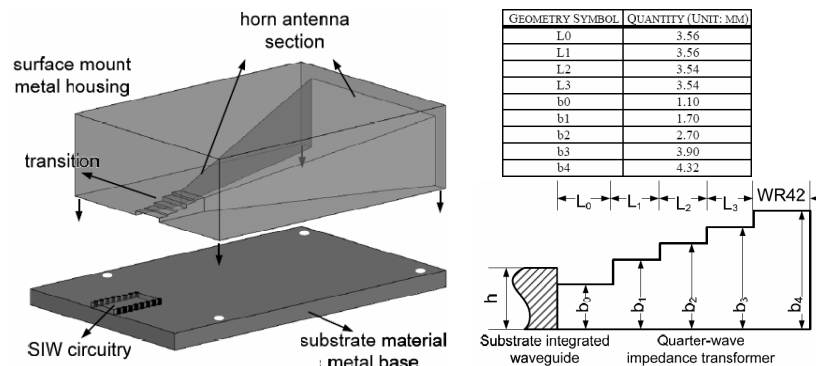
Cette transition, initialement destinée à une application de radar anticollision à faible largeur de bande (environ 5 % centrée sur 94 GHz), ne convient néanmoins pas à notre cas pour laquelle la largeur de bande requise était d'environ 30 %.

La deuxième transition considérée fut proposée par Yong Huang [2.24]. Le couplage de l'énergie microonde entre le guide rectangulaire et le guide SIW se fait par une ouverture pratiquée sur la face inférieure de ce dernier, par l'utilisation de quatre résonateurs et d'un combineur de puissance en configuration "Y". La topologie ainsi que les paramètres S pour cette transition sont à la figure 2.52. Les résultats montrent que la largeur de bande est seulement de l'ordre de 12 % avec un niveau de coefficient de réflexion pouvant atteindre  $-10$  dB. Ce type de transition ne pouvait donc convenir pour notre application.



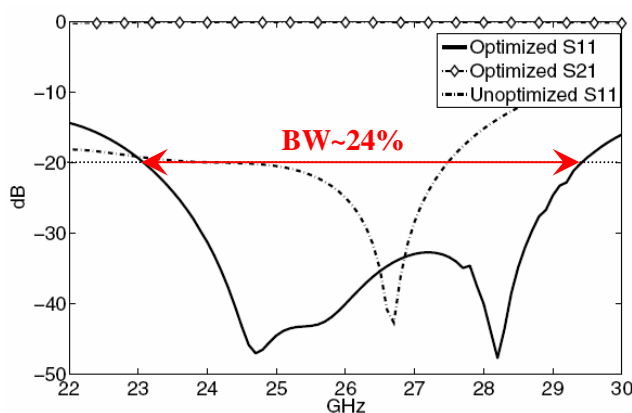
**Figure 2.52:** Paramètres S mesurés et simulés et topologie de la transition SIW-RWG [2.24].

La troisième transition fut proposée par Z. Li [2.25], elle consiste en un transformateur à 3 sections (quart d'onde) en guide d'onde rectangulaire. La figure 2.53 montre la topologie utilisée. Les paramètres S simulés sont donnés à la figure 2.54.



**Figure 2.53:** Topologie de la transition SIW-RWG proposée dans [2.25].

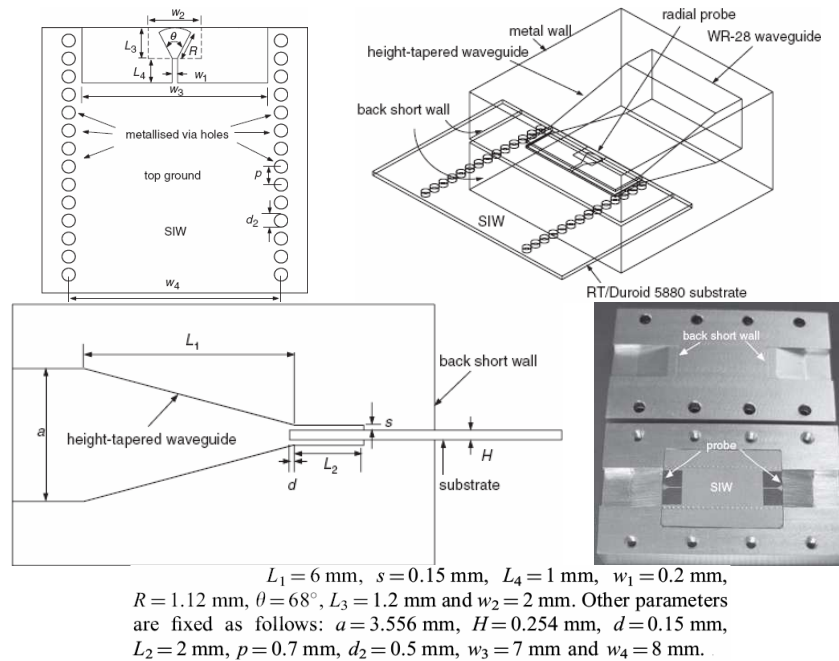
La largeur de bande pour cette transition était plus intéressante avec 24 % mais elle restait tout de même insuffisante. En outre, les résultats de simulation n'ont pas été confirmés par des mesures. Enfin, cette transition a été utilisée avec un substrat épais de 1.524 mm, mais l'auteur ne précise pas l'efficacité qu'elle peut avoir avec un substrat plus fin.



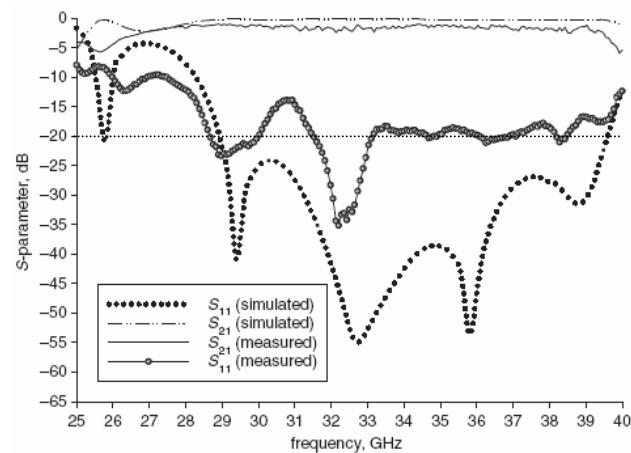
**Figure 2.54:** Paramètres S simulés de la transition SIW-RWG de [2.25].



La dernière transition [2.26] est basée sur l'utilisation d'une sonde radiale et d'une transition graduelle en guide d'onde (figure 2.55). Les Paramètres  $S$  mesurés et simulés sont donnés à la figure 2.56. Si cette transition permettait d'obtenir une largeur de bande suffisante, de l'ordre de 30 %, elle présentait certains inconvénients.

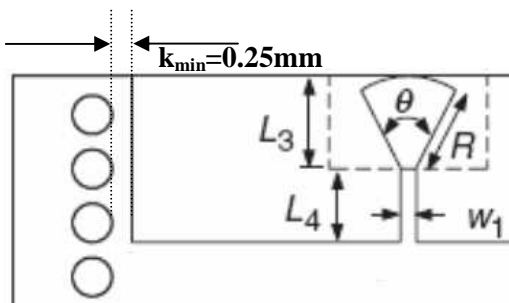


**Figure 2.55:** Topologie de la transition SIW-RWG proposée dans [2.26].



**Figure 2.56:** Paramètres  $S$  mesurés et simulés de la transition de [2.26].

Tout d'abord la distance  $k_{\min}$  (montrée à la figure 2.57) est difficile à obtenir pour des fréquences telles que 110 GHz. Les dimensions des paramètres  $W_1$ ,  $L_3$  et  $L_4$  sont, pour  $f = 34\text{GHz}$  et avec  $\epsilon_r = 2.2$ , égales à  $200\mu\text{m}$ ,  $1200\mu\text{m}$  et  $1000\mu\text{m}$ , respectivement. Pour  $f = 110\text{GHz}$  et avec des substrats de plus hautes permittivités, les dimensions résultantes rendront la fabrication très difficile. Cette remarque s'applique également aux paramètres  $d = s = 150\mu\text{m}$  montrés à la figure 2.55.



**Figure 2.57:** Paramètres critiques de la transition de [2.26].

Enfin, les deux blocs guides d'ondes (figure 2.55) formant la base se doivent d'être parfaitement alignés pour éviter d'additionnelles pertes par réflexion. Cette autre contrainte complique également le processus de fabrication pour une application dans la bande W et au-delà.

### 2.5.3. Conception et mesure d'une nouvelle transition SIW-RWG

Notre transition est basée sur l'utilisation d'un transformateur d'impédance (graduel) en guide d'onde (WR-10), d'une pointe de substrat et d'un transformateur d'impédance SIW. La topologie ainsi que les dimensions géométriques de la transition sont données à la figure 2.58, avec  $L_1 = 5275\mu\text{m}$ ;  $L_2 = 2540\mu\text{m}$ ;  $L_3 = 7696\mu\text{m}$ ;  $L_4 = 2012\mu\text{m}$ ;  $L_5 = 653\mu\text{m}$ ;  $L_6 = 6200\mu\text{m}$ ;  $L_7 = 50.1\text{mm}$ ;  $L_8 = 118\mu\text{m}$ ;  $H_1 = 508\mu\text{m}$ ;  $H_2 = 1270\mu\text{m}$ ;  $\psi = 76.4^\circ$ ;  $\phi = 32.77^\circ$ .  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont les centres des vias parallélépipédiques.

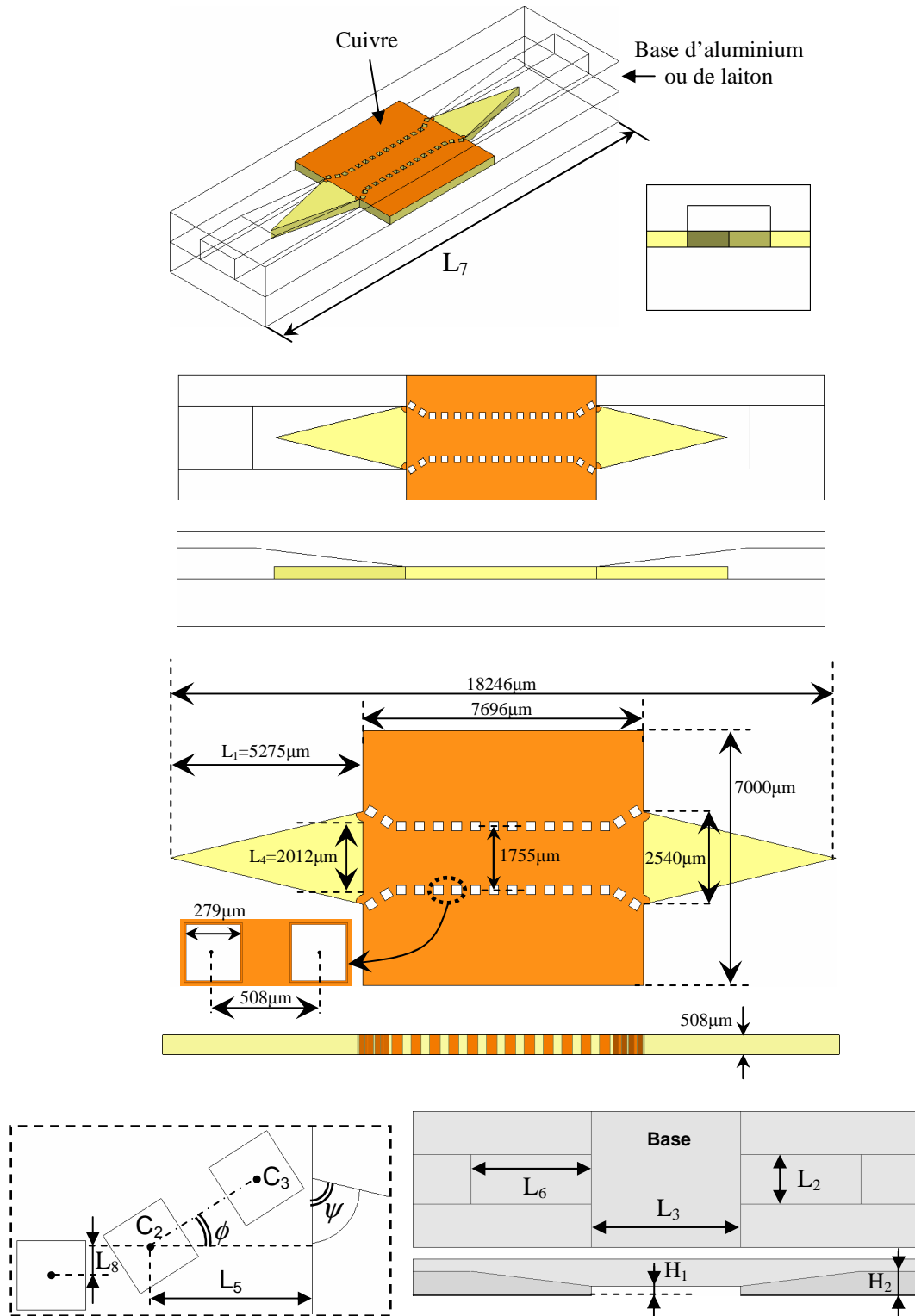


Figure 2.58: Topologie et dimensions de la nouvelle transition SIW-RWG.

Les paramètres S simulés de la transition dos à dos montrent des pertes moyennes  $S_{21} = 0.6dB$  (figure 2.59). Les simulations effectuées avec HFSS qui est basé sur la méthode FEM (Finite Element Method) dans le domaine fréquentiel, et CST Microwave Studio, qui est basé sur la méthode FIT (Finite Integral Technique) dans le domaine temporel, sont quasiment identiques. Le coefficient de réflexion est inférieure à  $-14$  dB sur une largeur de bande de 42 % et inférieure à  $-16.7$  dB sur une largeur de 32.3 %. La figure 2.60 montre le champ électrique ainsi que l'impédance caractéristique  $Z_{PI}$  (Impédance puissance-courant pour  $f = 100GHz$ ) le long de la transition.

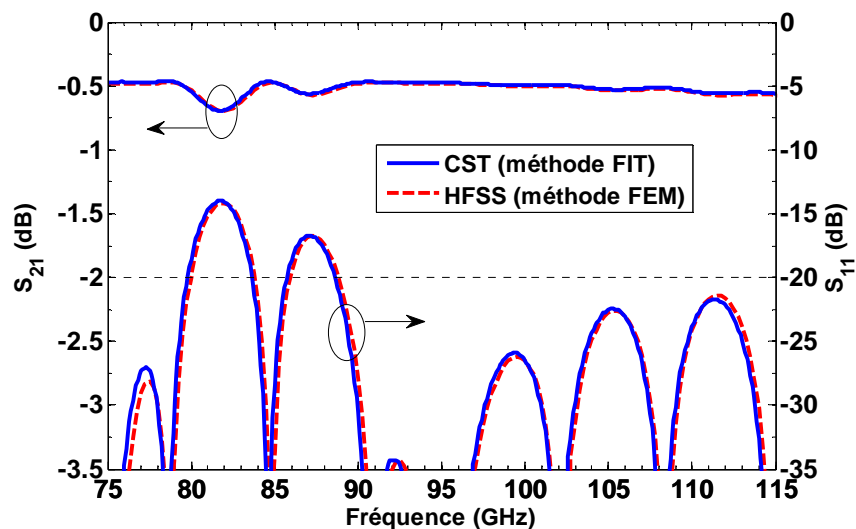


Figure 2.59: Paramètres S simulés de la transition dos à dos SIW-RWG.

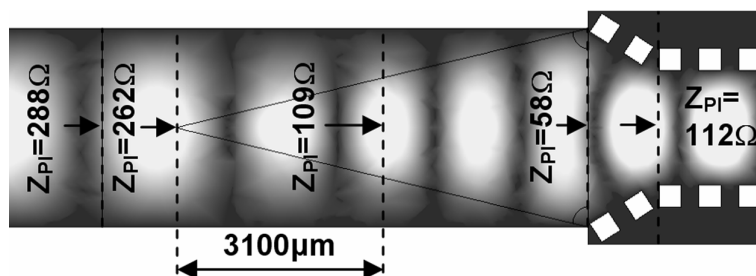


Figure 2.60: Champ électrique et impédance caractéristique  $Z_{PI}$  le long de la transition.

La transition fut fabriquée (figure 2.61) en utilisant du laiton pour les deux blocs de la base en guide d'onde rectangulaire. Les paramètres  $S$  mesurés du prototype non-modifié sont présentés à la figure 2.62.

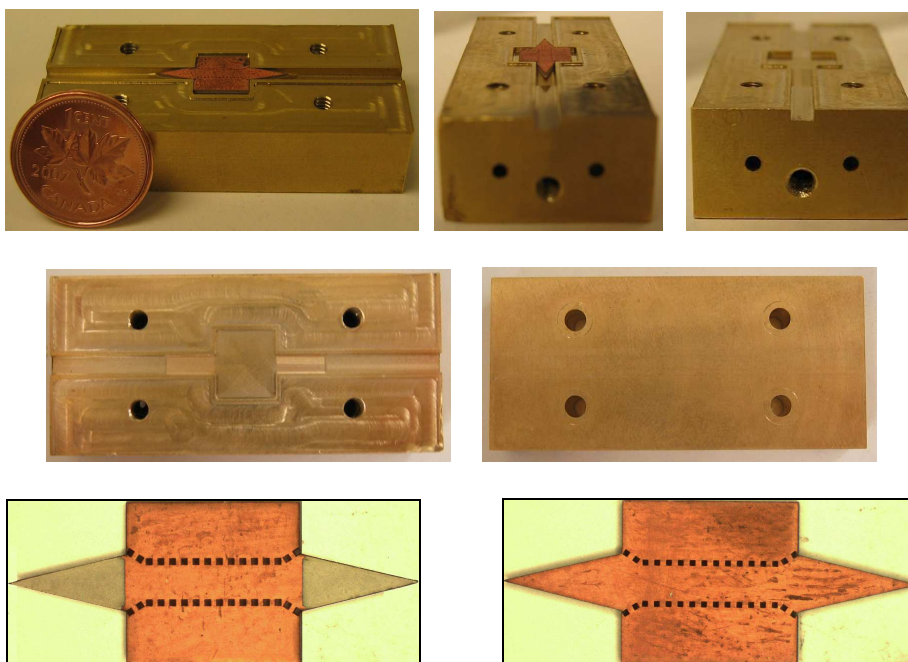


Figure 2.61: Prototype de la nouvelle transition SIW-RWG dos à dos.

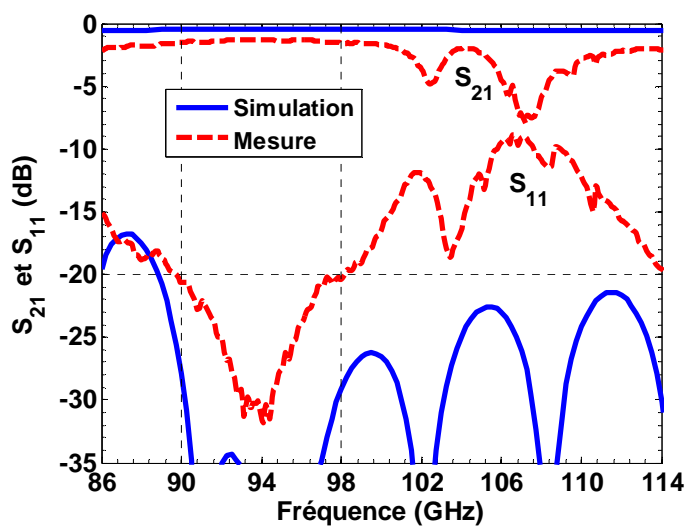
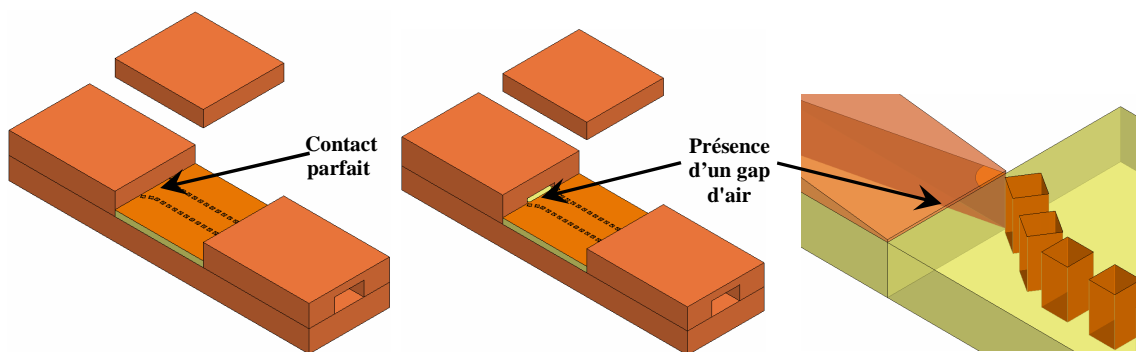


Figure 2.62: Paramètres  $S$  mesurés du prototype de la transition dos à dos.

Comme on peut le constater, les performances se dégradent de façon notable au-delà de 98 GHz. Afin de déterminer la source du problème, les dimensions de la transition ont été mesurées en utilisant le profil-mètre et le microscope. La différence majeure qui a été détecté fut un écart de  $35\mu m$  entre la hauteur de la cavité guide d'onde et l'épaisseur du substrat. La figure 2.63 montre la position du gap d'air entre le guide d'onde et le circuit SIW.

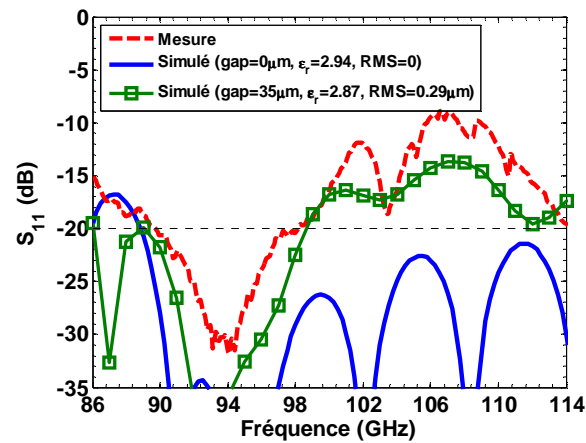


**Figure 2.63:** Transition avec contact parfait et avec un gap d'air.

La transition dos à dos fut donc simulée une nouvelle fois en prenant en considération les paramètres suivants:

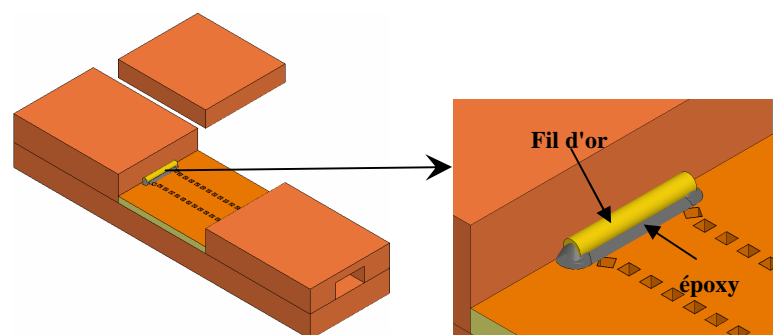
- Diminution sensible de la permittivité du substrat ( $\epsilon_r = 2.87$  au lieu du  $\epsilon_r = 2.94$  spécifié à 10 GHz par le fabricant)
- Couvercle guide d'onde à  $35\mu m$  au-dessus du circuit SIW
- Prise en compte de la rugosité du substrat (RMS= $0.29\mu m$  mesuré)
- Pertes tangentielles (pour le Duroid 6002) et conductivités finies

Le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) ainsi obtenu est comparé aux mesures présentées à la figure 2.64. Même si les niveaux ne sont pas identiques, les réponses fréquentielles sont similaires.



**Figure 2.64:** Comparaison des adaptations simulées, avec et sans gap, et celle mesurée de la transition.

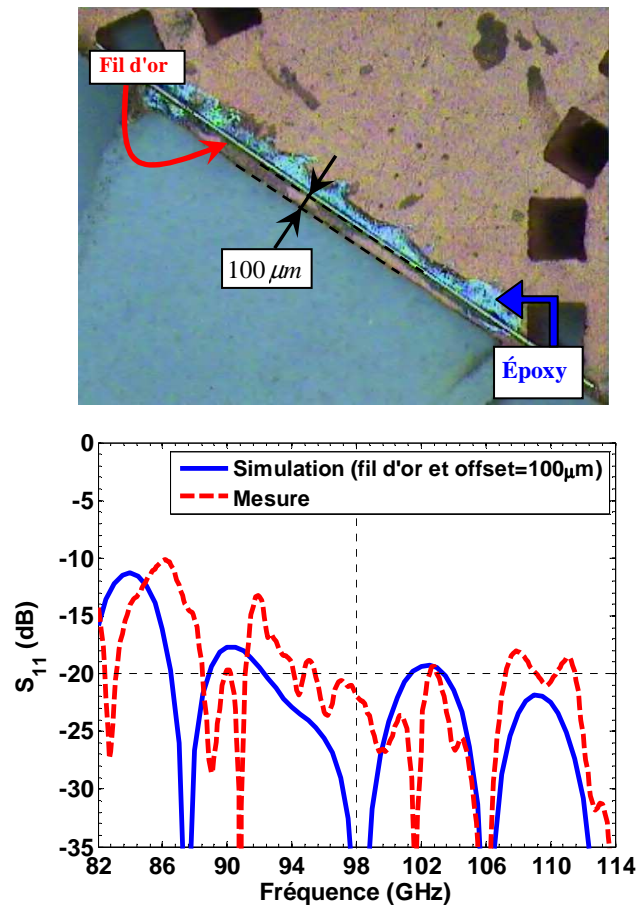
Après avoir identifié l'origine de la dégradation des performances de la transition SIW-RWG, deux solutions ont été envisagées pour résoudre le problème. La première fut d'utiliser un fil d'or d'un diamètre de  $40\mu\text{m}$  et de la pâte époxy pour obturer l'ouverture (cf. figure 2.65). La pâte époxy permet de coller le fil d'or sur le cuivre du circuit SIW. Le fil est légèrement comprimé par le couvercle pour sceller l'ouverture.



**Figure 2.65:** Amélioration de l'adaptation de la transition avec un fil d'or.

La figure 2.66 présente une comparaison des coefficients de réflexion simulé (avec le fil d'or et une distance de  $100\mu\text{m}$  par rapport au bord de la pointe de substrat non métallisée) et mesurée. On note une nette amélioration du coefficient de réflexion pour

les fréquences supérieures à 98 GHz par rapport au résultat mesuré et donné à la figure 2.64. Il serait possible d'améliorer encore le coefficient de réflexion en rapprochant le fil d'or de la partie non métallisée (un décalage inférieur à  $10\mu m$  conviendrait).

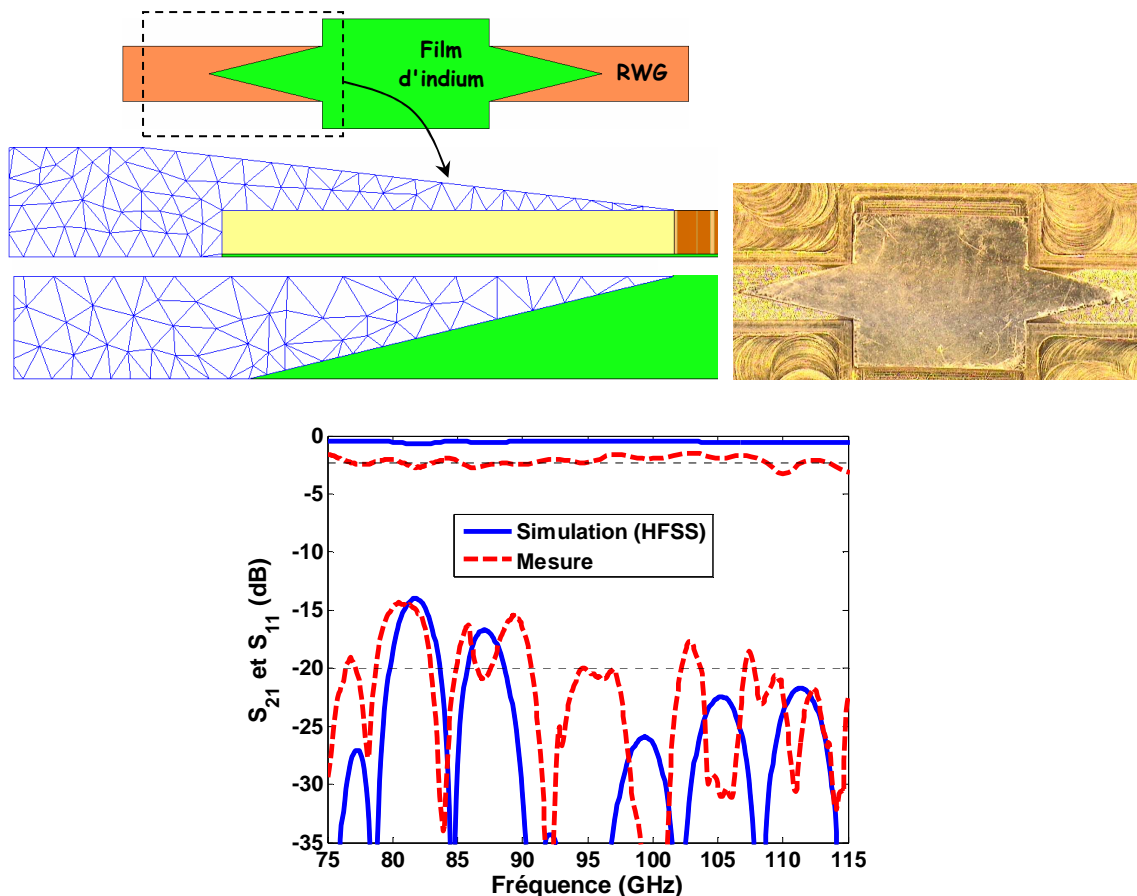


**Figure 2.66:** Adaptation simulée et mesurée de la transition avec fil d'or.

La dernière solution, qui consistait à compenser la différence entre la hauteur de la cavité et l'épaisseur du substrat en utilisant un film d'indium, fut suggérée par le Dr. Claude. L'épaisseur de  $35\mu m$  du film fut obtenue en utilisant un lamineur. Le film fut placé entre la cavité guide d'onde et le circuit SIW (le film apparaît en vert à la figure 2.67). On peut également voir à la figure 2.67 que les paramètres S mesurés de la transition dos à dos ont été améliorés de façon significative (Avec  $S_{11} < -15.5 dB$  et des



pertes moyennes  $S_{21} \approx 2.3 \text{ dB}$  dans l'intervalle 82–115 GHz, soit une largeur de bande de près de 33.5 % (les pertes moyennes simulées sont  $S_{21} \approx 0.6 \text{ dB}$ ).



**Figure 2.67:** Paramètres  $S$  simulés et mesurés de la transition SIW-RWG avec film d'indium.

Comme on peut le voir à la figure 2.67, le film d'indium a permis d'améliorer de façon notable les paramètres  $S$  de la transition, rendant ainsi possible la mesure des performances RF des circuits passifs SIW conçus dans la bande 85–115 GHz. Il existe encore une différence importante entre les pertes d'insertion simulées ( $0.5 \text{ dB}$ ) et mesurées (environ  $2.2 \text{ dB}$ ). La raison est que la valeur des pertes tangentielle réelle du Duroid RT/6002 est supérieure à  $12 \cdot 10^{-4}$  (voir conclusion générale).

## 2.6. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, proposé une nouvelle équation empirique permettant le calcul rapide de la largeur effective d'un guide SIW pour un diamètre de via et un espacement entre deux vias consécutifs donnés. Un abaque contenant une zone d'utilisation, ainsi qu'une zone optimale de conception de guides SIW, qui tient compte des pertes d'insertion, des coefficients de réflexion, des bandes de propagations interdites, des impédances de Bloch et des constantes de phase, a été donné. Malgré la disponibilité de substrats à faibles pertes, le choix du Duroid Rogers RT/6002 ( $\epsilon_r = 2.94$ ;  $\tan \delta = 1.2 \cdot 10^{-3}$ ), d'une épaisseur de  $508 \mu\text{m}$  a permis de nous affranchir autant que possible des contraintes de fabrication. Enfin, une nouvelle transition SIW-RWG, compatible avec le perçage laser et la métallisation par pulvérisation cathodique, a également été proposée pour permettre la mesure de circuits passifs SIW dans la bande 75–115 GHz. Il aurait été possible d'utiliser un transformateur d'impédance en guide d'onde en marches d'escalier (tronçons quart d'onde) tel que décrit dans [2.25] et [2.27] à la place d'une transition progressive. Cependant, cette dernière est beaucoup moins sensible aux tolérances de fabrication, ce qui représente la meilleure option pour opérer dans la bande WR-10.

Même si un film d'indium peut être utilisé pour compenser toute différence de hauteur entre la cavité guide d'onde et l'épaisseur d'un circuit SIW, les autres composants passifs, à savoir le diviseur de puissance, les coupleurs 23 dB et 3 dB (présentés dans les chapitres 3 et 4), ont été fabriqués en mesurant soigneusement l'épaisseur du substrat pour que les circuits SIWs soient légèrement comprimés dans les cavités. En effet, le substrat RT/6002 est suffisamment "malléable" pour supporter une légère compression (de l'ordre de quelques micromètres). Le prochain chapitre traite de la conception et la réalisation d'un diviseur de puissance SIW dans la bande 90–110 GHz.

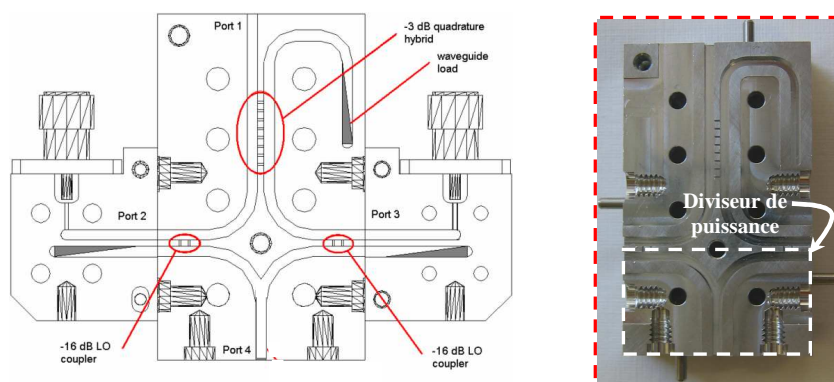
## CHAPITRE III

### CONCEPTION DU DIVISEUR DE PUISSANCE SIW

Ce chapitre présente une revue des diviseurs de puissance conçus dans le plan H publiés dans la littérature ainsi que la conception d'un nouveau diviseur de puissance SIW en configuration "Y" et opérant dans la bande 90–110 GHz.

#### 3.1 Revue des diviseurs de puissance existants dans la littérature

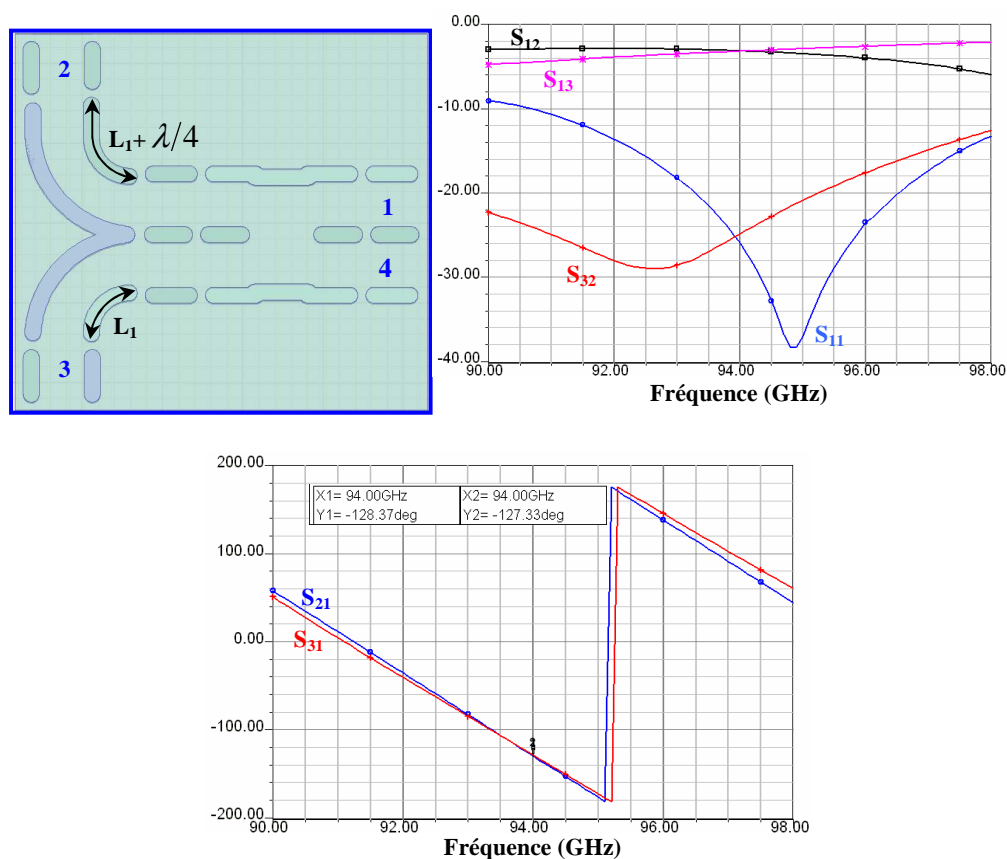
Après avoir déterminé la façon optimale de calculer la largeur d'un guide SIW, en fonction du diamètre d'un via et de l'espacement entre deux vias consécutifs, et conçu une transition SIW-RWG permettant la mesure des circuits SIW, l'étape suivante fut la conception de circuits passifs. Le premier d'entre eux appartenant à l'architecture du récepteur bande 3 est le diviseur de puissance (figure 3.1), qui permet de rediriger le signal en provenance de l'oscillateur local vers les mélangeurs SIS.



**Figure 3.1:** Diviseur de puissance RF de la bande 3 [1.35].

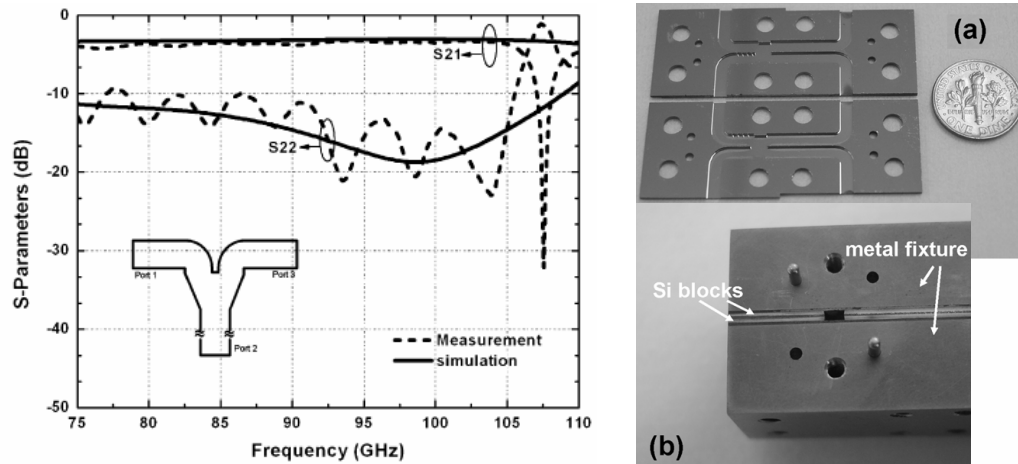
Une version SIW d'un diviseur de puissance a été conçue par E. Moldovan [3.1]. Un coupleur hybride et une ligne  $\lambda/4$  (qui permet de compenser le déphasage de  $90^\circ$  introduit par le coupleur) ont été utilisés. La topologie ainsi que les paramètres S simulés

sont donnés à la figure 3.2. Les simulations montrent que ce diviseur est seulement exploitable pour les applications à faibles largeurs de bande (inférieures à 15 %). Cette limitation est due au fait qu'une ligne  $\lambda/4$  est intrinsèquement à faible largeur de bande.



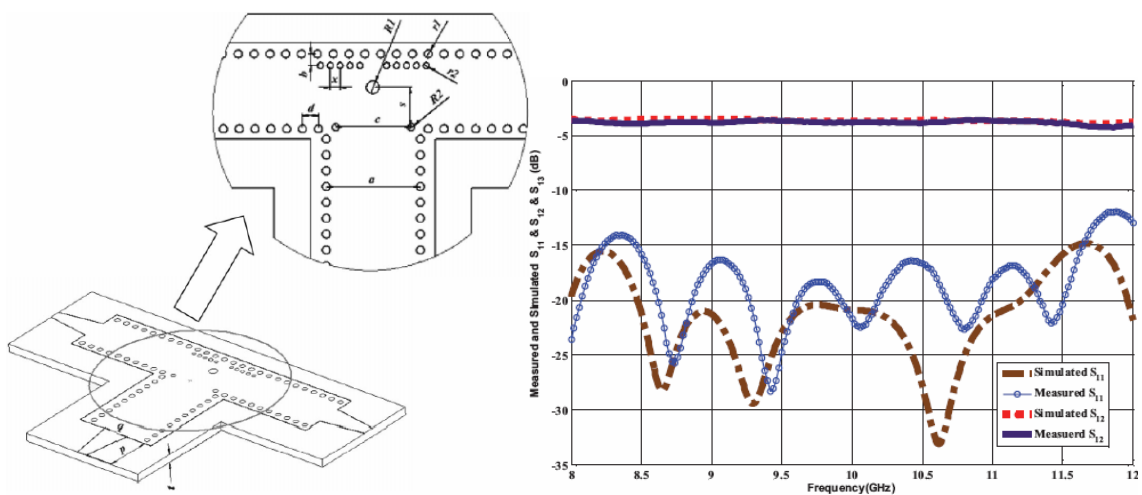
**Figure 3.2:** Diviseur de puissance SIW basé sur l'utilisation d'un coupleur hybride  $90^\circ$  [3.1].

Le second exemple [3.2] trouvé dans la littérature, et opérant dans la bande W, est un diviseur de puissance plus large bande utilisant une structure dite en "Y" (figure 3.3). Cependant, deux blocs symétriques (silicium dans l'article) de substrat sont requis pour former le diviseur de puissance, ce qui complique le processus de fabrication et rend l'alignement entre les blocs délicat. Enfin, comme on peut le constater sur la figure 3.3 les coefficients de réflexion simulés et mesurés (paramètre  $S_{22}$ ) au port d'entrée est seulement compris entre  $-20$  et  $-10$  dB.



**Figure 3.3:** Diviseur de puissance utilisant deux blocs symétriques de silicium [3.2].

La figure 3.4 montre la configuration en "T" d'un diviseur de puissance SIW [3.3] opérant dans la bande X ainsi que les simulations et les mesures des paramètres S. Les résultats obtenus par l'auteur montrent que de bonnes performances sont possibles en utilisant la technologie SIW avec ce type de diviseur. En effet, l'utilisation de cylindres inductifs permet d'améliorer le coefficient de réflexion au port d'entrée.

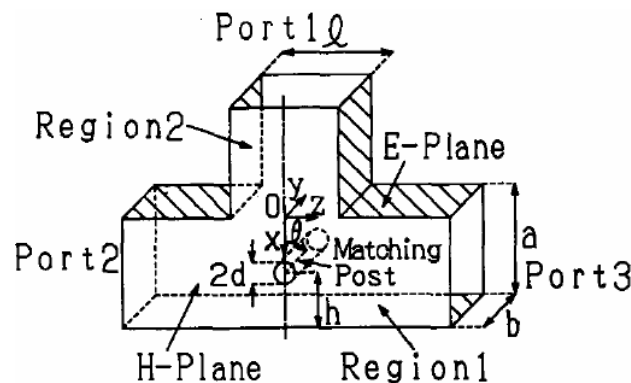


**Figure 3.4:** Diviseur de puissance SIW en "T" [3.3].

Toutefois, malgré le bon niveau de performance de ce diviseur, il manque de flexibilité quant à la fréquence d'opération. En effet, pour notre application la fréquence de fonctionnement est 10 fois supérieure à celle utilisée dans l'article. On peut remarquer que pour la bande X, avec le substrat Rogers RT/5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ;  $\tan \delta = 9 \cdot 10^{-4}$ ) d'une épaisseur de  $787 \mu m$ , les plus petits diamètres pour les cylindres inductifs sont  $r_1 = 800 \mu m$ ,  $R_2 = 700 \mu m$ , et  $r_2 = 400 \mu m$ . Transposés dans la bande 90–110 GHz, ces diamètres seraient équivalents à  $r_1 = 70 \mu m$ ,  $R_2 = 61 \mu m$ , et  $r_2 = 35 \mu m$ . Même en choisissant un substrat de faible épaisseur, telle que  $254 \mu m$ , le rapport entre le diamètre le plus faible de via et l'épaisseur du substrat serait encore de 7.3, or il n'est pas possible de métalliser des trous en utilisant le procédé classique de pulvérisation cathodique pour des valeurs supérieures à 3. Il ne serait pas possible d'utiliser un substrat d'une épaisseur de  $127 \mu m$  car le Duroid RT/5880 n'est pas assez rigide pour assurer une bonne intégrité structurelle pour une épaisseur aussi mince. L'utilisation d'une structure en "T" utilisant de multiples piliers inductifs n'était donc pas viable pour notre application.

### 3.2. Configuration en "T" avec un seul pilier inductif

Le diviseur de puissance (figure 3.5) avec pilier inductif et en utilisant la technologie guide d'onde fut proposé par Hirokawa [3.4].

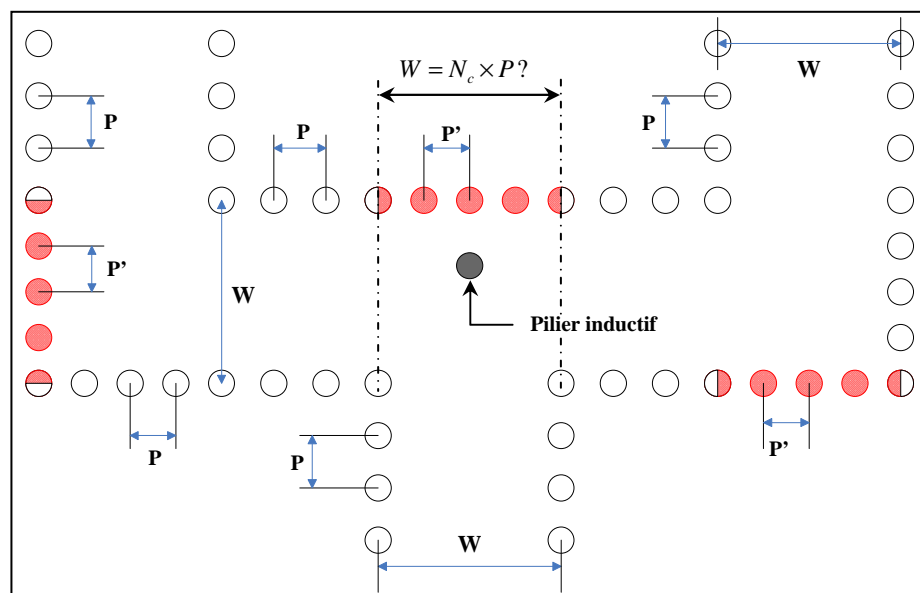


**Figure 3.5:** Diviseur de puissance en "T" avec un pilier inductif [3.4].

Le diamètre du pilier inductif permet d'améliorer le coefficient de réflexion tandis que la distance (paramètre  $h$  sur la figure 3.5) du pilier par rapport au mur perpendiculaire au port d'entrée permet d'ajuster la fréquence optimale d'utilisation (on se décale vers une plus haute fréquence lorsque le pilier est près du mur), et ce, sans pour autant modifier de façon notable le niveau d'adaptation. La distance est d'environ un quart de la longueur d'onde.

### 3.2.1 Configuration en "T" avec un coude à angle droit

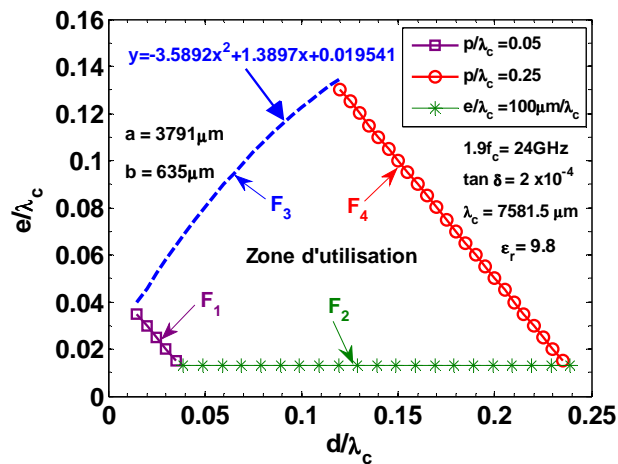
Avant d'optimiser le diamètre du pilier inductif et sa position par rapport au mur du fond, il est important de déterminer la meilleure valeur de la largeur du guide SIW dans le contexte du diviseur de puissance en "T". La figure 3.6 illustre le problème qui est rencontré lors de la conception de ce type de diviseur lorsqu'un angle droit SIW est utilisé. Le problème à résoudre est de déterminer la valeur de  $W$  pour laquelle on obtient un nombre entier de cylindres pour la formation des murs électriques (modélisés par les cylindres rouge sur la figure 3.6) lors des changements de direction.



**Figure 3.6:** Diviseur de puissance en "T" avec un pilier inductif et coudes à angle droit.

Si la distance  $W$  ne correspond pas à un nombre entier de cylindres de période  $p$ , alors cela signifie que les cylindres composant les murs électriques lors des changements de direction ont une période différente (appelée  $P'$ ). La conséquence directe est une modification de la valeur de la constante de propagation et donc une mauvaise modélisation des murs électriques équivalents. L'intérêt de parfaitement modéliser le comportement électrique du guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique est de pouvoir utiliser ce dernier pour les simulations des circuits passifs à concevoir. Une fois les paramètres  $S$  optimisés avec le guide rectangulaire rempli de diélectrique, le concepteur doit être capable de le remplacer par son équivalent SIW sans avoir recours à un nouveau processus d'optimisation. Les simulations des structures périodiques étant bien évidemment beaucoup plus gourmandes en temps de simulation.

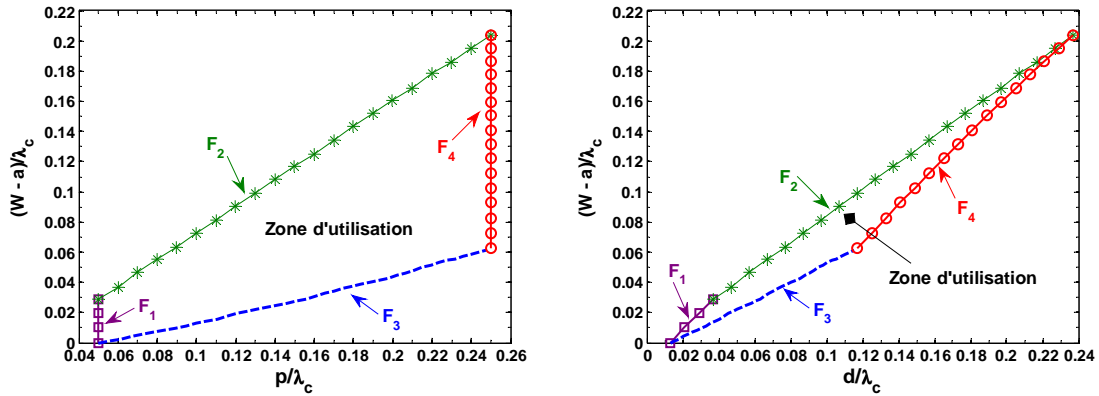
Les solutions peuvent être observées graphiquement à partir du diagramme de conception de guides SIW donné à la figure 2.41 du second chapitre. On utilisera ici la zone d'utilisation plutôt que la zone optimale de conception (voir figure 2.49) pour une meilleure lisibilité des graphiques qui vont suivre. Mais le raisonnement ci-après devrait s'appliquer à la zone optimale pour de meilleurs résultats. La figure 3.7 présente les quatre frontières délimitant la zone d'utilisation, notées  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$  et  $F_4$ .



**Figure 3.7:** Diagramme de conception de guide SIW (zone d'utilisation).



Un substrat d'alumine ( $\epsilon_r = 9.8; \tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ) d'une épaisseur de  $635 \mu m$ , et pour un fonctionnement dans la bande 18–24 GHz, a été utilisé pour les calculs des valeurs numériques. Toutefois, n'importe quel autre substrat pouvait être utilisé (et sur une autre bande de fréquences) car les valeurs sont normalisées par rapport à la longueur d'onde de coupure. La figure 3.8 montre les valeurs calculées des largeurs normalisées  $(W - a)/\lambda_c$  de guide SIW en utilisant l'équation 2.17.



**Figure 3.8:** Valeurs de  $(W - a)/\lambda_c$  pour les quatre frontières de la zone d'utilisation en fonction de la période  $p/\lambda_c$  et du diamètre  $d/\lambda_c$  d'un via.

En se référant à la figure 3.7, on peut voir que les frontières peuvent être exprimées en fonction de la période  $p/\lambda_c$  avec les égalités suivantes: pour la frontière  $F_1$  on a

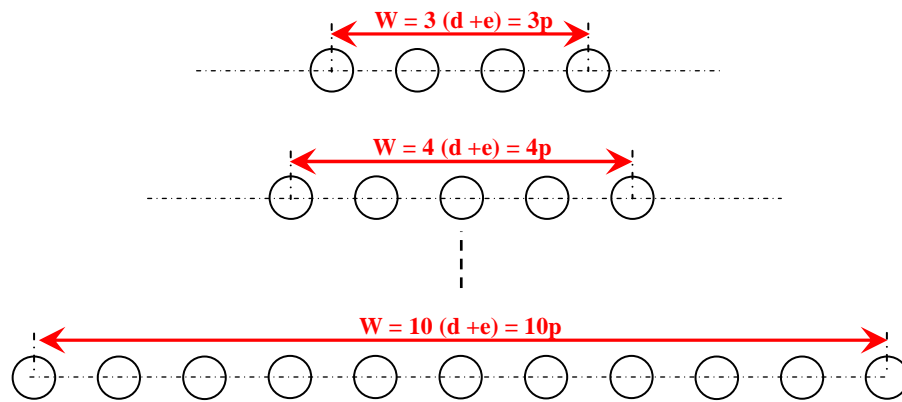
$$\left. \frac{p}{\lambda_c} \right|_{F_1} = 0.05; \text{ pour } F_4 \text{ on a } \left. \frac{p}{\lambda_c} \right|_{F_4} = 0.25; \text{ pour } F_2 \text{ on a } \left. \frac{p}{\lambda_c} \right|_{F_2} = \left. \frac{d}{\lambda_c} \right|_{F_2} + 100 \mu m / \lambda_c \Big|_{F_2}; \text{ et}$$

$$\text{pour } F_3 \text{ on a finalement } \left. \frac{p}{\lambda_c} \right|_{F_3} = -3.5892 \times \left( \left. \frac{d}{\lambda_c} \right|_{F_3} \right)^2 + 2.3897 \times \left( \left. \frac{d}{\lambda_c} \right|_{F_3} \right) + 0.019541;$$

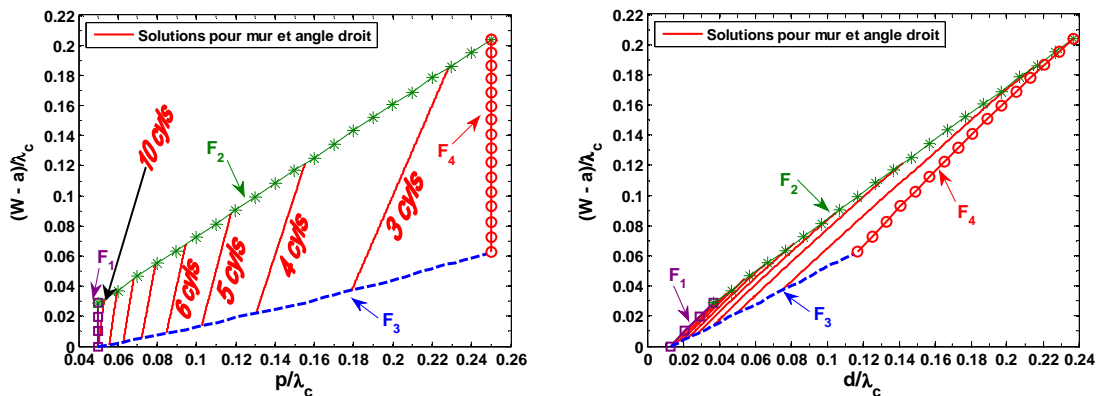
Les solutions permettant d'obtenir un nombre entier de cylindres sur la largeur  $W$  du guide SIW peuvent s'exprimer de la façon suivante (avec  $N_c$  le nombre de cylindres considérés) :

$$W = N_c p \Leftrightarrow \frac{W - a}{\lambda_c} = N_c \frac{p}{\lambda_c} - \frac{a}{\lambda_c} \tag{3.1}$$

La figure 3.9 montre les cas où la largeur contient 3, 4 et 10 cylindres. Les solutions sont représentées par les courbes en rouge à la figure 3.10. Les valeurs de  $\frac{W - a}{\lambda_c}$  pour les huit cas envisagés (3 à 10 cylindres) sont également calculées à partir de la nouvelle équation 2.17.

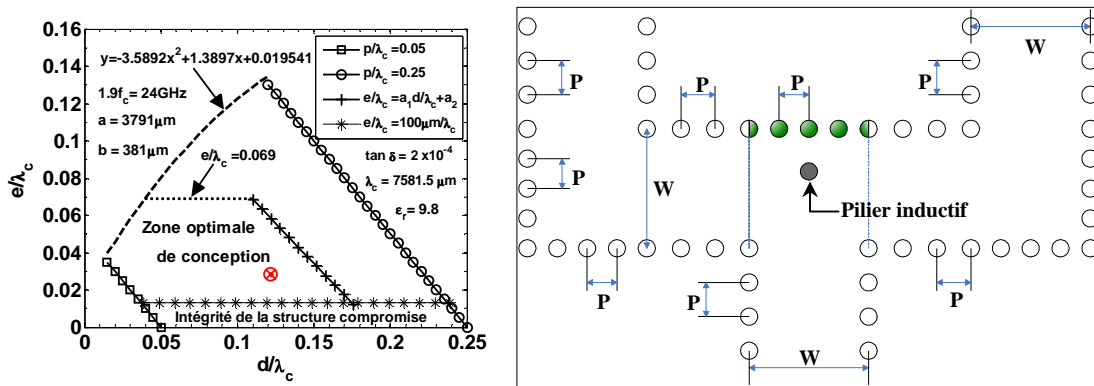


**Figure 3.9:** Configurations comportant 3 à 10 cylindres sur la largeur  $W$  du guide SIW.



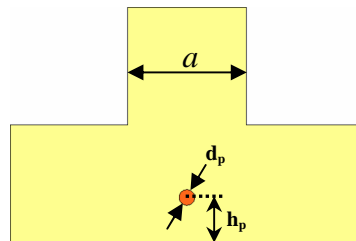
**Figure 3.10:** Solutions pour la formation du mur et du coude à angle droit (Configurations de 3 à 10 cylindres).

Pour la configuration utilisant 4 cylindres, on peut voir sur la figure 3.10 que les valeurs normalisées  $(W - a)/\lambda_c$  qui permettent d'avoir un nombre entier de cylindres existent dans les intervalles  $0.1305 < p/\lambda_c < 0.1553$  et  $0.05021 < d/\lambda_c < 0.1425$ . On peut par exemple choisir  $p/\lambda_c = 0.15$  qui donne  $(W - a)/\lambda_c = 0.1$  (figure 3.10). La valeur de  $d/\lambda_c$  donnant le même rapport  $(W - a)/\lambda_c$  est 0.1214. On obtient alors les valeurs numériques  $W = 4549\mu m$ ,  $p = 1137\mu m$  et  $d = 920\mu m$ . Ce point d'opération, qui est indiqué à la figure 3.11a, se trouve dans la zone optimale de conception.



**Figure 3.11a:** Point d'opération et configuration finale à 4 cylindres.

La figure 3.11c montre les résultats de simulation des paramètres S, effectuées avec HFSS, pour le diviseur en "T" avec pilier inductif (figure 3.11b) en guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique et son équivalent en technologie SIW. On peut voir que les résultats sont très similaires (Avec  $a = 3791\mu m$ ,  $d_p = 312\mu m$  et  $h_p = 1100\mu m$ ).



**Figure 3.11b:** Paramètres du pilier inductif (hauteur du guide:  $b = 381\mu m$ ).

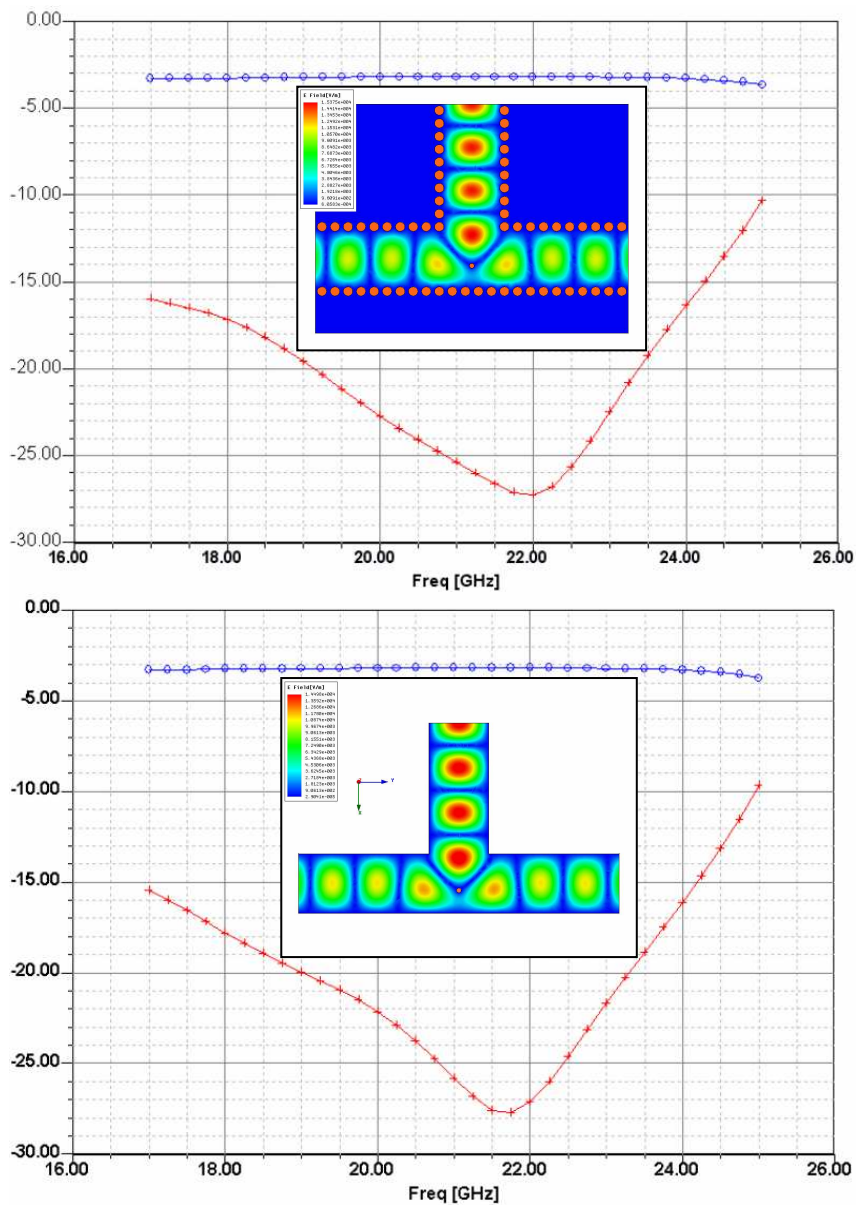


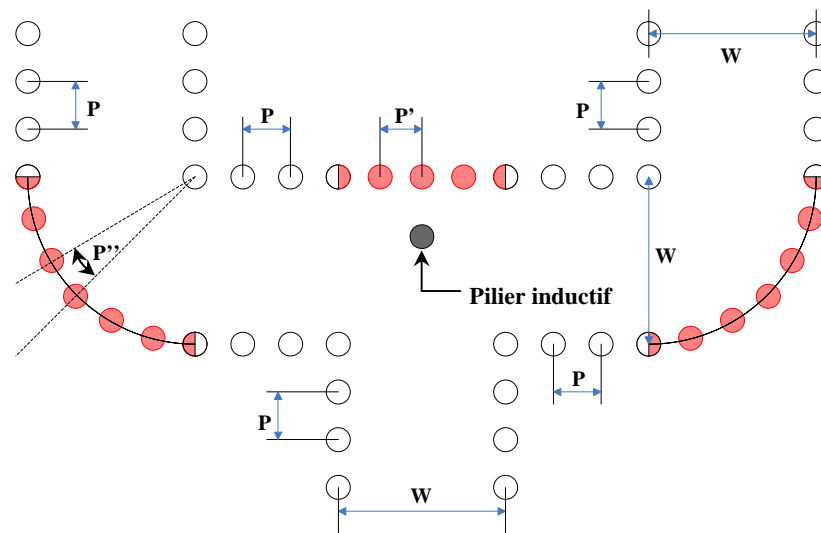
Figure 3.11c: Paramètres S des diviseurs de puissance en "T" dans la bande 18–24 GHz.

### 3.2.2. Diviseur en "T" avec coude à rayon de courbure ( $r = W$ )

Le deuxième cas envisagé est lorsqu'un coude avec un seul rayon de courbure est utilisé. Ce cas de figure est illustré à la figure 3.12. Dans le but d'obtenir une bonne modélisation des murs électriques équivalents, il est nécessaire d'obtenir l'égalité

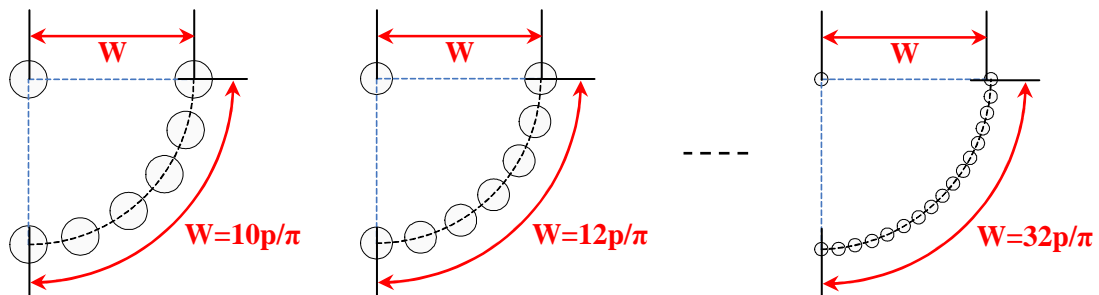
$p = p' = p''$ , c'est-à-dire un nombre entier de cylindres pour la formation du mur, qui se situe derrière le pilier inductif, et de la courbure du coude. Les largeurs de guides SIW permettant d'obtenir un nombre entier de cylindres dans la courbure sont de la forme:

$$W = N_c \frac{2}{\pi} p \Leftrightarrow \frac{W - a}{\lambda_c} = N_c \frac{2}{\pi} \frac{p}{\lambda_c} - \frac{a}{\lambda_c} \quad (3.2)$$



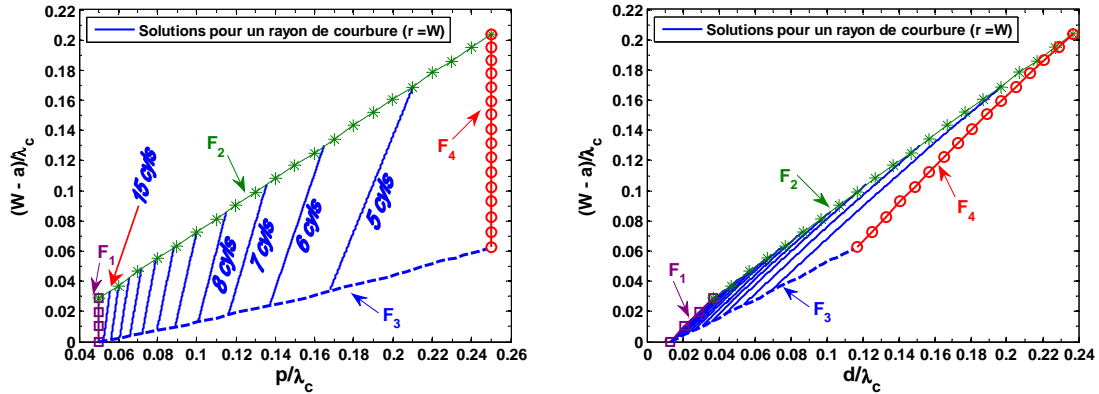
**Figure 3.12:** Diviseur en "T" avec pilier inductif et des coudes ayant un rayon de courbure.

Le nombre de cylindres envisagé pour la formation de la courbure du coude est compris entre 5 et 16 (figure 3.13).



**Figure 3.13:** Configurations comportant 5 à 16 cylindres le long de la courbure du coude SIW.

Les valeurs de  $(W - a)/\lambda_c$  pour les onze cas envisagés (5 à 15 cylindres) sont également calculées à partir de la nouvelle équation 2.17. Les solutions résultantes qui permettent de former le coude avec un nombre entier de cylindres sont illustrées à la figure 3.14 en fonction de  $p/\lambda_c$  et de  $d/\lambda_c$ .



**Figure 3.14:** Solutions pour la formation du coude SIW (configurations de 5 à 15 cylindres).

La figure 3.15 présente l'ensemble des solutions possibles pour la formation du mur du fond ainsi que celle du coude ayant un rayon de courbure ( $r = W$ ). La configuration optimale se traduit par une superposition des deux ensembles de solutions. On peut voir sur la figure 3.15 que deux cas sont envisageables, le premier, noté ❶, utilise 7 cylindres pour la formation du mur et 11 cylindres pour le coude. Le deuxième cas, noté ❷, utilise 5 cylindres pour la formation du mur et 8 cylindres pour le coude. La différence entre les deux ensembles de solutions (courbes rouge et bleu de la figure 3.15) sont inférieures à 0.1 % pour le cas ❶ et inférieures à 2 % pour le cas ❷. Une autre possibilité existe en utilisant 9 cylindres pour le mur et 14 cylindres pour le coude mais les dimensions des vias deviennent critiques. Le point d'opération choisi et les dimensions du guide SIW pour le cas ❷ sont alors les suivantes:  $(W - a)/\lambda_c = 0.062015$ ;

$$W = 4261\mu\text{m}; p_{\text{mur}}/\lambda_c = 0.1124; d_{\text{mur}}/\lambda_c = 0.07987; p_{\text{rayon}}/\lambda_c = 0.1104;$$

$$d_{\text{rayon}}/\lambda_c = 0.07942; p_{\text{mur}} = 852\mu\text{m}; d_{\text{mur}} = 606\mu\text{m}; e_{\text{mur}} = 246\mu\text{m};$$

$$p_{\text{rayon}} = 837 \mu\text{m}; d_{\text{rayon}} = 602 \mu\text{m}; e_{\text{rayon}} = 235 \mu\text{m};$$

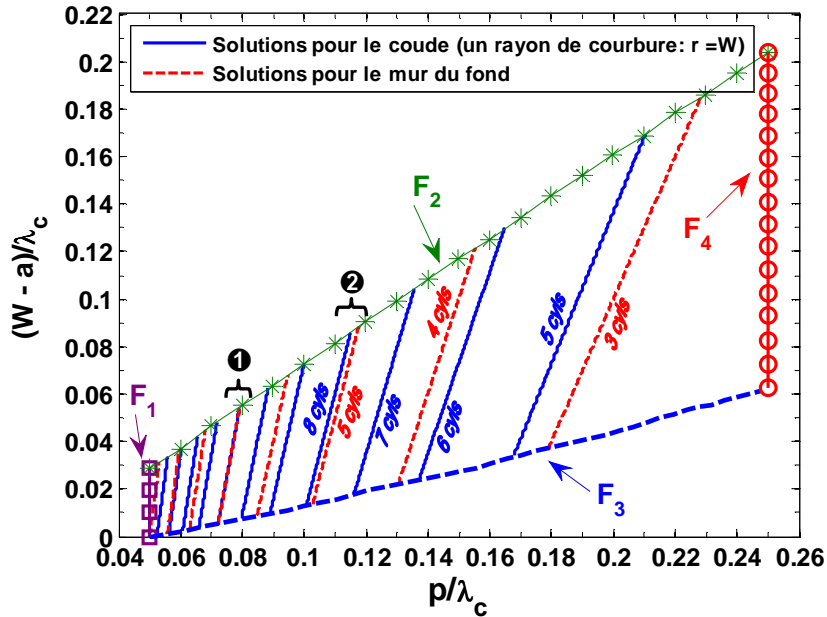


Figure 3.15: Solutions possibles pour la formation du mur du fond et du coude SIW.

La figure 3.16 montre le point d'opération choisi sur le diagramme de conception de guide SIW ainsi que la topologie finale du diviseur de puissance en "T" avec deux coudes a un seul rayon de courbure.

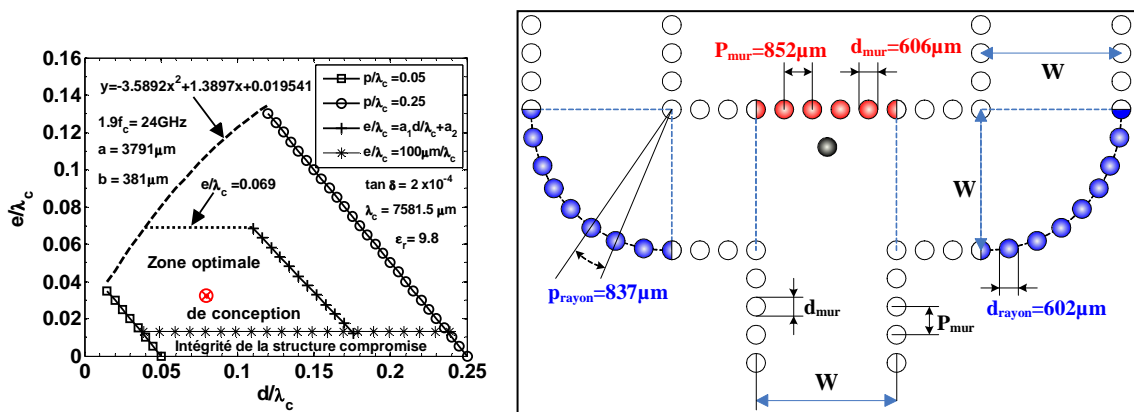


Figure 3.16: Point d'opération et configuration finale du diviseur avec deux coudes avec un seul rayon de courbure.

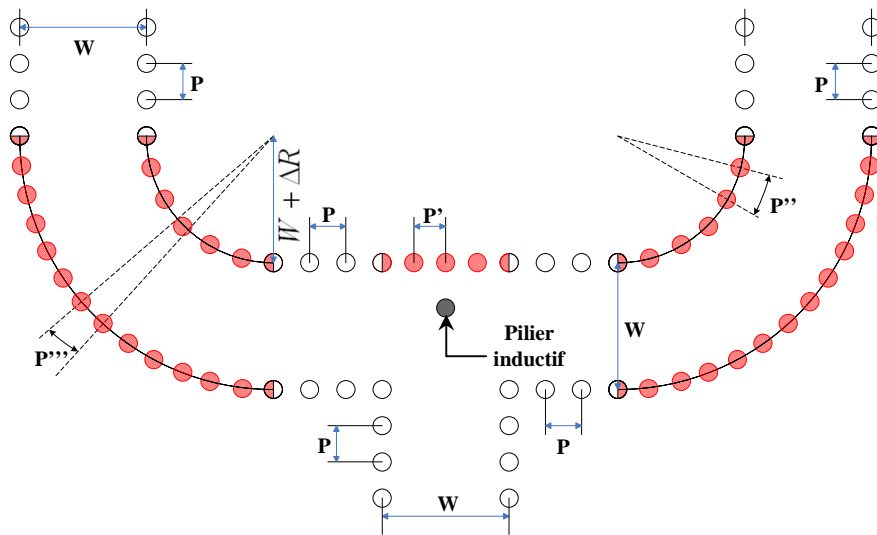
### 3.2.3. Configuration en "T" avec coude à deux rayons de courbure

$$(r_1 = W + \Delta R; r_2 = 2W + \Delta R)$$

Le dernier cas envisagé (figure 3.17) est un diviseur avec des coudes ayant deux rayons de courbure, notés  $r_1$  et  $r_2$ . Une bonne modélisation des murs électriques équivalents sera alors obtenue lorsqu'on aura l'égalité  $p = p' = p'' = p'''$ , c'est-à-dire un nombre entier de cylindres pour la formation du mur, qui se situe derrière le pilier inductif, et des deux courbures du coude. Les largeurs de guides SIW permettant d'obtenir un nombre entier de cylindres dans les courbures sont de la forme:

$$W + \Delta R = N_c \frac{2}{\pi} p \Leftrightarrow \frac{W - a}{\lambda_c} = N_c \frac{2}{\pi} \frac{p}{\lambda_c} - \left( \frac{a + \Delta R}{\lambda_c} \right) \quad \text{pour } r_1 = W + \Delta R \quad (3.3)$$

$$2W + \Delta R = N_c \frac{2}{\pi} p \Leftrightarrow \frac{W - a}{\lambda_c} = N_c \frac{1}{\pi} \frac{p}{\lambda_c} - \left( \frac{a + \Delta R/2}{\lambda_c} \right) \quad \text{pour } r_2 = 2W + \Delta R \quad (3.4)$$

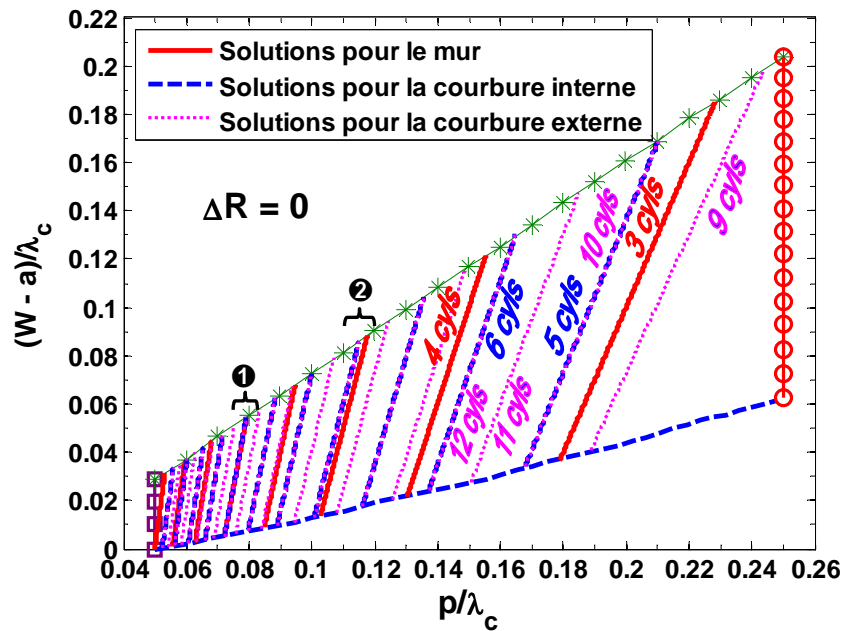


**Figure 3.17:** Diviseur en "T" et coudes ayant deux rayons de courbure.

Le nombre de cylindres envisagé pour la formation des courbures internes et externes du coude sont compris entre 5 et 15 et entre 9 et 30, respectivement. Les



solutions résultantes qui permettent de former le mur ainsi que les courbures internes et externes du coude avec un nombre entier de cylindres sont illustrées à la figure 3.18.



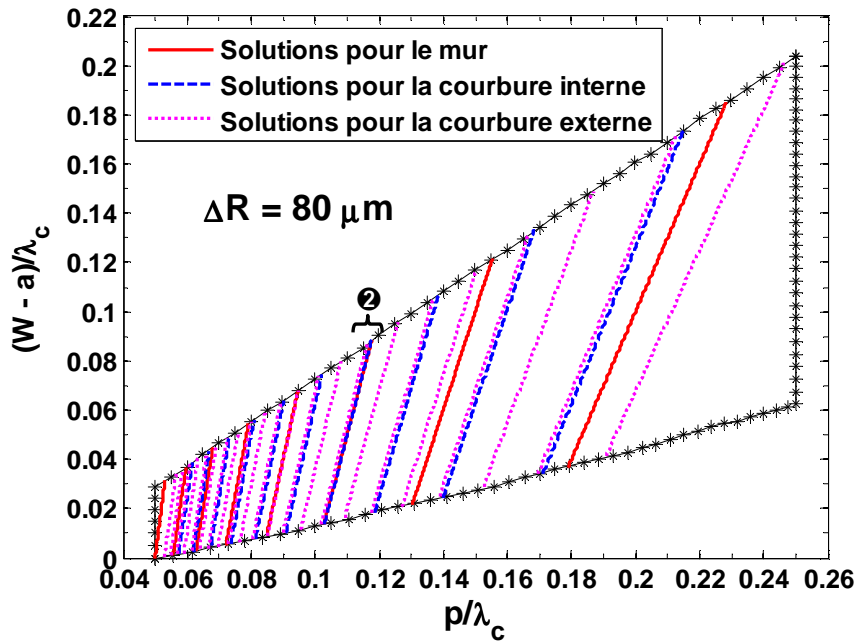
**Figure 3.18:** Solutions pour la formation du coude SIW et du mur pour  $\Delta R = 0$ .

Lorsque  $\Delta R = 0$  la configuration optimale, notée ❶ sur la figure 3.18, se situe pour des valeurs de  $p/\lambda_c$  comprises entre 0.07216 et 0.07924. Dans cet intervalle, on a une quasi-superposition des trois courbes (la différence entre  $p'$  et  $p'' (= p''')$  est inférieure à 0.05 %). Cette configuration nécessite 7 cylindres pour la formation du mur, 11 cylindres pour la courbure interne du coude et enfin 22 cylindres pour la courbure externe. Le deuxième cas, noté ❷ sur la figure 3.18, utilise  $N_c^{mur} = 5$  cylindres pour la formation du mur,  $N_c^{r_1} = 8$  cylindres pour la courbure interne du coude et  $N_c^{r_2} = 16$  cylindres pour la courbure externe. Dans ce cas, la différence entre  $p'$  et  $p'' (= p''')$  est inférieure à 2 %. Dans le but d'améliorer ce dernier résultat, il est possible d'ajouter

$\Delta R = 80 \mu\text{m}$  au rayon de courbure  $r_1$  et  $r_2$ . La valeur de  $\Delta R$  est déterminée en utilisant la relation suivante:

$$\Delta R = \text{mean} \left( \left( N_c^{r_1} \times \frac{2}{\pi} - N_c^{\text{mur}} \right) \times \frac{p}{\lambda_c} \times \lambda_c \right) \quad \text{avec} \quad \frac{p}{\lambda_c} = [0.1027; 0.1176] \quad (3.5)$$

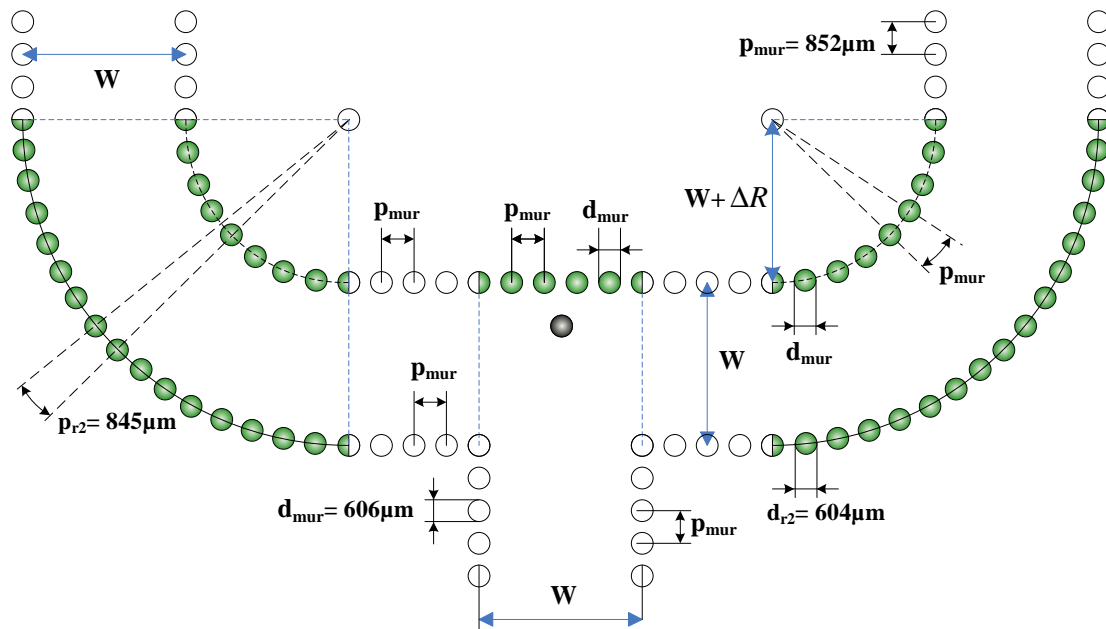
On peut voir sur la figure 3.19 que le résultat est amélioré pour le cas noté ②. En effet, la différence entre  $p'$  et  $p''$  est inférieure à 0.2 % et celle entre  $p'$  et  $p'''$  est inférieure à 1 %.



**Figure 3.19:** Solutions pour la formation du coude SIW et du mur pour  $\Delta R = 80 \mu\text{m}$ .

Si le point d'opération est le même que celui de la section précédente, les dimensions du guide SIW pour le cas ② seront les suivantes:  $(W - a)/\lambda_c = 0.062015$ ;  $W = 4261 \mu\text{m}$ ;  $p_{\text{mur}}/\lambda_c \cong p_{r_1}/\lambda_c = 0.1124$ ;  $d_{\text{mur}}/\lambda_c \cong d_{r_1}/\lambda_c = 0.0799$ ;  $p_{r_2}/\lambda_c = 0.1114$ ;  $d_{r_2}/\lambda_c = 0.0797$ ;  $p_{\text{mur}} \cong p_{r_1} = 852 \mu\text{m}$ ;  $d_{\text{mur}} \cong d_{r_1} = 606 \mu\text{m}$ ;  $p_{r_2} = 845 \mu\text{m}$ ;  $d_{r_2} = 604 \mu\text{m}$ .

La figure 3.20 montre la topologie finale avec les dimensions optimales pour le diviseur de puissance en "T" avec coudes à deux rayons de courbure et  $\Delta R = 80\mu\text{m}$ .



**Figure 3.20:** Configuration du diviseur avec coudes à deux rayons de courbure et  $\Delta R = 80\mu\text{m}$ .

### 3.2.4. Diagramme de conception des diviseurs en "T"

S. Germain [3.5] a proposé un diagramme de conception de diviseurs de puissance en "T". Son abaque permet de calculer le diamètre du pilier inductif ainsi que la position de ce dernier par rapport au mur du fond. La figure 3.21 montre les courbes de conception en fonction du paramètre  $W\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0$ . Cependant, pour un fonctionnement dans la bande 3, la largeur du guide SIW et le substrat donne un rapport  $W\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0 = 1.0036$ , qui se trouve en dehors de l'intervalle de conception ( $0.65 < W\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0 < 0.92$ ).

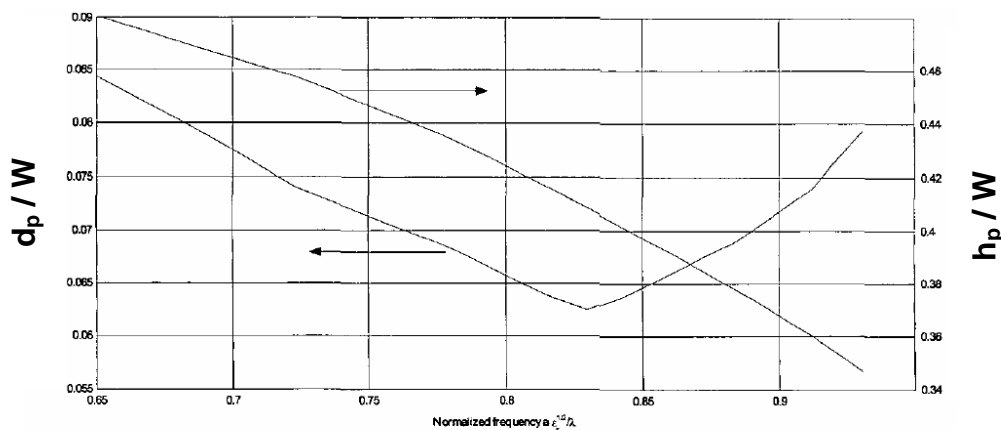
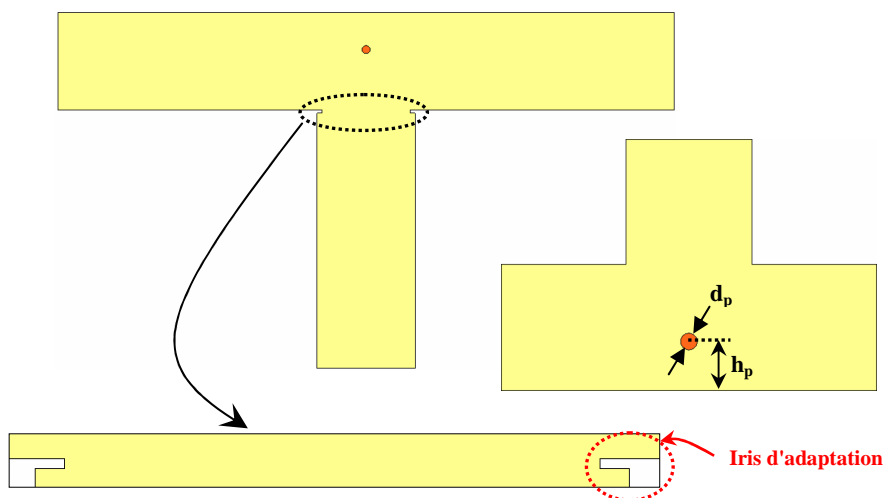


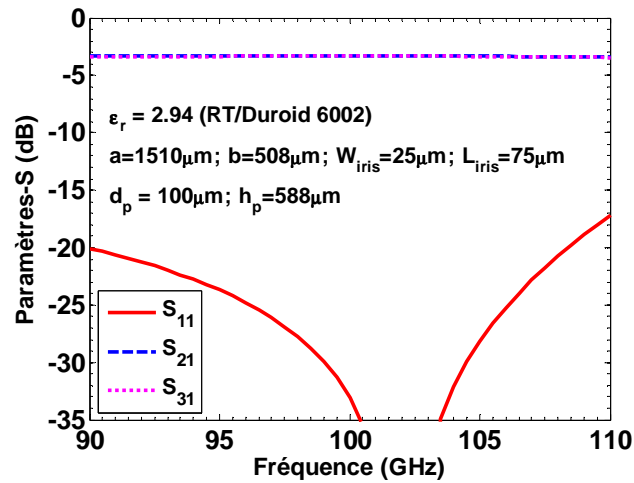
Fig. 3 Design curves : Normalized matching post diameter and position versus normalized frequency

**Figure 3.21:** Courbes de conception d'un diviseur de puissance en "T" [3.5].

Les valeurs furent donc optimisées en utilisant le logiciel HFSS. Le coefficient de réflexion était minimal pour les valeurs suivantes:  $h_p = 588\mu\text{m}$  et  $d_p = 100\mu\text{m}$ . Des iris ( $W_{iris} = 25\mu\text{m}$  et  $L_{iris} = 75\mu\text{m}$ ) furent utilisées à l'entrée de la jonction en "T" pour améliorer l'adaptation (fig. 3.22). Le guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique équivalent fut utilisé (les dimensions du diviseur sont données à la figure 3.23) pour la simulation des paramètres S (figure 3.23).



**Figure 3.22:** Diviseur de puissance en "T" opérant dans la bande 3.



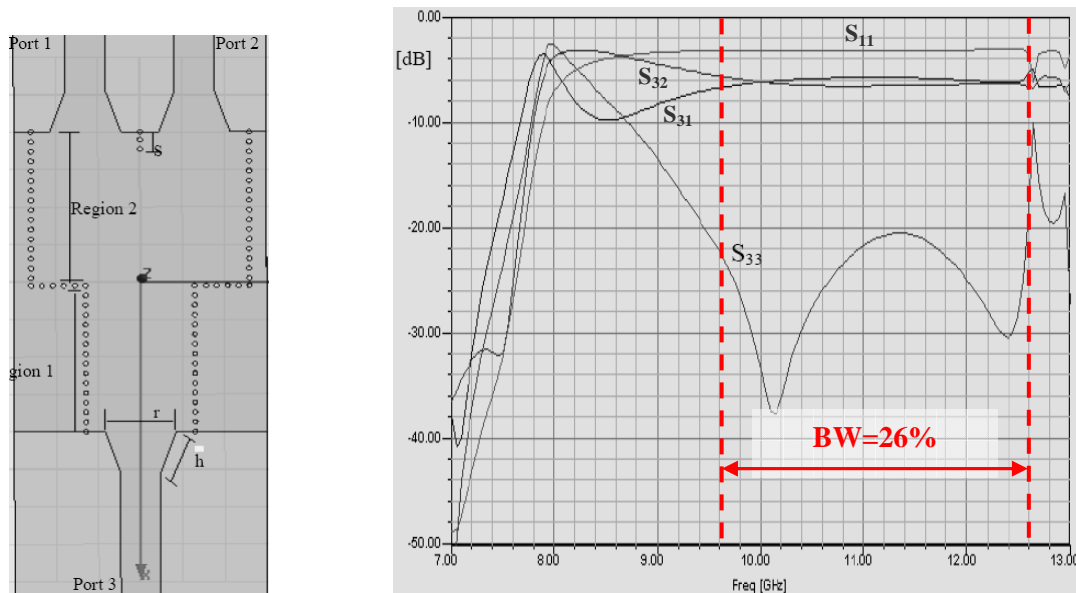
**Figure 3.23:** Paramètres S du diviseur en "T" opérant dans la bande 3.

Au vu des valeurs numériques obtenues pour le pilier inductif et les iris d'adaptation, la configuration en "T" n'a pas été retenue comme une solution viable pour notre application. En effet, les limites de fabrication (et en particulier les contraintes de métallisation) imposaient un diamètre de via et une largeur d'iris d'au moins  $200\mu\text{m}$ .

### 3.3. Configuration en "Y" pour la bande 92–108 GHz

Pour des considérations d'ordre pratique, à savoir une fabrication aisée (être capable de métalliser les vias), la configuration dite en "Y" fut choisie. Récemment, A.A Khan a utilisé ce type de structure dans la bande X [3.6]. La figure 3.24 montre son diviseur de puissance avec les transitions de guide SIW à ligne microruban, ainsi que les paramètres S obtenus par simulation. Les résultats obtenus présentent deux inconvénients majeurs. Le premier est que la division de puissance présente un débalancement des amplitudes (environ 1 dB) entre les paramètres  $S_{31}$  et  $S_{32}$ , ce qui n'est pas normal pour une structure symétrique. Le second inconvénient concerne le niveau d'adaptation au port 3. En effet, le coefficient de réflexion simulé est juste en dessous de -20 dB en milieu de bande. Ce résultat n'est pas dû à la présence des transitions, car il a été montré dans le chapitre 2

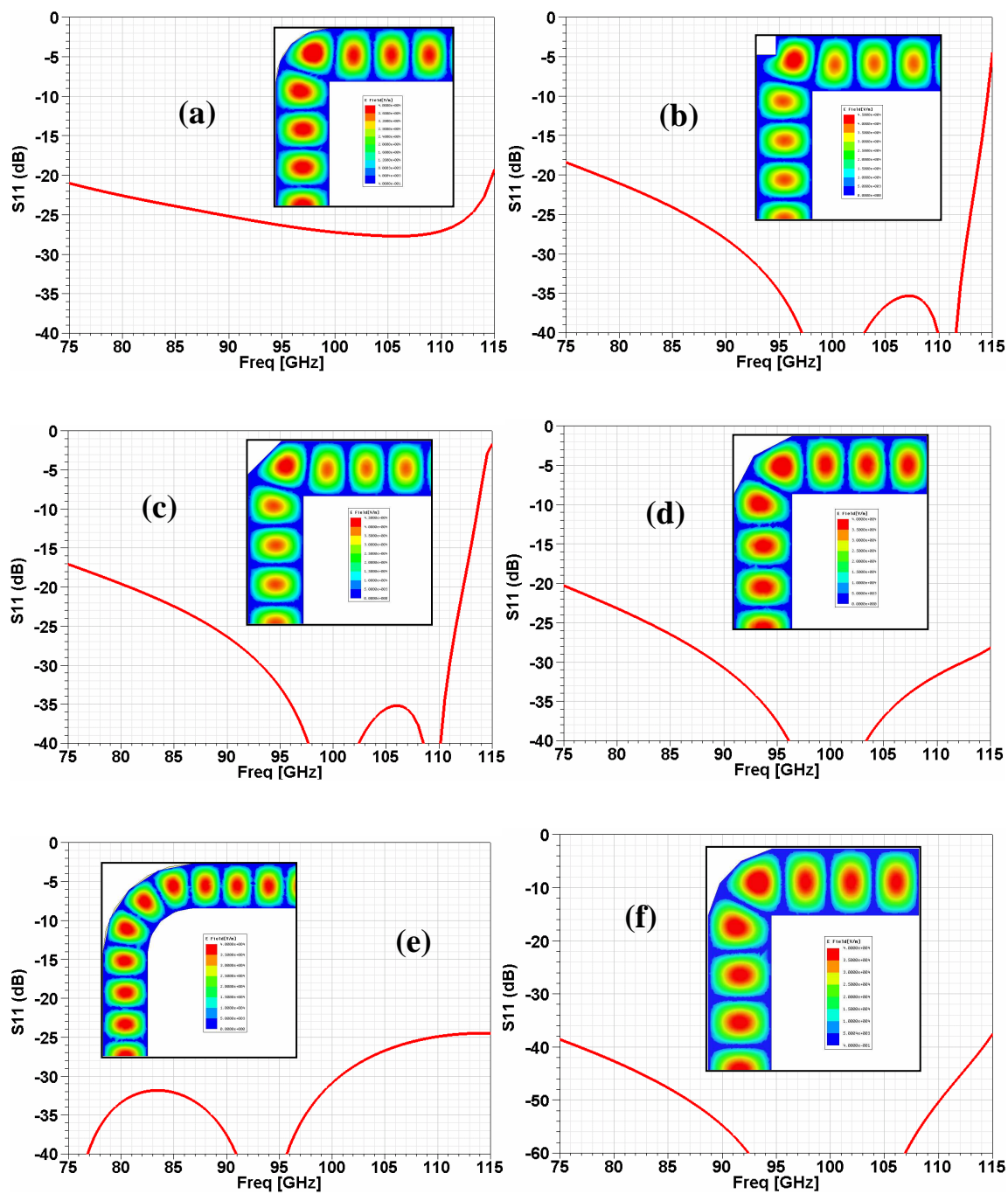
que l'adaptation au niveau de la transition pouvait être inférieure à -30 dB sur au moins 25% de largeur de bande sans problème (cf. figure 2.25). Pour notre diviseur de puissance opérant à 100 GHz ces deux points devaient être améliorés.



**Figure 3.24:** Topologie et paramètres S simulés du diviseur en "Y" de [3.6].

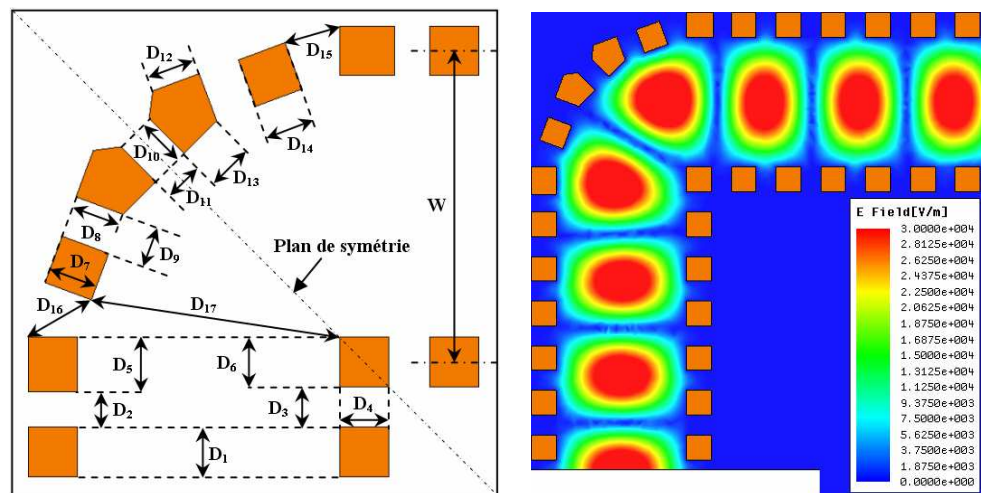
### 3.3.1. Conception d'un nouveau coude 90 ° SIW compact

Un autre élément important pour la conception du diviseur de puissance (et également pour celle de coupleurs) est l'utilisation d'un coude compact ayant un très bon coefficient de réflexion sur une large bande de fréquence. Plusieurs configurations ont été étudiées dans le plan H (présentées à la figure 3.25). Un guide rectangulaire rempli de diélectrique (Duroid RT/6002 avec  $\epsilon_r = 2.94$  et  $\tan \delta = 12 \times 10^{-4}$ ) de dimensions  $1510 \mu\text{m} \times 508 \mu\text{m}$  a été utilisé pour les simulations des coudes. Les résultats montrent que le coude 90 ° avec trois méplats est le plus performant en terme de coefficient de réflexion ( $S_{11} < -38 \text{ dB}$  sur toute la bande de fréquence). C'est donc cette topologie qui a été choisie et convertie en technologie SIW.



**Figure 3.25:** Adaptations simulées entre 75 et 115 GHz pour différentes topologies de coudes 90° : (a): avec un rayon de courbure, (b): avec une marche, (c): avec un méplat, (d): avec deux méplats, (e): avec deux rayons de courbure, (f): avec trois méplats.

La conversion du coude avec trois méplats de guide d'onde rectangulaire à guide SIW est présentée à la figure 3.26. Afin de modéliser plus fidèlement les trois méplats de la figure 3.25f, des structures polygonales furent utilisées pour les vias. Le champ électrique est également donné à la figure 3.26. On peut voir que le champ est efficacement confiné à l'intérieur du guide SIW et qu'il ne subit pas de distorsion notable lors de son passage dans le coude. Les dimensions de ce dernier sont dans le tableau 3.1 (l'unité est le micromètre).



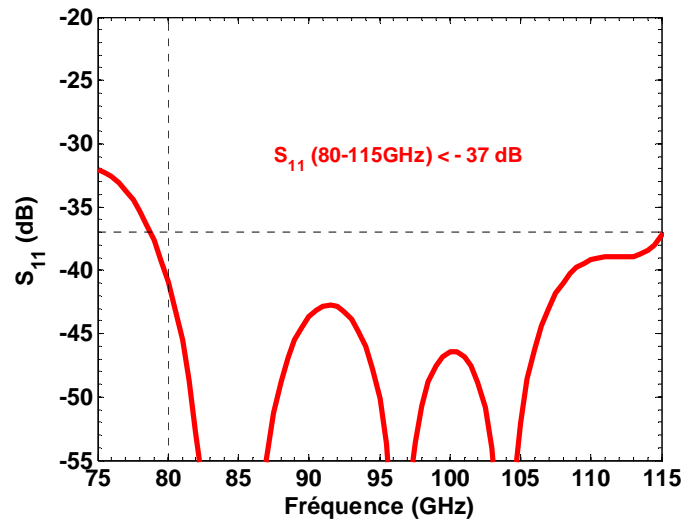
**Figure 3.26:** Structure et champ électrique pour le nouveau coude 90 ° SIW.

**Tableau 3.1:** Valeurs numériques des paramètres du coude 90 ° SIW ( $\mu\text{m}$ ).

$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$
279	199	229	279	309	279	279	279	235
$D_{10}$	$D_{11}$	$D_{12}$	$D_{13}$	$D_{14}$	$D_{15}$	$D_{16}$	$D_{17}$	$W$
279	226	279	260	279	322	414	1414	1755

La figure 3.27 présente le coefficient de réflexion simulé du coude SIW. L'adaptation est d'au moins -32 dB sur l'intervalle 75–115 GHz et il est possible d'obtenir -37 dB sur l'intervalle qui nous intéresse (80–115 GHz).

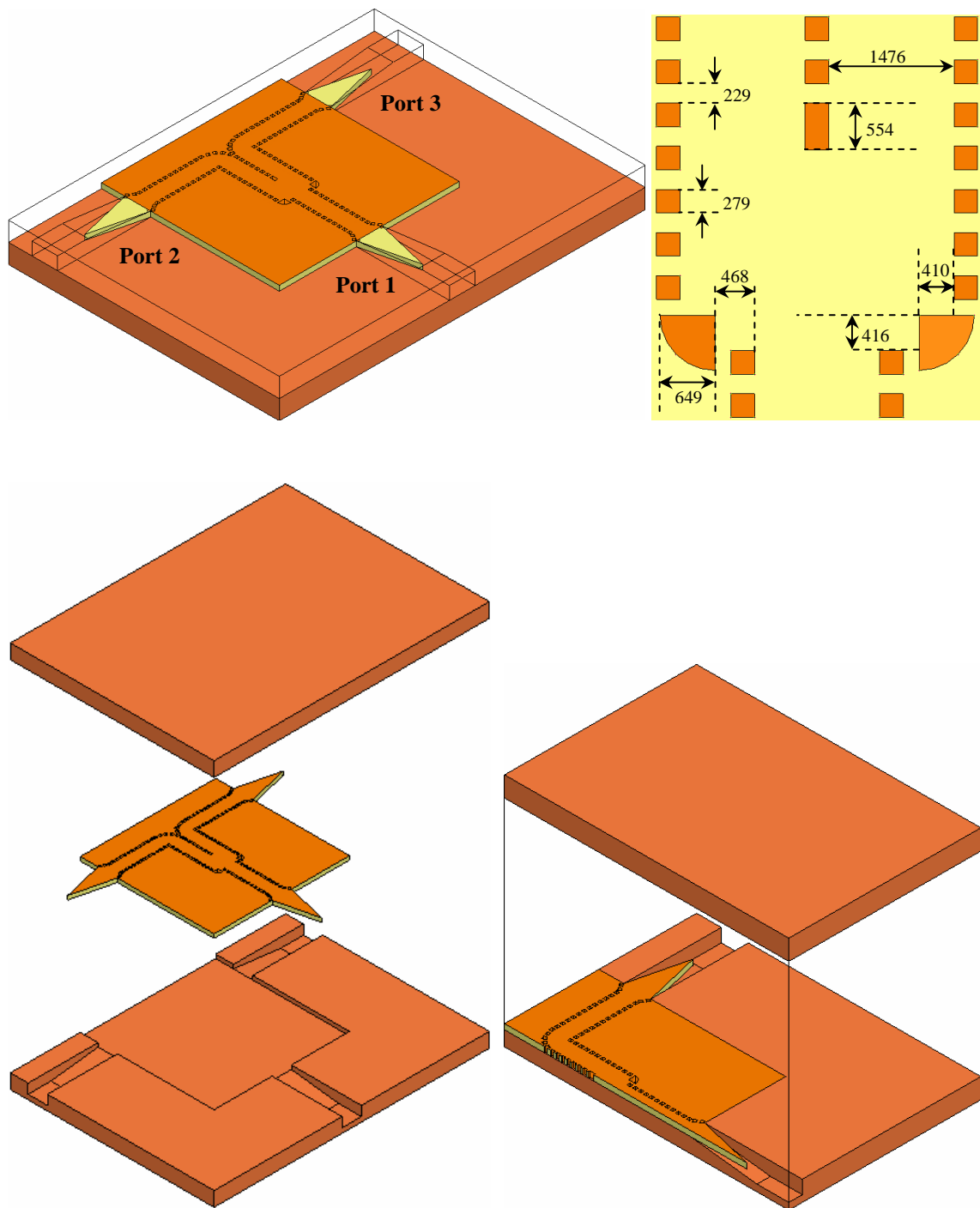




**Figure 3.27:** Adaptation simulée ( $f = 75\text{--}115$  GHz) du nouveau coude  $90^\circ$  SIW.

### 3.3.2. Simulations du nouveau diviseur de puissance SIW

En combinant deux coudes et une jonction en "Y", il a été possible de concevoir un nouveau diviseur de puissance SIW très performant et très compact. Ce dernier est présenté à la figure 3.28. Une transition de guide SIW à guide rectangulaire (WR-10) est ajoutée à chacun des ports pour pouvoir connecter le diviseur au VNA. L'aluminium est utilisé pour la conception de la base guide d'onde et du cuivre pour la métallisation du circuit SIW. Les dimensions des transitions SIW-RWG sont celles de la figure 2.57 du second chapitre. Les dimensions du cœur du diviseur de puissance sont également données à la figure 3.28. Les vias métallisés en forme de quart de cylindre de chaque côté du port d'entrée permettent de réduire les distorsions de champ, lors de la division ou la recombinaison des signaux, améliorant ainsi le coefficient de réflexion de ce dernier. La figure 3.29 montre les paramètres S simulés ainsi que le champ électrique du diviseur de puissance SIW proposé. Malgré la présence des transitions, le coefficient de réflexion au port d'entrée est inférieure à  $-18$  dB dans la bande 90.5–110 GHz.



**Figure 3.28:** Topologie du nouveau diviseur de puissance SIW avec transitions SIW-RWG et dimensions du cœur du diviseur (les dimensions sont en  $\mu m$ ).

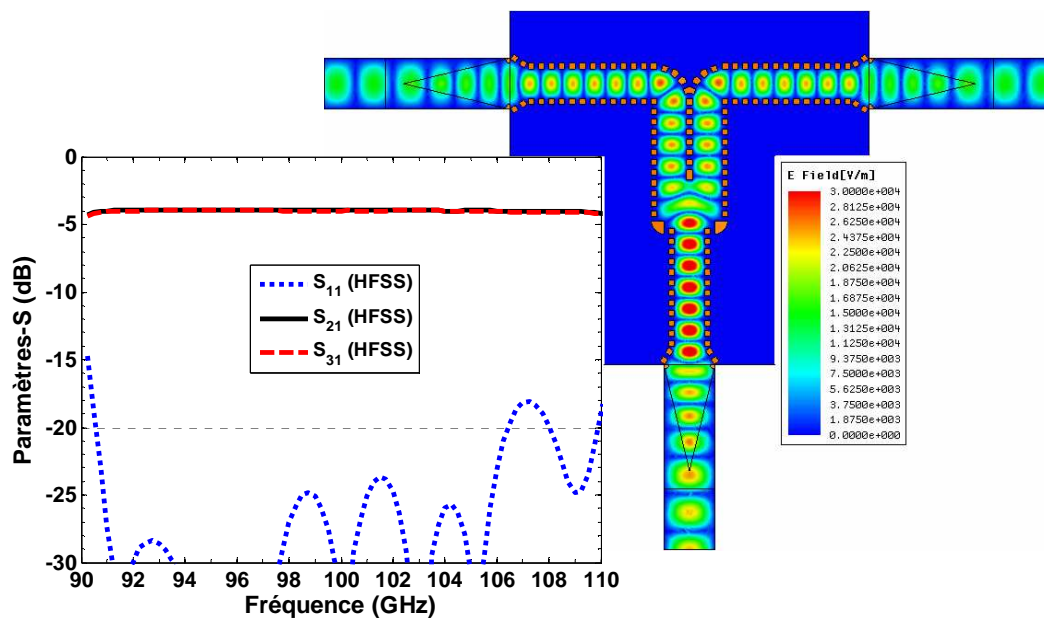


Figure 3.29: Paramètres S simulés et champ électrique du nouveau diviseur de puissance SIW.

Une comparaison des paramètres S simulés du diviseur de puissance en utilisant HFSS (fonctionnant dans le domaine fréquentiel) et CST (opérant dans le domaine temporel) est présentée à la figure 3.30.

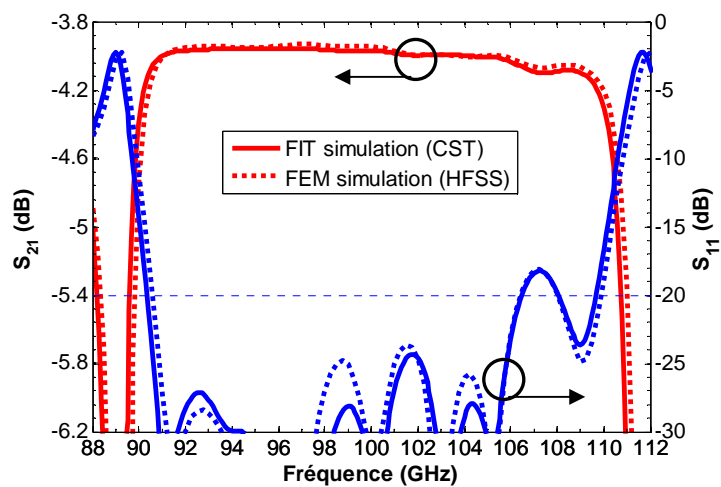
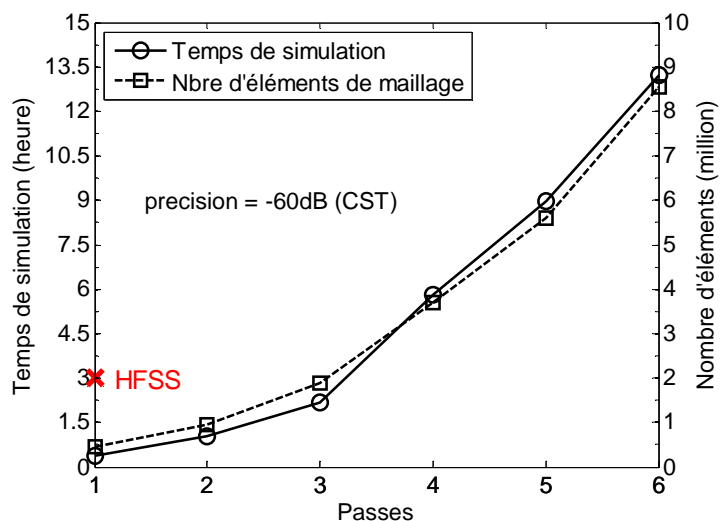


Figure 3.30: Comparaison des paramètres S simulés du diviseur de puissance SIW en utilisant les simulateurs HFSS et CST.

Une très bonne concordance est obtenue entre les deux simulateurs. Toutefois, si on regarde les temps de simulation et les nombres d'éléments constituant le maillage de la structure pour CST (figure 3.31), en fonction du nombre de passes, on peut voir que pour obtenir des résultats similaires à ceux obtenus avec HFSS pas moins de 13h15 de simulation et 8.5 millions d'éléments de maillage ont été nécessaires. Trois heures furent suffisantes pour simuler le diviseur avec HFSS. En conséquence, les autres composants SIW ont été exclusivement simulés en utilisant HFSS pour réduire les temps de simulation.

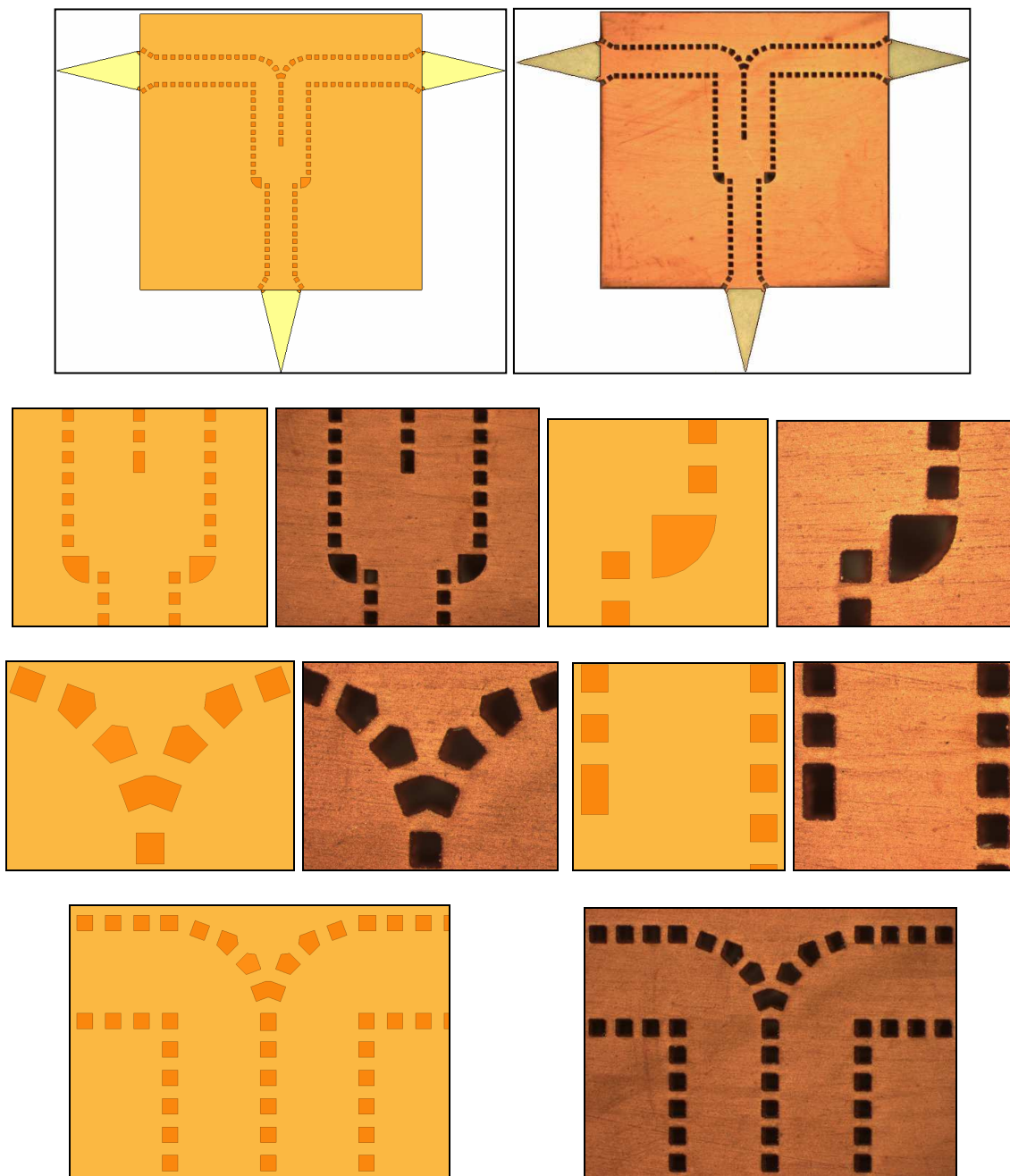


**Figure 3.31:** Temps de simulation et nombres d'éléments constituant le maillage de la structure pour CST pour les six premières passes.

### 3.3.3. Mesures du nouveau diviseur de puissance SIW

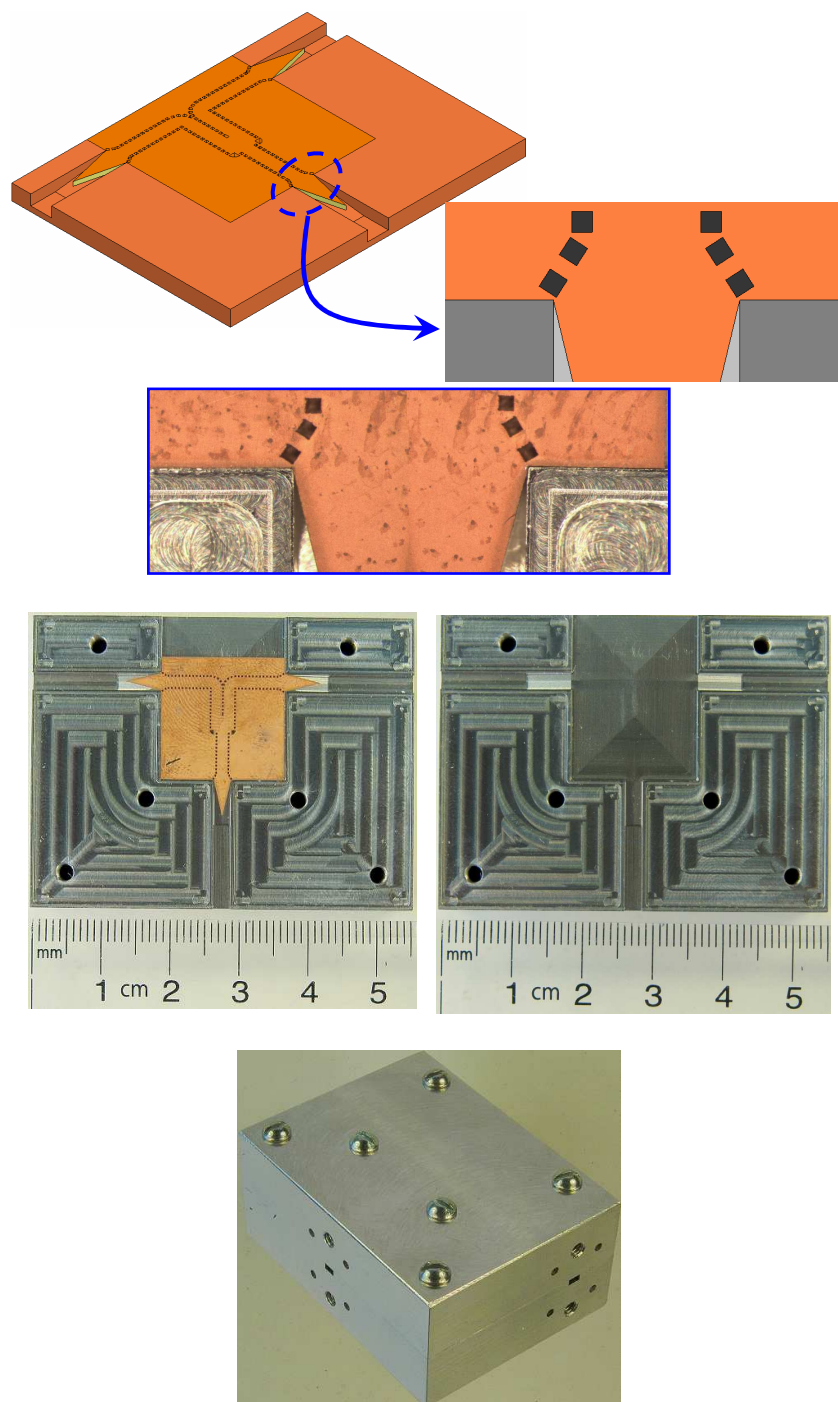
Le diviseur de puissance SIW a été fabriqué en utilisant le laser pour la perforation des vias (sur Duroid RT/6002 avec  $h = 508\mu m$ ) et la pulvérisation cathodique (cuivre) pour la métallisation de ces derniers. Le laser a également été utilisé pour le découpage des contours du circuit SIW. Permettant ainsi d'obtenir une plus grande précision quant

au respect des dimensions extérieures. Les photographies prises au microscope du diviseur sont comparées aux images issues du simulateur HFSS à la figure 3.32.



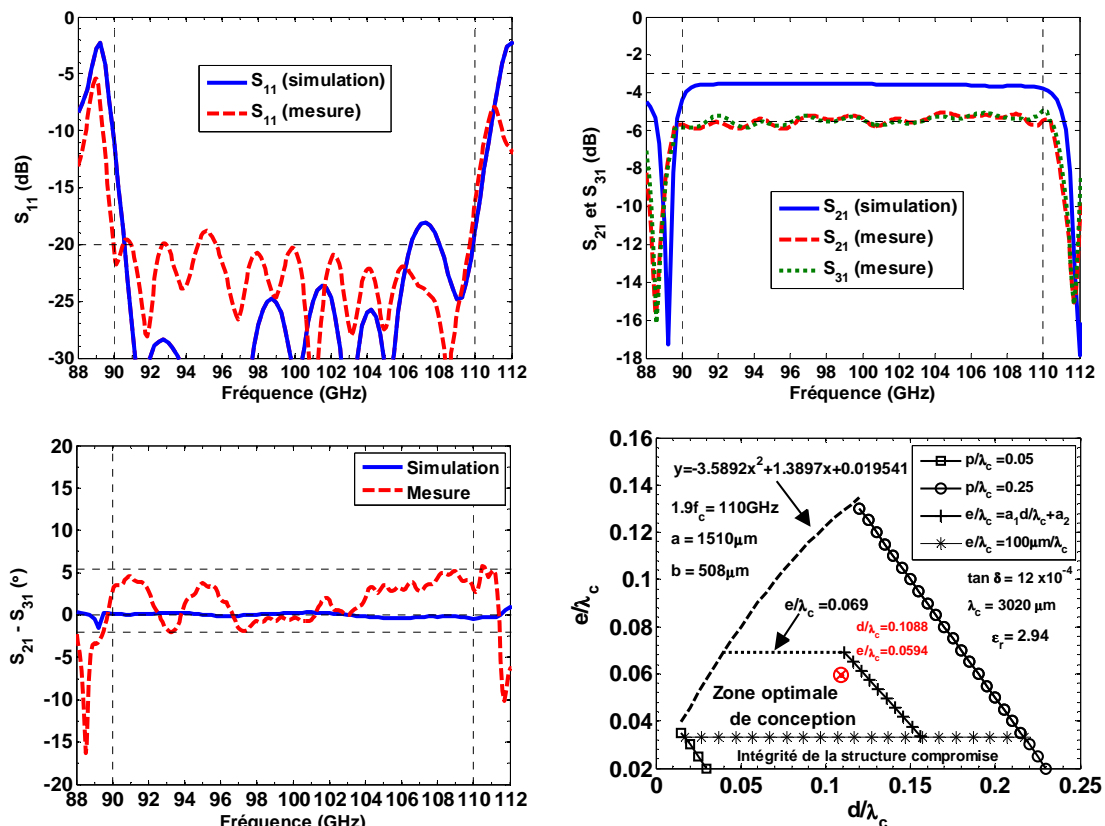
**Figure 3.32:** Photographies prises au microscope du diviseur de puissance et images issues du simulateur HFSS.

La figure 3.33 montre les photographies du circuit SIW lorsque ce dernier est inséré dans la base d'aluminium.



**Figure 3.33:** Base d'aluminium avec et sans le circuit SIW.

Les paramètres S du diviseur de puissance (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG) mesurés sont donnés à la figure 3.34. Le coefficient de réflexion au port d'entrée est inférieur à  $-17$  dB dans la bande 90–110 GHz. La différence de phase entre les deux sorties du diviseur de puissance ( $\angle S_{21} - \angle S_{31}$ ) est inférieure à  $7.5^\circ$  dans la bande 90–110 GHz. On remarque qu'on a en moyenne  $S_{21} \approx S_{31} \approx -5.5$  dB au lieu des  $-3.4$  dB simulés; cet écart est attribué aux pertes tangentielles du diélectrique qui sont plus élevées que prévu dans cette bande de fréquence. Le paramètre  $\tan \delta$  ( $=12 \times 10^{-4}$ ) est spécifié par le fabricant à 10 GHz mais il est plus important à 100 GHz (voir conclusion générale). La rugosité du substrat peut aussi augmenter les pertes.



**Figure 3.34:** Mesure des paramètres S du nouveau diviseur de puissance SIW (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG) et point de fonctionnement.

### 3.4. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, proposé une méthode pour la conception des diviseur de puissance SIW en "T" en utilisant la nouvelle équation empirique qui permet quant à elle, de calculer rapidement la largeur du guide SIW pour un diamètre et un espacement entre vias consécutifs donnés. A titre d'exemple pour l'obtention des courbes de la figure 3.18 (ou encore figure 3.19), environ cent mille valeurs de  $(W - a)/\lambda_c$  ont pu être calculées en seulement quelques secondes. Nous avons présenté la méthode en utilisant trois contraintes, à savoir obtenir un nombre entier de vias pour le mur perpendiculaire au port d'entrée ainsi que pour les deux courbures formant le coude 90° SIW, mais d'autres contraintes pourraient être ajoutées très facilement et l'algorithme (écrit sous MATLAB) donnerait la solution optimale tout aussi rapidement. Dans le but de rendre le diviseur de puissance SIW très compact tout en conservant une efficacité optimale, un nouveau coude SIW basé sur l'utilisation de vias polygonaux a été conçu, permettant ainsi de travailler dans la bande 75–115 GHz (soit toute la bande du guide) tout en maintenant un coefficient de réflexion très bas ( $S_{11} < -32dB$ ). Enfin, un diviseur de puissance SIW en "Y", compatible avec les procédés de fabrication du centre de recherche POLY-GRAMES, a été proposé pour un fonctionnement dans la bande 92–108 GHz (ce qui correspond à la bande de fréquence de l'oscillateur local de la bande 3 d'ALMA). Les résultats obtenus sont très bons malgré la présence des transitions SIW-RWG.



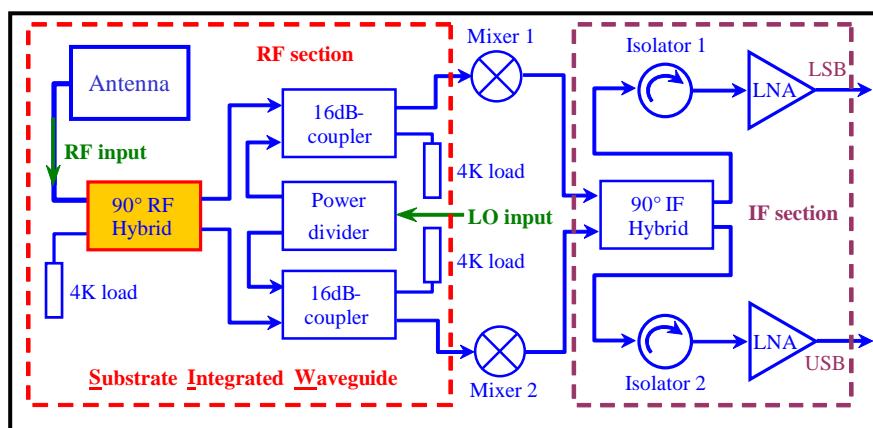
## CHAPITRE IV

### CONCEPTION DES COUPLEURS SIW 3 dB ET 23 dB

Ce chapitre est consacré à la conception de nouveaux coupleurs 3 dB et 23 dB SIW, ainsi qu'une charge adaptée pour guide SIW, opérants dans la bande 84–116 GHz.

#### 4.1. Coupleur 3 dB SIW dans la bande 3 (84–116 GHz)

Les composants passifs SIW suivants à concevoir furent les coupleurs 16 dB et 3 dB à large bande opérant dans la bande 84–116 GHz. Le coupleur 3 dB, qui est connecté à l'antenne (figure 4.1), permet de séparer le signal de réception en deux signaux de puissances égales mais déphasés de 90°, permettant ainsi le traitement simultané des bandes latérales inférieure (LSB) et supérieure (USB). On peut noter la présence d'une charge aux ports non utilisés des coupleurs 3 dB et 16 dB, cet élément fut également conçu pour s'adapter à la technologie SIW. Dans le but d'optimiser la conception de partie frontale RF, l'antenne devra être alimentée par une ligne SIW pour pouvoir l'interfacer avec le coupleur 3 dB. Pour la conception du coupleur hybride, deux solutions ont été envisagées, l'une utilise trois couches de substrat et l'autre une seule.



**Figure 4.1:** Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA.

### 4.1.1. Coupleurs 3 dB RWG multi-branches dans le plan E

La première idée fut d'utiliser un coupleur directionnel multi-branches en superposant trois circuits SIW. La figure 4.2 montre la topologie de ce type de coupleur (en guide d'onde rempli de diélectrique pour plus de lisibilité). Deux lignes de transmission parallèles (principales) sont couplées grâce à des sections de lignes quarts d'ondes (correspondent à des jonctions séries) espacées les unes par rapport aux autres d'un quart de longueur d'onde. La conception de tels coupleurs peut se faire en utilisant l'analyse dite des modes pairs et impairs [4.1]. Le principe est décrit à la figure 4.3.

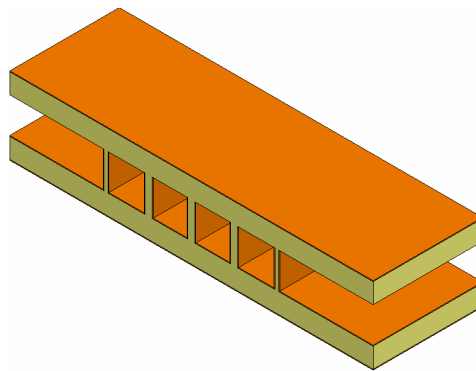


Figure 4.2: Topologie d'un coupleur multi-branches dans le plan E.

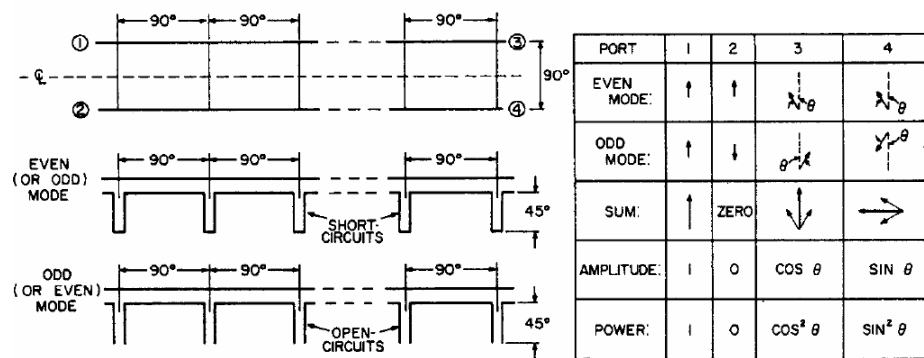


Figure 4.3: Principe de l'analyse dite des modes pair et impair [4.1].

Le coupleur multi-branches peut être analysé en termes de mode pair (deux signaux d'entrée en phase et d'amplitude  $1/2$ ) et de mode impair (deux signaux d'entrée en opposition de phase et d'amplitude  $1/2$ ) qui seraient alors superposés, s'ajoutant à un port et s'annulant à un autre. La résultante donnant ainsi un seul port d'entrée. Du point de vue des branches mises en séries (par rapport aux lignes de transmission principales), les deux entrées du mode pair produisent une tension minimale au centre de toute les branches (en tout point de la ligne de symétrie), ce qui est équivalent à un court circuit ( $Z = 0$ ); les deux moitiés peuvent donc être "séparées", chacune d'entre elles se composant d'une ligne de transmission et des stubs en court-circuit  $45^\circ$  espacées de  $90^\circ$ . De façon similaire, le mode impair donne des stubs en circuit ouvert  $45^\circ$  (on a alors  $Z = \infty$  et une tension maximale en tout point de la ligne de symétrie). Les stubs en circuit ouvert et en court-circuit produisent des déphasages identiques ( $\theta$ ) et en opposition de phase ( $\pm \theta$ ) à la fréquence centrale aux entrées des modes impair et pair, respectivement. Pour un coupleur adapté avec une directivité parfaite, les deux sorties ont une puissance en  $\cos^2 \theta$  et  $\sin^2 \theta$  lorsque la puissance d'entrée (somme des modes pair et impair) est unitaire.

Dans chacun des cas, le problème se réduit à celui d'un réseau à deux bras. Pour le mode pair le coefficient de réflexion,  $\Gamma_e/2$ , ainsi que le coefficient de transmission,  $T_e/2$ , sont calculés. De la même façon, le coefficient de réflexion,  $\Gamma_o/2$ , et celui de transmission,  $T_o/2$ , sont calculés. Par superposition, la somme des deux cas (modes pair et impair) donne un signal unique d'amplitude unitaire dans le bras "1". Les amplitudes des signaux issus des quatre bras sont de la forme:

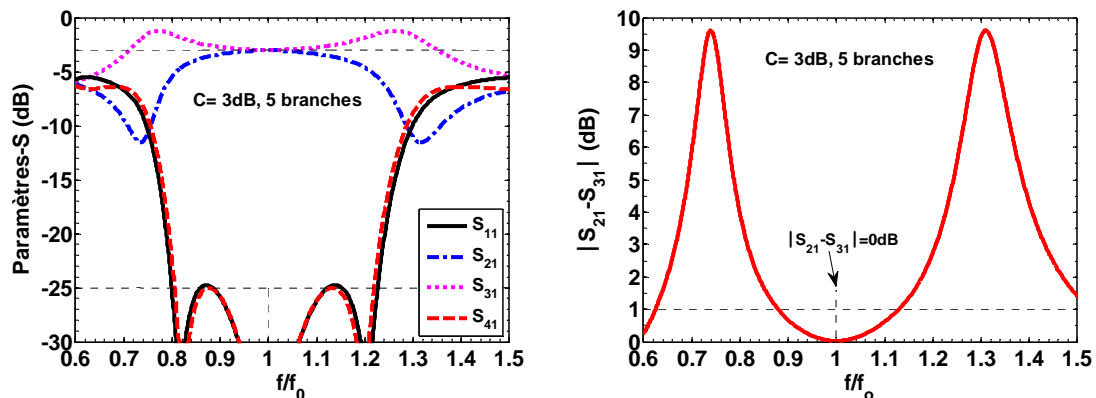
$$A_1 = (\Gamma_e + \Gamma_o)/2 \quad (4.1)$$

$$A_2 = (T_e + T_o)/2 \quad (4.2)$$

$$A_3 = (T_e - T_o)/2 \quad (4.3)$$

$$A_4 = (\Gamma_e - \Gamma_o)/2 \quad (4.4)$$

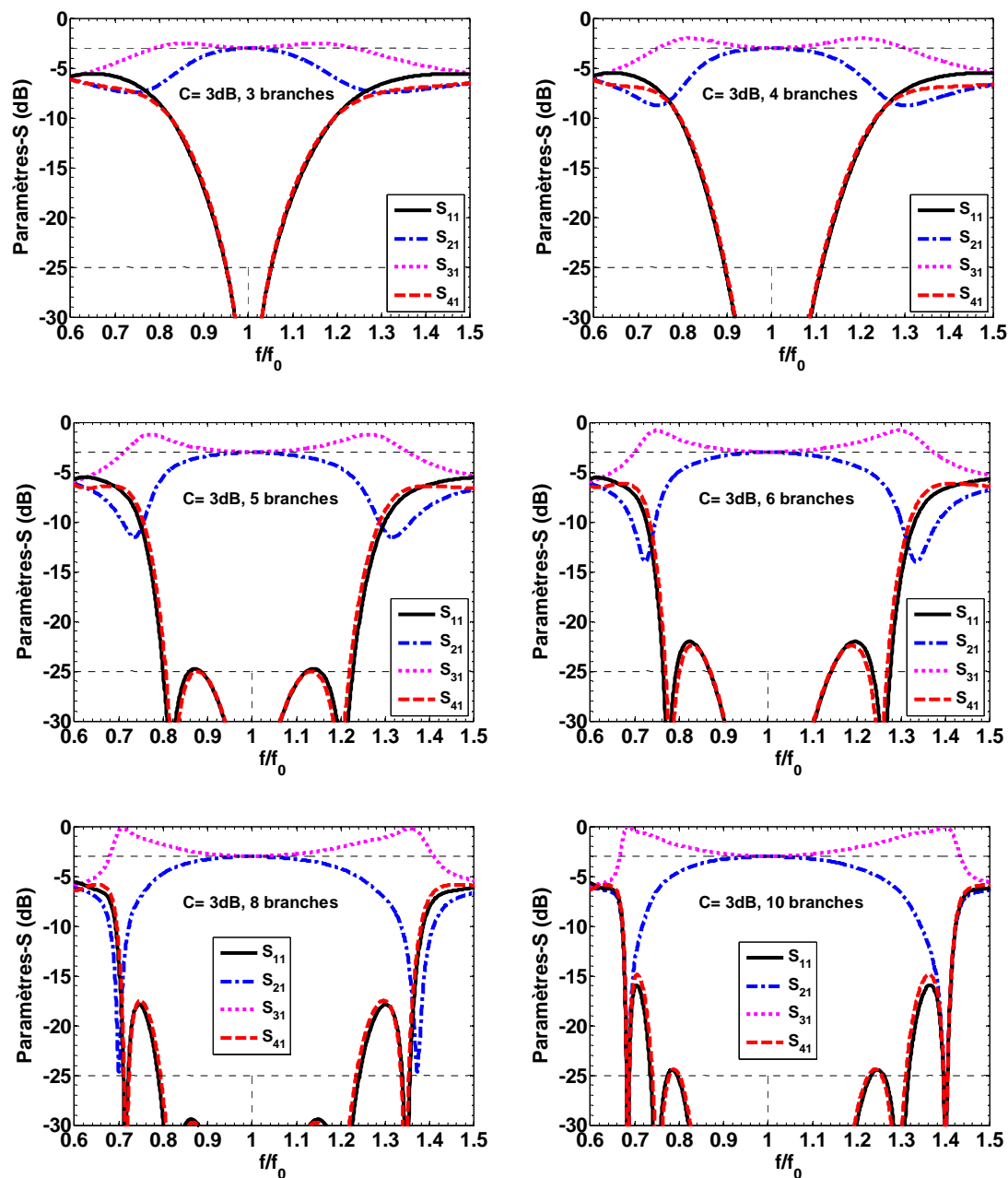
Ainsi, à partir de ces amplitudes, les paramètres tels que la puissance, la phase ou encore la largeur de bande peuvent être calculés à chaque port en fonction de la fréquence. La méthode des modes pair et impair (dont les détails sont donnés dans le chapitre 13 de [4.1]) fut implémentée dans le logiciel MATLAB. Les paramètres d'entrée du code sont simplement le facteur de couplage (en dB) et le nombre de sections. Les paramètres de sortie sont les paramètres S en module et en phase ainsi que la largeur de bande utilisable. La figure 4.4 présente les paramètres S calculés en utilisant la méthode des modes pair et impair pour un coefficient de couplage de 3 dB et 5 branches en fonction de  $f/f_0$  ( $f_0$  : fréquence centrale de la bande d'intérêt). La largeur de bande (ici 25 %) est définie pour l'inégalité  $|S_{21} - S_{31}| < 1 \text{ dB}$ . Le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) est inférieure à  $-24.8 \text{ dB}$  et l'isolation ( $S_{41}$ ) est supérieure à  $24.8 \text{ dB}$ .



**Figure 4.4:** Paramètres S pour un coupleur 3 dB à 5 branches calculés à partir de la méthode des modes pair et impair.

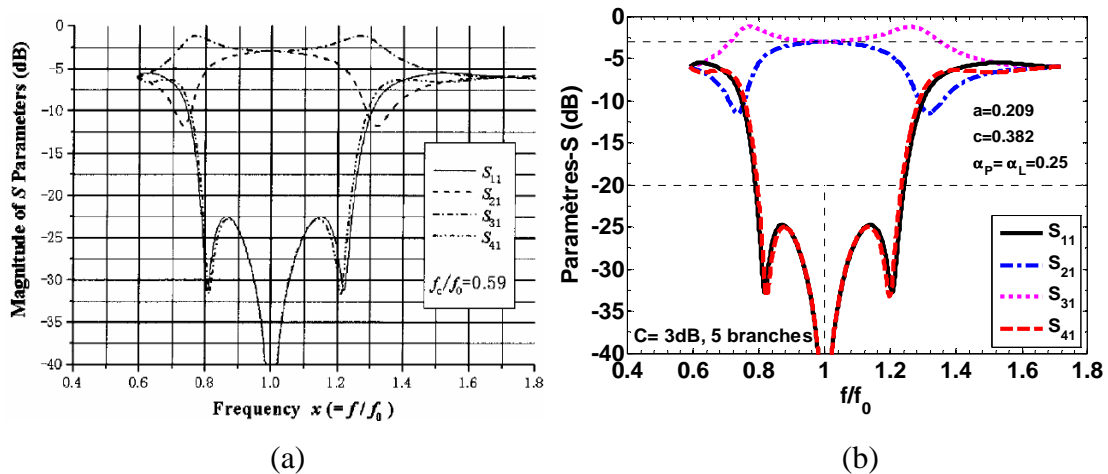
L'intérêt de ce type de coupleurs multi-branches est que la largeur de bande peut être augmentée en augmentant le nombre de sections de couplage. La figure 4.5 montre les paramètres S pour un facteur de couplage de 3 dB et pour 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches. Les largeurs de bande obtenues sont de 18.9, 21.5, 25, 25.5, 27 et de 28 %

respectivement. On peut voir que la largeur de bande augmente en fonction du nombre de sections de couplage.



**Figure 4.5:** Paramètres S pour des coupleurs à 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches ayant un facteur de couplage de 3 dB calculés à partir de la méthode des modes pair et impair.

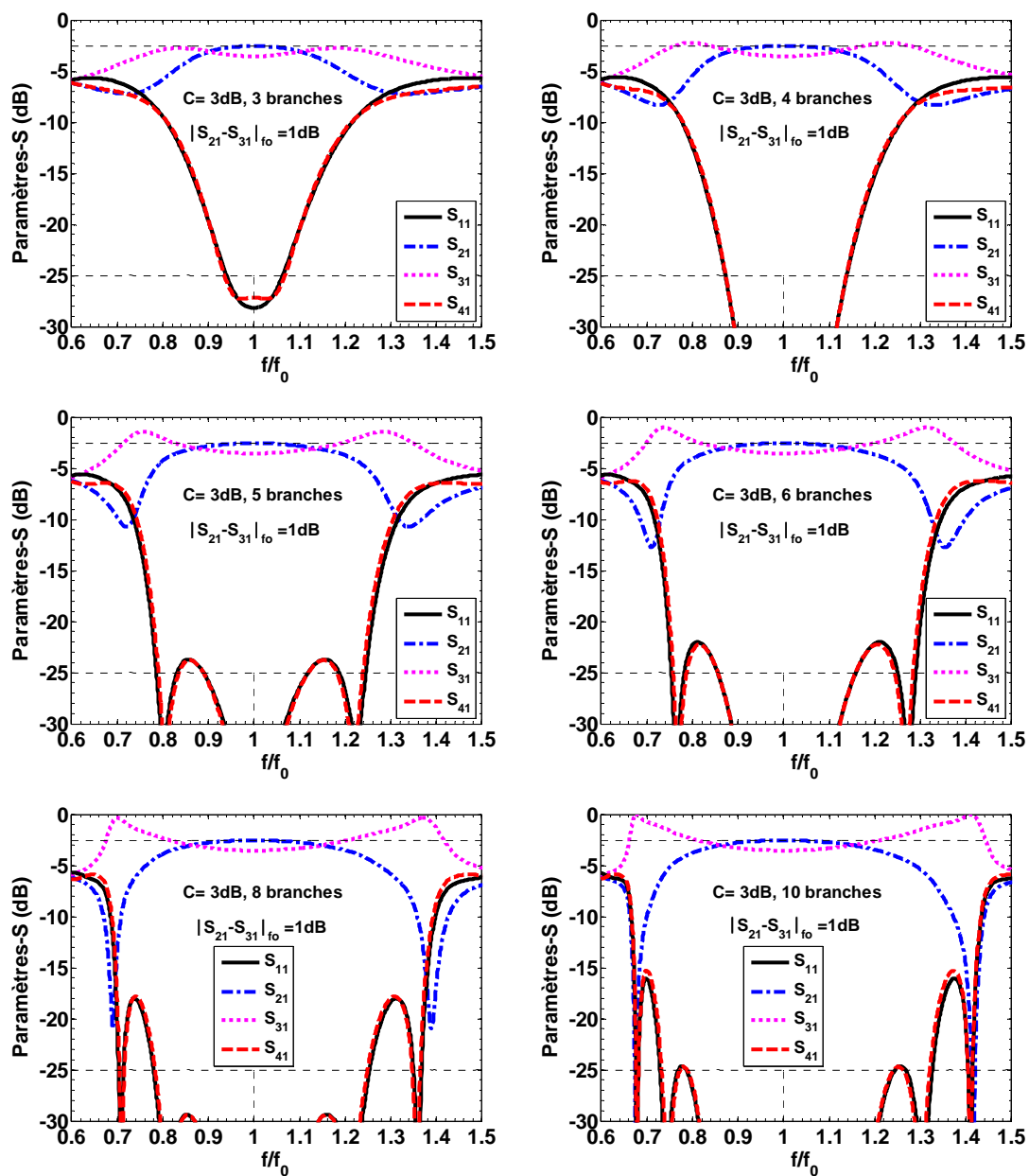
Une autre méthode plus récente (2003), et proposée par Andoh [4.2], fut considérée pour la conception des coupleurs multi-branches. Cette méthode utilise le calcul matriciel et elle est basée sur la théorie des circuits, c'est-à-dire l'étude des variations des tensions et des courants aux nœuds électriques (aux dix jonctions pour un coupleur à cinq branches) par la résolution numérique des équations d'ondes (les détails de la méthode sont explicités dans l'article). La figure 4.6 présente une comparaison des méthodes proposées dans [4.1] et [4.2] pour un coupleur 3 dB à 5 branches. On peut constater que la méthode matricielle n'apporte pas d'amélioration notable par rapport à la méthode des modes pair et impair (qui nécessite une variable de moins).



**Figure 4.6:** Paramètres S pour des coupleurs à 5 branches ayant un facteur de couplage de 3 dB calculés à partir de (a) la méthode de [4.2] ( $K_1 = K_2 = 1$ ,  $H_1 = 0.222$ ,  $H_2 = 0.379$ ,  $\theta = \pi/2$ ,  $H_3 = 0.358$ ) et (b) la méthode de [4.1] ( $a = 1$ ,  $c = 0.382$ ,  $\alpha_p = \alpha_L = 0.25$ ).

La méthode des modes pair et impair fut légèrement modifiée en ajoutant une variable,  $\alpha_c$ , qui permet de choisir la valeur du déséquilibre d'amplitude entre  $S_{21}$  et  $S_{31}$  à la fréquence centrale et donc d'augmenter les largeurs de bandes de façon significative. La figure 4.7 montre les paramètres S pour un facteur de couplage de 3 dB et pour 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches dans le cas où  $|S_{21} - S_{31}|_{f_0} = 1 \text{ dB}$ . Les largeurs de

bande obtenues sont maintenant de 28.3, 31.5, 36.2, 37.1, 38.7 et de 39.4 % respectivement.



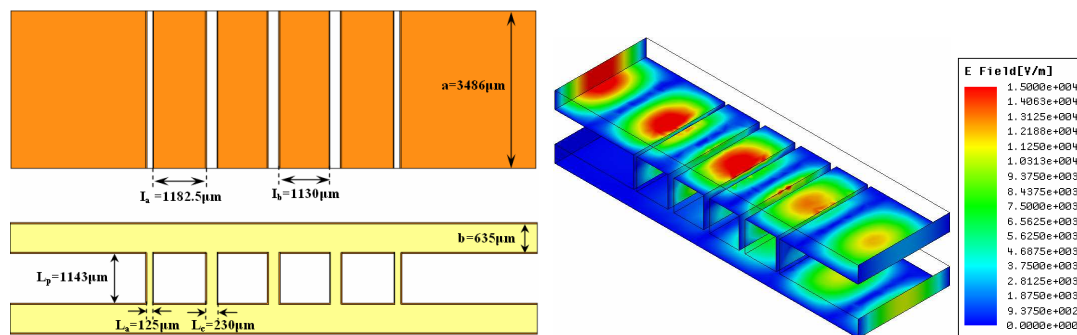
**Figure 4.7:** Paramètres S pour des coupleurs 3 dB à 3, 4, 5, 6, 8 et 10 branches calculés avec la méthode des modes pair et impair et pour  $|S_{21} - S_{31}|_{f_0} = 1\text{dB}$ .

#### 4.1.2. Coupleur 3 dB SIW multi-branches dans le plan E

Avant d'utiliser la technologie SIW, un coupleur 3 dB en guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique (substrat d'alumine) fut conçu en utilisant la méthode des modes pair et impair modifiée. Les paramètres de conception sont les suivants:  $\epsilon_r = 9.8$ ,  $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ,  $\lambda_c = 6972 \mu\text{m}$ ,  $a = 3486 \mu\text{m}$ ,  $b = 635 \mu\text{m}$ ,  $f_0 = 22.5 \text{ GHz}$ . Le tableau 4.1 présente les valeurs initiales et optimales des paramètres du coupleur. On peut voir que les valeurs théoriques sont très proches des valeurs optimales obtenues avec HFSS. La figure 4.8 présente les dimensions du coupleur 3 dB ainsi que le champ électrique se propageant à l'intérieur de la structure.

**Tableau 4.1:** Valeurs numériques des paramètres du coupleur 3 dB.

Substrat	Valeurs initiales calculées	Dimensions optimisées avec HFSS
Alumine $\epsilon_r = 9.8$ $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ $b = 635 \mu\text{m}$	$L_a = 168 \mu\text{m}$	$L_a = 125 \mu\text{m}$
	$L_c = 276 \mu\text{m}$	$L_c = 230 \mu\text{m}$
	$L_p = 1064 \mu\text{m}$	$L_p = 1143 \mu\text{m}$
	$L_L = 1344 \mu\text{m}$	$L_L = 1360 \mu\text{m}$



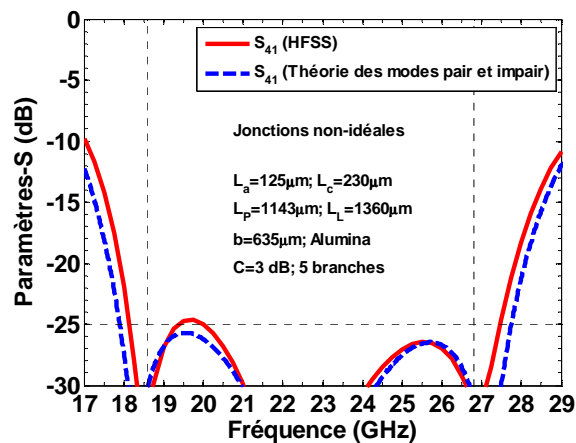
**Figure 4.8:** Dimensions et champ électrique du coupleur 3 dB multi-branches dans le plan E.

La figure 4.9 montre la comparaison des paramètres S calculés et simulés du coupleur 3 dB. Les paramètres S ont été calculés en considérant des jonctions idéales en





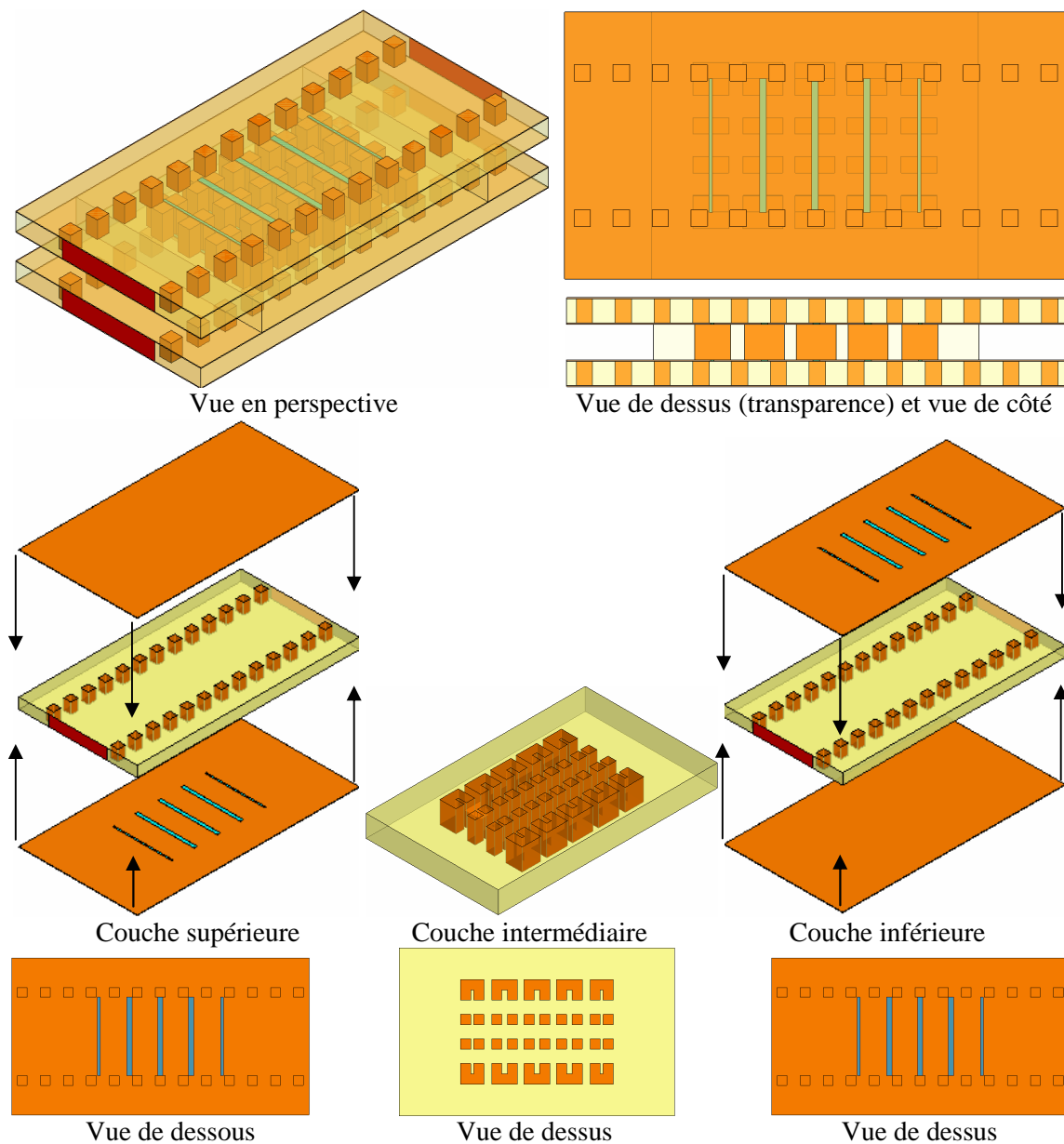
La figure 4.11 montre une comparaison du paramètre d'isolation simulé avec HFSS et celui calculé avec la méthode des modes pair et impair en incluant les effets des susceptances des jonctions en "T". Il y a une très bonne concordance entre les résultats théoriques et les simulations HFSS dans la bande d'intérêt (18.6–26.8 GHz). La bande d'intérêt étant définie lorsque l'inégalité  $|S_{21} - S_{31}| < 1 \text{ dB}$  est vérifiée.



**Figure 4.11:** Paramètres d'isolation simulés et calculés avec des jonctions non-idéales.

La dernière étape de conception fut de remplacer la technologie du guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique par la technologie SIW. La topologie du coupleur SIW est présentée à la figure 4.12. Etant donné que le couplage se fait dans le plan E et non dans le plan H, trois couches distinctes de substrat sont nécessaires à la formation du coupleur SIW multi-branches. On remarquera que des fentes de couplage sont pratiquées sur la face inférieure du substrat du haut et sur la face supérieure du substrat du bas. Elles peuvent être obtenues en utilisant le procédé de gravure. Les largeurs des fentes sont  $L_a = 80 \mu\text{m}$  et  $L_c = 182 \mu\text{m}$  (la longueur est  $L_{fentes} = 3486 \mu\text{m}$ ). La première fente est à  $3781 \mu\text{m}$  du bord du guide SIW. Les distances entre les fentes sont  $I_a = 1229 \mu\text{m}$  et  $I_b = 1178 \mu\text{m}$ . Les paramètres du guide SIW sont  $L_{SIW} = 13082 \mu\text{m}$ ,  $d = 508 \mu\text{m}$ ,  $e = 508 \mu\text{m}$ ,  $W = 3796 \mu\text{m}$ ,  $d_{cube} = 428 \mu\text{m}$  et  $e_{cube} = 588 \mu\text{m}$ . Les dimensions du substrat

intermédiaire sont  $8520\mu\text{m} \times 6971\mu\text{m} \times 925\mu\text{m}$ . Le champ électrique à travers la structure ainsi que les paramètres S calculés et simulés sont donnés à la figure 4.13.



**Figure 4.12:** Structure du coupleur 3 dB SIW multi-branches dans le plan E.

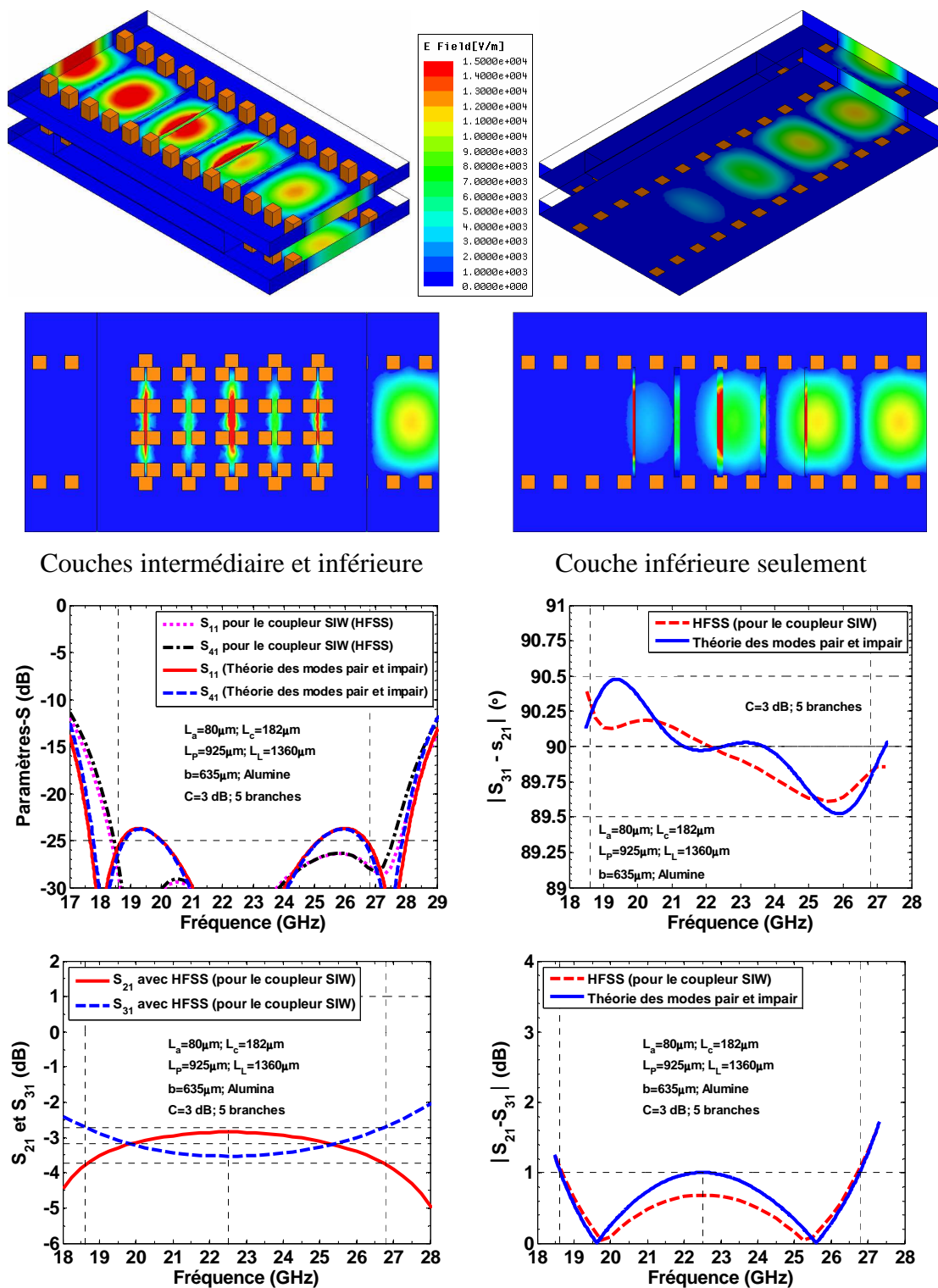
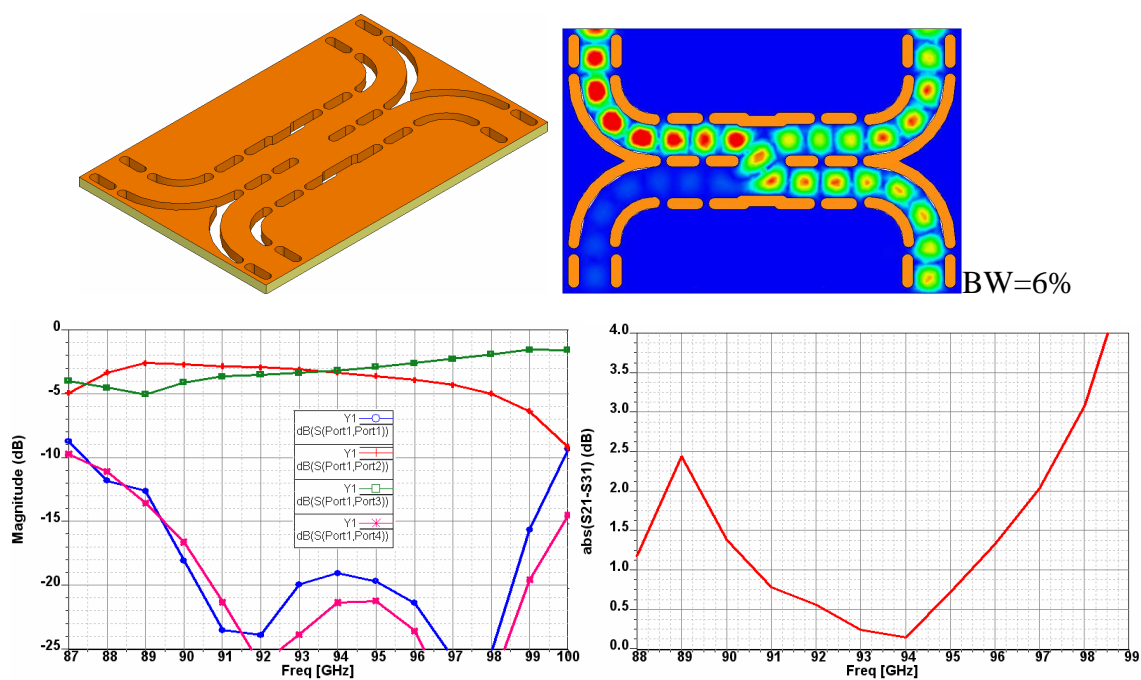


Figure 4.13: Paramètres S simulés et calculés du coupleur 3 dB SIW.

Sur une largeur de bande de 35.2 % le coefficient de réflexion est inférieure à  $-26.3$  dB, la différence de phase entre les ports 2 et 3 est de  $90^\circ \pm 0.4^\circ$ , l'isolation est supérieure à 26.3 dB et le facteur de couplage est de  $-3.2$  dB  $\pm 0.5$  dB. Ce dernier est de  $-3.2$  dB  $\pm 0.33$  dB sur une largeur de bande de 33 %. Malgré ces résultats très prometteurs, ce coupleur multi-branches et multicouches ne fut pas utilisé dans la bande 85–115 GHz pour des raisons d'ordres pratiques. En effet, dans cette bande de fréquence les alignements entre les trois différentes couches auraient été trop délicats.

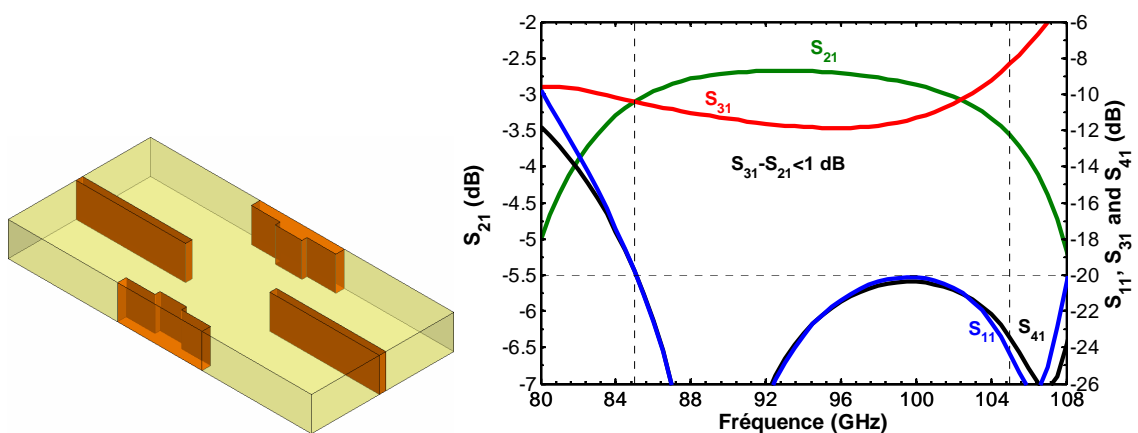
#### 4.1.3. Revue de coupleurs à large bande dans le plan H

Plusieurs coupleurs conçus dans le plan H et en utilisant une seule couche de substrat sont disponibles dans la littérature. Le premier est un coupleur 3 dB SIW opérant dans la bande W [4.4]. La figure 4.14 montre la topologie ainsi que les paramètres S du coupleur.



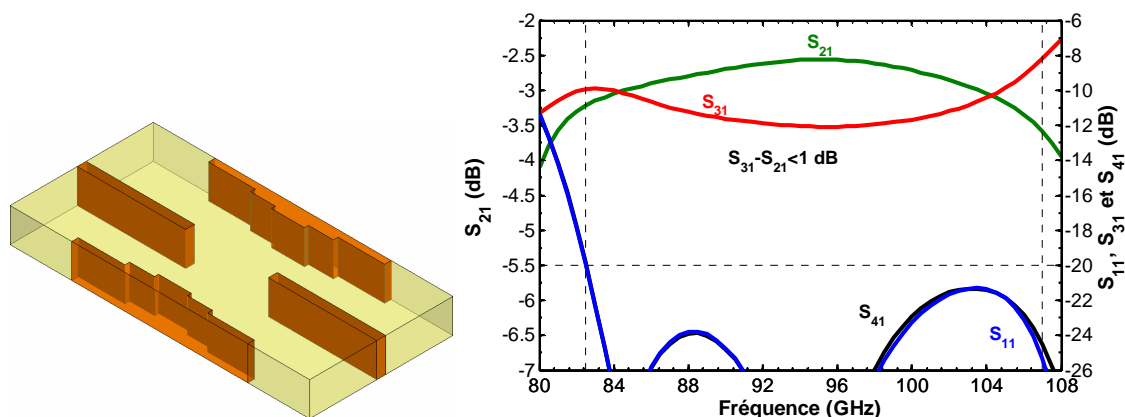
**Figure 4.14:** Topologie et paramètres S simulés du coupleur 3 dB SIW [4.4].

La diminution de la largeur de la fente de couplage permet de réduire les effets des modes d'ordres supérieures et donc d'améliorer le coefficient de réflexion et l'isolation. Cette configuration, même si elle est compatible avec les procédés de fabrication standards disponibles au centre de recherche Poly-Grames, ne permet de travailler que sur une largeur de bande d'environ 6 % à 8 % (en conservant une différence d'amplitude entre les deux sorties inférieure à 1 dB). Ce qui la rend compatible avec des applications telles que les radars anticollisions mais trop restrictives pour les applications dans le domaine de la radioastronomie. Isao Ohta a proposé [4.5] deux autres configurations sur le même principe en réduisant plus progressivement la largeur de la fente de couplage. On peut voir à la figure 4.15 que sa première structure permet d'avoir un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB, une différence d'amplitude  $|S_{21} - S_{31}| < 1 \text{ dB}$  et une isolation supérieure à 20 dB sur près de 21 % de largeur de bande (la borne inférieure de la largeur de bande est choisie pour toujours avoir  $S_{11} < -20 \text{ dB}$  et la borne supérieure est déterminée dès que  $|S_{21} - S_{31}| > 1 \text{ dB}$ ). Ce qui est une nette amélioration par rapport au précédent coupleur SIW sans compromis important du point de vue de la fabrication. En effet, le perçage au laser permettrait d'obtenir encore de bons résultats.



**Figure 4.15:** Topologie et paramètres S simulés du coupleur 3 dB de [4.5].

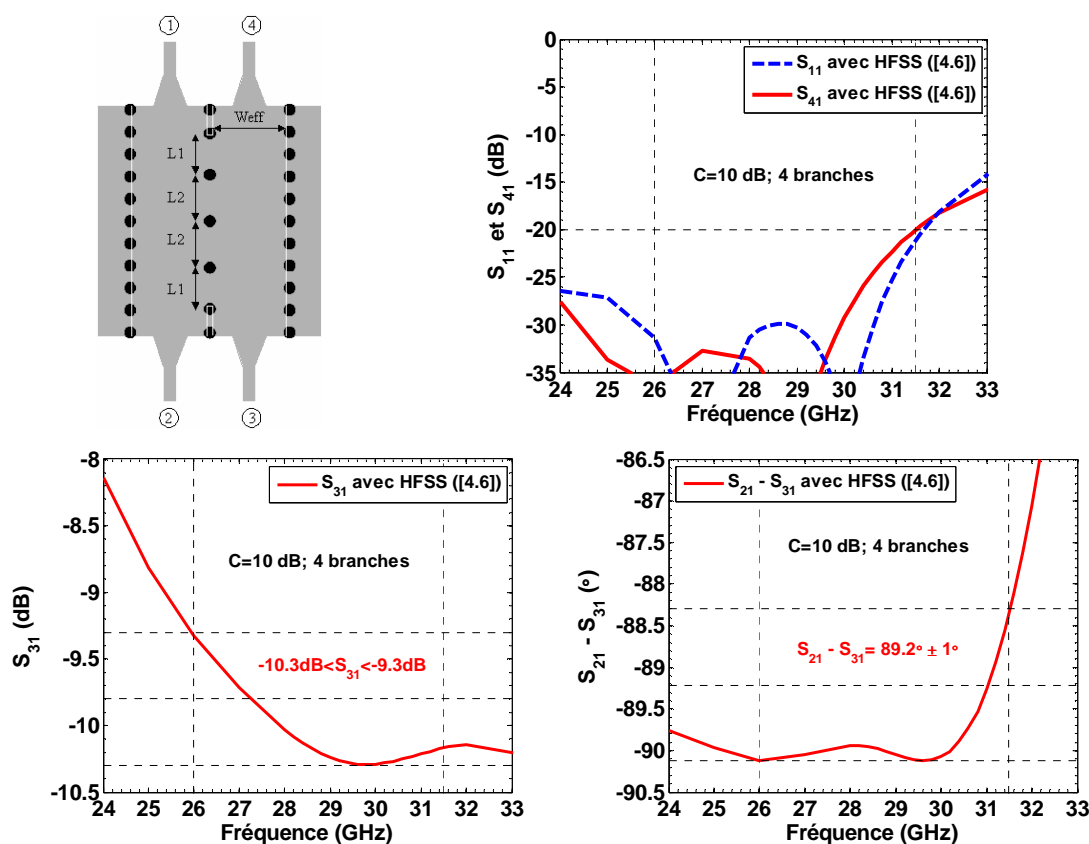
La seconde configuration (figure 4.16) proposée dans [4.5] est basée sur l'utilisation de trois marches au lieu de deux de chaque côté de la fente de couplage. Ainsi, une largeur de bande d'environ 25.3 % peut être obtenue. On peut imaginer que l'addition d'une quatrième voire d'une cinquième marche permettrait d'atteindre 30 % de largeur de bande. Cependant, la fabrication, même au laser, pourrait devenir difficile au-delà de 100 GHz avec des substrats de permittivités moyennes ou élevées. De plus, ce genre de coupleur ne permet d'obtenir de très bonnes performances, on peut voir que l'ajout d'une marche a étendu la largeur de bande mais le coefficient de réflexion et l'isolation atteignent de niveaux de l'ordre de -20 dB (des niveaux inférieures à -25 dB sur toute la bande seraient souhaitables).



**Figure 4.16:** Topologie et paramètres S simulés du 2<sup>ème</sup> coupleur 3 dB [4.5].

Un coupleur 10 dB SIW à quatre branches et dans le plan H fut proposé par Y. Cassivi [4.6]. La structure du coupleur ainsi que les paramètres S simulés sont donnés à la figure 4.17. Le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB, le facteur de couplage est  $-9.8 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$  et l'isolation est supérieure à 20 dB sur une largeur de bande de 19 % (26–31.5 GHz). Si les résultats obtenus sont encourageants, ce coupleur souffre de plusieurs points faibles. Le premier est l'utilisation de vias cylindriques qui ne permettent pas de modéliser d'une façon optimale les jonctions de couplage. L'utilisation de vias polygonaux ou/et parallélépipédiques permettrait d'améliorer l'isolation et

l'adaptation. De plus, aucune charge adaptée en technologie SIW n'a été conçue pour d'éventuels ports non utilisés. En effet, les mesures du coupleur ont été effectuées en utilisant une transition de guide SIW à ligne microruban et une charge externe SMA (SubMiniature version A), ce qui rend le coupleur peu utilisable dans une version intégrée. Enfin, cette configuration ne permet pas d'obtenir des largeurs de bande supérieures à environ 27 %, et ce, même pour un nombre de fentes de couplage trois fois plus important. Le facteur limitatif est l'influence prépondérante des modes d'ordres supérieurs aux plus hautes fréquences de la bande.



**Figure 4.17:** Topologie et paramètres S simulés du coupleur 10 dB de [4.6].

Le coupleur 3 dB le plus intéressant pour notre application fut proposé par H. Schmiedel [4.7]. La figure 4.18 montre la topologie du coupleur conçu guide d'onde



rectangulaire (WR-62), dans la bande 12.4–18 GHz, ainsi que les paramètres S simulés. Deux coupleurs de 8.34 dB furent placés en tandem pour obtenir un coupleur de 3 dB.

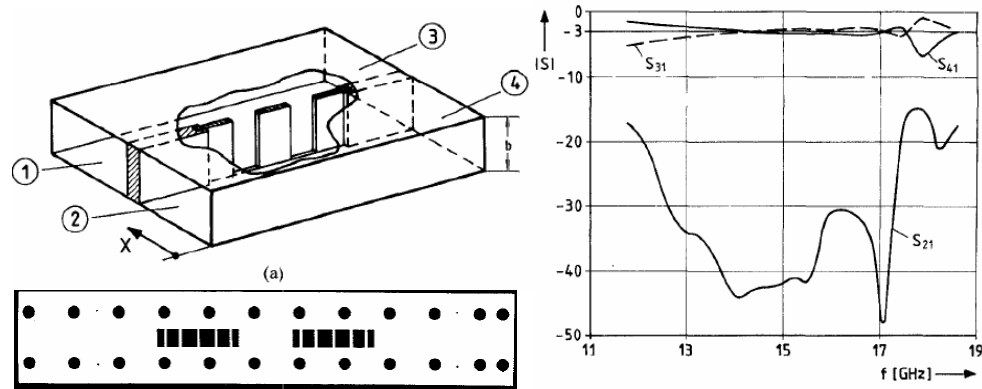


Fig. 6. Twelve-slot -3-dB coupler (tandem operation of two -8.34-dB sections). Magnitude of the scattering coefficients  $S_{21}$  (isolation),  $S_{41}$  (coupling), and  $S_{31}$  (transmission) as a function of the frequency  $f$ . R140-band waveguide:  $a = 15.799$  mm,  $b = 7.899$  mm.

Figure 4.18: Topologie et paramètres S simulés du coupleur 3 dB de [4.7].

L'utilisation de deux coupleurs de 8.34 dB pour un facteur de couplage global de 3 dB peut se démontrer en considérant tout d'abord un seul coupleur à une ouverture (figure 4.19). On considère une isolation ( $S_{21}$ ) parfaite pour simplifier les calculs.

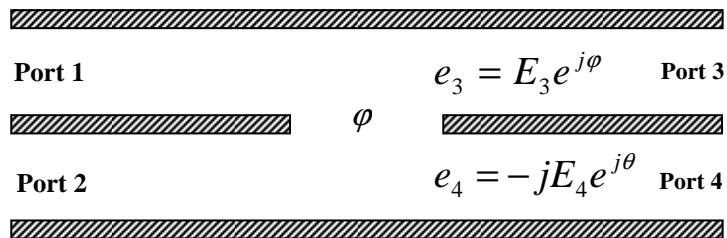


Figure 4.19: Configuration d'un coupleur à une ouverture de couplage.

Si on a une onde d'amplitude unitaire au port 1 et un système sans pertes alors les ondes aux ports 3 et 4 seront de la forme  $E_3 e^{j\varphi}$  et  $-jE_4 e^{j\theta}$  (signaux en quadrature de phase).

On a  $E_3 \cos \varphi + E_4 \sin \theta + j(E_3 \sin \varphi - E_4 \cos \theta) = 1$

$$\text{D'où } E_3 \cos \varphi + E_4 \sin \theta = 1 \quad (4.5)$$

$$\text{Et } E_3 \sin \varphi - E_4 \cos \theta = 0 \quad (4.6)$$

On élève au carré les équations (4.5) et (4.6), ce qui donne respectivement:

$$E_3^2 \cos^2 \varphi + E_4^2 \sin^2 \theta + 2E_3E_4 \cos \varphi \sin \theta = 1 \quad (4.7)$$

$$\text{Et } E_3^2 \sin^2 \varphi + E_4^2 \cos^2 \theta - 2E_3E_4 \sin \varphi \cos \theta = 0 \quad (4.8)$$

La somme de (4.7) et (4.8) donne:  $E_3^2 + E_4^2 + 2E_3E_4(\cos \varphi \sin \theta - \sin \varphi \cos \theta) = 1$

$$\Leftrightarrow 2E_3E_4 \sin(\theta - \varphi) = 0 \Leftrightarrow \theta = \varphi \quad (\text{car } E_3^2 + E_4^2 = 1) \quad (4.9)$$

dans (4.5):  $E_3 \cos \varphi + E_4 \cos \varphi = 1$

$$\Leftrightarrow E_3 + E_4 = 1/\cos \varphi \quad (4.10)$$

(4.10) dans (4.6):  $E_3 \sin \varphi - E_4 \cos \varphi = 0$

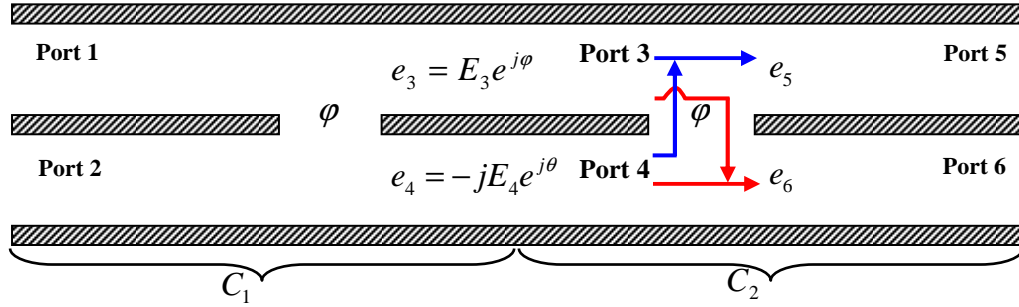
$$\Leftrightarrow \frac{E_3}{E_4} = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \tan \varphi \quad (4.11)$$

Pour un coupleur 3 dB, on a une division égale de la puissance, d'où  $E_4 = E_3$  (4.12)

(4.12) dans (4.11) donne  $\tan \varphi = 1 \Leftrightarrow \varphi = \pi/4$  (4.13)

(4.12) et (4.13) dans (4.10) donne  $E_3 = E_4 = \sqrt{2}/2$  (4.14)

Considérons maintenant deux coupleurs à une ouverture,  $C_1$  et  $C_2$ , placés en série (comme illustré à la figure 4.20).



**Figure 4.20:** Configuration d'un coupleur à deux ouvertures.

On a alors:

$$\text{Trajets bleu: } e_5 = e_3 \times E_5 e^{j\varphi} + e_4 \times (-jE_6 e^{j\theta}) \quad (4.15)$$

$$\text{Trajets rouge: } e_6 = e_3 \times (-jE_6 e^{j\theta}) + e_4 \times E_5 e^{j\varphi} \quad (4.16)$$

En considérant les égalités suivantes:

$$E_3 = E_5 \quad (4.17)$$

$$\text{Et } E_4 = E_6 \quad (4.18)$$

Les relations (4.15) et (4.16) deviennent alors:

$$e_5 = E_5^2 e^{j2\varphi} - E_6^2 e^{j2\theta} \quad (4.19)$$

$$\text{Et } e_6 = -2jE_5 E_6 e^{j(\varphi+\theta)} \quad (4.20)$$

On a vu précédemment que pour un couplage total de 3 dB, le déphasage devait être de  $\frac{\pi}{4}$  et le module égale à  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ . On a alors:

$$e_5 = E_5^2 e^{j2\varphi} - E_6^2 e^{j2\theta} = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \times e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (4.21)$$

$$\text{Et } e_6 = -2jE_5 E_6 e^{j(\varphi+\theta)} = -j\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \times e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (4.22)$$

A partir de (4.22) on en déduit les relations suivantes:

$$E_6 = \frac{\sqrt{2}}{4E_5} \quad (4.23)$$

$$\text{Et } \theta = \frac{\pi}{4} - \varphi \quad (4.24)$$

$$(4.23) \text{ et } (4.24) \text{ dans } (4.21) \text{ donne: } E_5^2 e^{j4\varphi} - \frac{1}{8E_5^2} e^{j\frac{\pi}{2}} - \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j2\varphi} = 0 \quad (4.25)$$

$$\text{La loi de la conservation de l'énergie permet d'écrire: } E_5^2 + E_6^2 = 1 \quad (4.26)$$

$$(4.23) \text{ dans } (4.26): E_5^4 - E_5^2 + \frac{1}{8} = 0. \text{ La résolution de cette équation donne:}$$

$$E_5 = \sqrt{\frac{1+\sqrt{2}}{2\sqrt{2}}} \text{ (Valeur positive la plus grande)} \quad (4.27)$$

$$\text{D'où } E_6 = \sqrt{1-E_5^2} \Leftrightarrow E_6 = \sqrt{\frac{\sqrt{2}-1}{2\sqrt{2}}} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} \text{On pose } X = e^{j2\varphi} \text{ dans } (4.25): E_5^2 X^2 - \frac{1}{8E_5^2} e^{j\frac{\pi}{2}} - \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{4}} X &= 0 \\ \Leftrightarrow X_1 = \frac{2+\sqrt{2}}{4E_5^2} e^{j\frac{\pi}{4}} = e^{j\frac{\pi}{4}} = e^{j2\varphi} &\Leftrightarrow \varphi = \frac{\pi}{8} \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$(4.29) \text{ dans } (4.24): \theta = \frac{\pi}{4} - \varphi \Leftrightarrow \theta = \frac{\pi}{8} \quad (4.30)$$

Le couplage  $C = C_1 = C_2$  peut être exprimé de la façon suivante:

$$C = -20 \log_{10} |E_6| = 10 \log_{10} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{2}-1} \right) \Leftrightarrow C_1 = C_2 = 8.34 \text{ dB} \quad (4.31)$$

#### 4.1.4. Conception d'un coupleur 3 dB SIW dans le plan H

La conception de ce coupleur s'est faite avec la collaboration du Docteur Jens Bornemann, professeur à l'université de Victoria, Colombie-Britannique. La méthode employée pour la conception des deux coupleurs 8.34 dB est celle dite du "Mode-Matching". Le point d'opération ainsi que la bande d'intérêt sont indiqués à la figure 4.21. Les paramètres du guide SIW sont les suivants:  $a = 1400\mu\text{m}$ ,  $b = 508\mu\text{m}$ ,  $W = 1755\mu\text{m}$ ,  $d_{\text{cube}} = 279\mu\text{m}$ ,  $e_{\text{cube}} = p - d_{\text{cube}} = 229\mu\text{m}$ ,  $\lambda_c = 3020\mu\text{m}$ ,  $p/\lambda_c = 0.1682$ ,  $d/\lambda_c = 0.1088$  et  $e/\lambda_c = 0.0594$ .

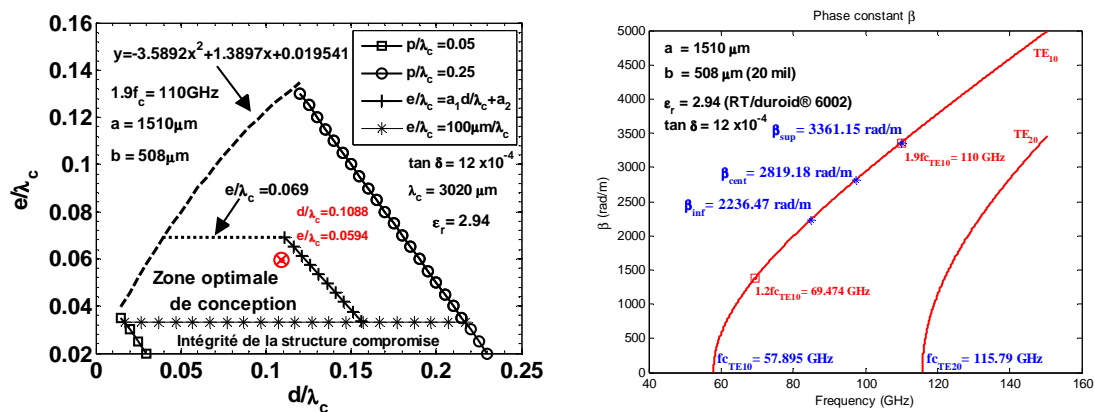
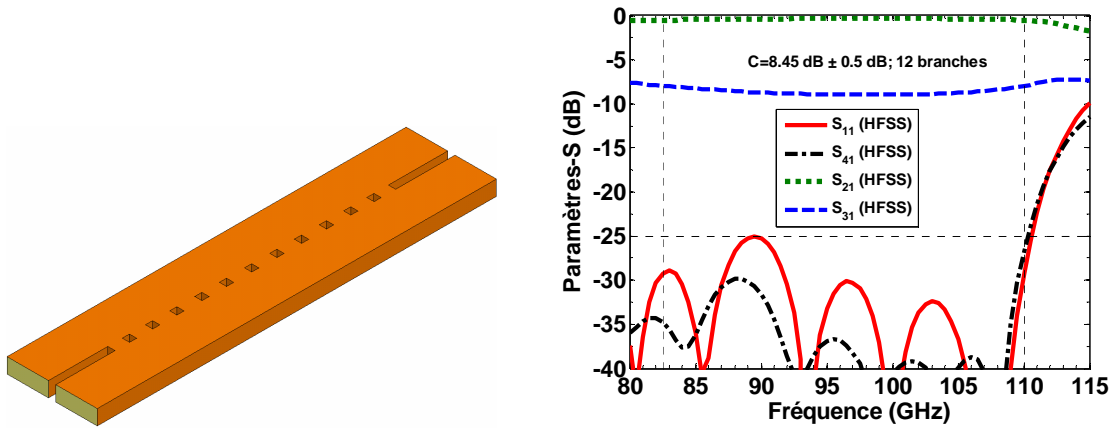


Figure 4.21: Point d'opération et la bande de fréquence considérée.

Cependant, dans le but de réduire les effets des modes d'ordres supérieures et donc d'élargir la bande de fréquence utilisable, la largeur du guide fut ramenée à  $1400\mu\text{m}$  au lieu de  $1510\mu\text{m}$ . La structure ainsi que les paramètres S simulés du coupleur 8.34 dB en guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique sont à la figure 4.22. La largeur de bande est de 28.5 %, le coefficient de couplage est de  $-8.45\text{ dB} \pm 0.5\text{ dB}$  (ce qui est très proche de la valeur théorique de 8.34 dB car la précision de la simulation est  $\pm 0.1\text{ dB}$ ), l'adaptation est inférieure à  $-25\text{ dB}$  et l'isolation est supérieure à  $26\text{ dB}$ . Les valeurs calculées des paramètres par la méthode "Mode Matching" sont dans le tableau 4.2.

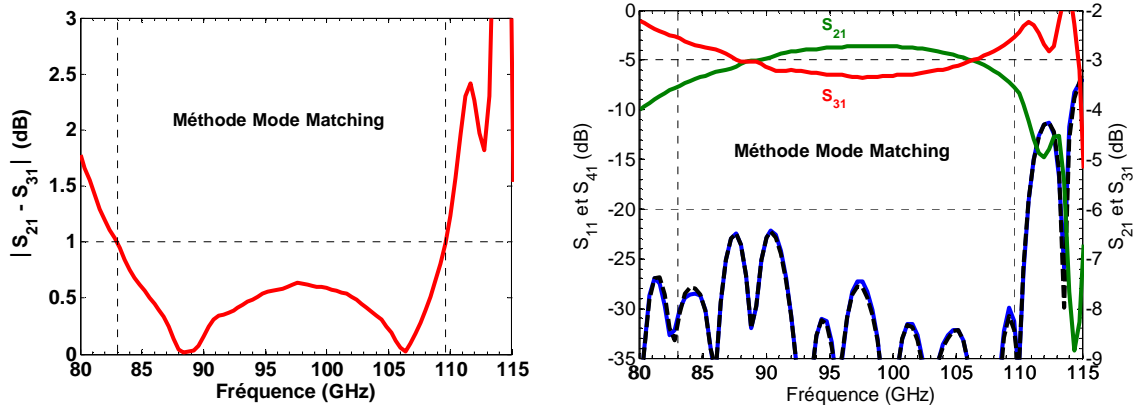


**Figure 4.22:** Topologie et paramètres S du coupleur 8.34 dB.

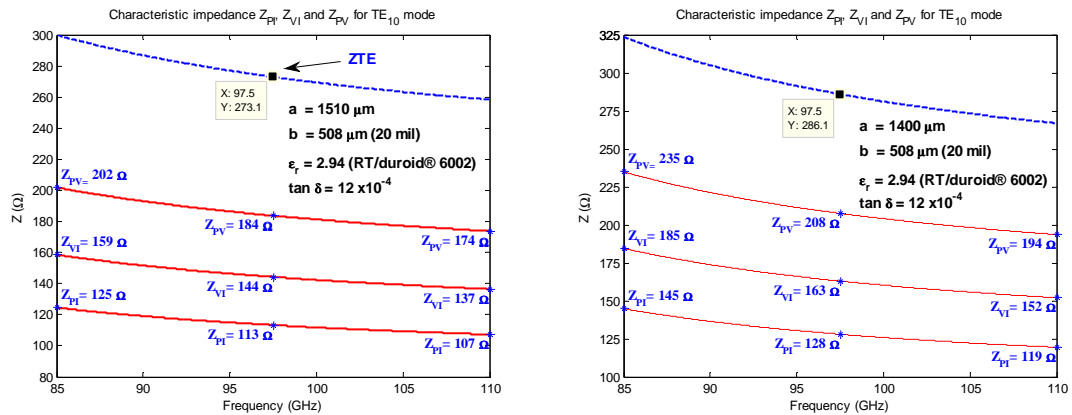
**Tableau 4.2:** Valeurs numériques des paramètres du coupleur 8.34 dB.

Substrat	Valeurs initiales calculées avec la méthode "Mode Matching"	
RT/Duroid 6002 $\epsilon_r = 2.94$ $\tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}$ $a = 1400 \mu m$ $b = 508 \mu m$ $t = 245 \mu m$	$L_{in} = 2000 \mu m$	$F_4 = F_9 = 603 \mu m$
	$F_1 = F_{12} = 487 \mu m$	$G_4 = G_9 = 240 \mu m$
	$G_1 = 240 \mu m$	$F_5 = F_8 = 590 \mu m$
	$F_2 = F_{11} = 544 \mu m$	$G_5 = G_8 = 240 \mu m$
	$G_2 = G_{11} = 240 \mu m$	$F_6 = F_7 = 609 \mu m$
(F:fente et G:guide)	$F_3 = F_{10} = 577 \mu m$	$G_6 = G_7 = 240 \mu m$
	$G_3 = G_{10} = 240 \mu m$	$L_{out} = 2000 \mu m$

Les paramètres S calculés avec la méthode "Mode Matching" du coupleur 3 dB (la mise en tandem de deux coupleurs 8.34 dB) sont présentés à la figure 4.23. Le coefficient de couplage est de  $-3.05 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$  (on a toujours  $|S_{21} - S_{31}| < 1 \text{ dB}$  sur les 27.5 % de largeur de bande). L'adaptation est inférieure à  $-22.5 \text{ dB}$  et l'isolation est supérieure à  $22.5 \text{ dB}$ . La figure 4.24 montre les impédances caractéristiques ainsi que les impédances d'ondes pour les cas où on a  $a = 1400 \mu m$  (correspond à  $W = 1645 \mu m$ ) et  $a = 1510 \mu m$  ( $W = 1755 \mu m$ ). Les longueurs d'ondes à 97.5 GHz sont de  $2335 \mu m$  et  $2229 \mu m$ , respectivement.



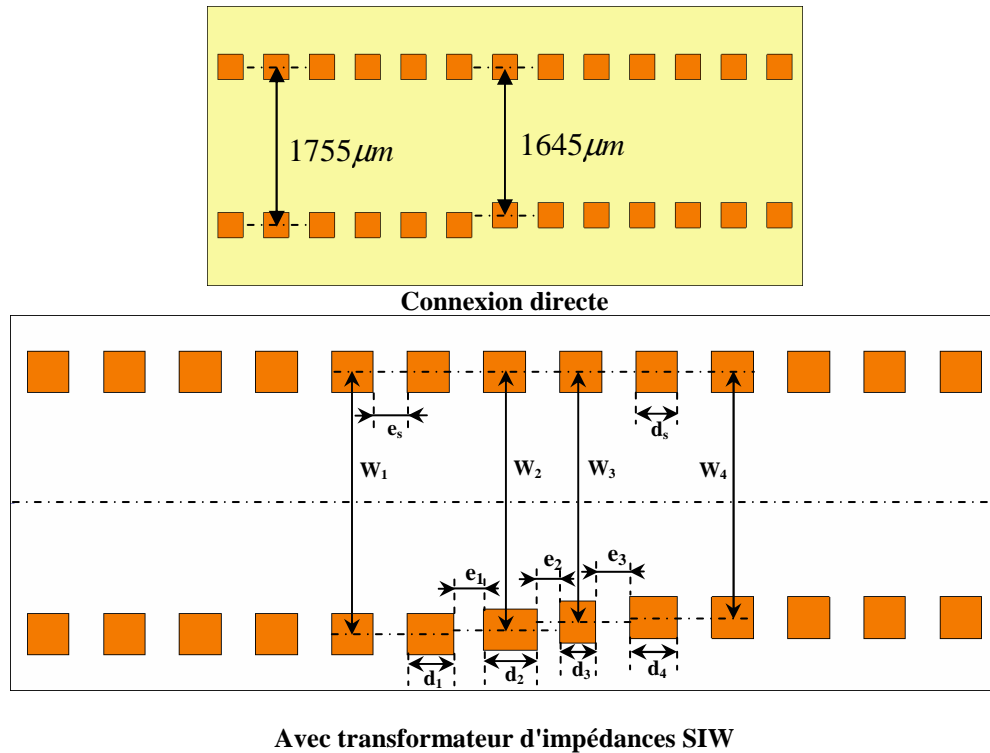
**Figure 4.23:** Paramètres S du coupleur 3 dB (deux coupleurs 8.34 dB placés en série) calculés avec la méthode "Mode Matching".



**Figure 4.24:** Impédances caractéristiques ( $Z_{PI}$ ,  $Z_{VI}$  et  $Z_{PV}$ ) et impédance d'onde ( $Z_{TE}$ ) pour  $a = 1400\mu m$  et  $a = 1510\mu m$ .

Comme on peut le voir sur la figure 4.23, malgré une réduction de la largeur du guide SIW, les paramètres S se dégradent de façon notable au-delà d'environ 110 GHz (la différence d'amplitude  $|S_{21} - S_{31}|$  est supérieure à 1 dB pour  $f > 109.6\text{GHz}$ ). Par exemple le niveau d'adaptation est seulement inférieur à  $-22.5$  dB. Un transformateur d'impédances SIW (basé sur les polynômes de Chebychev) est utilisé pour passer du guide SIW de largeur  $1645\mu m$  à celui de  $1755\mu m$ . La figure 4.25 présente les

configurations sans et avec transformateur d'impédances (Les dimensions sont données dans le tableau 4.3).



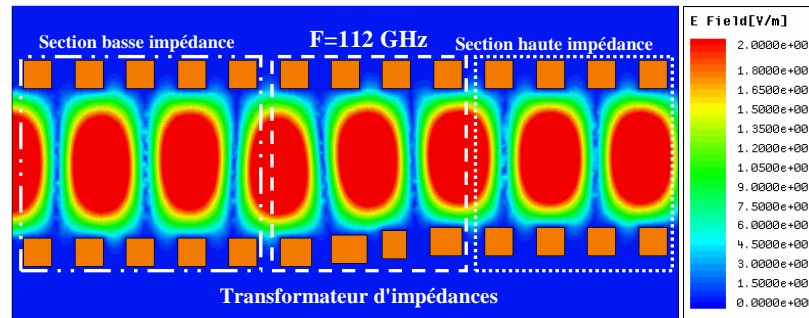
**Figure 4.25:** Topologie et dimensions du transformateur d'impédances SIW.

**Tableau 4.3.** Valeurs numériques ( $\mu m$ ) des paramètres du transformateur d'impédances SIW.

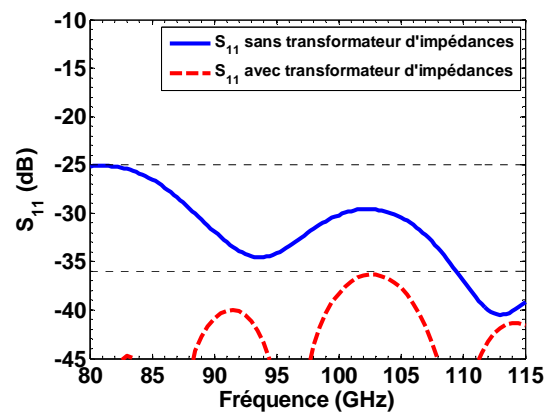
$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$	$d_5$	$e_{s1}$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	$e_1$	$e_2$	$e_3$
1755	1725	1674	1645	279	229	309	356	240	319	199	152	228

Le champ électrique pour  $f = 112 \text{ GHz}$  à travers la structure (lignes SIW + transformateur) est montré à la figure 4.26. On peut voir par l'absence de fuites par radiation que le champ est bien confiné à l'intérieur des guides et du transformateur SIW. La figure 4.27 présente les coefficients de réflexion simulés sans et avec transformateur. L'amélioration est très nette avec une adaptation d'au moins  $-36 \text{ dB}$ . L'influence du transformateur sur le coefficient de réflexion du coupleur sera donc négligeable.





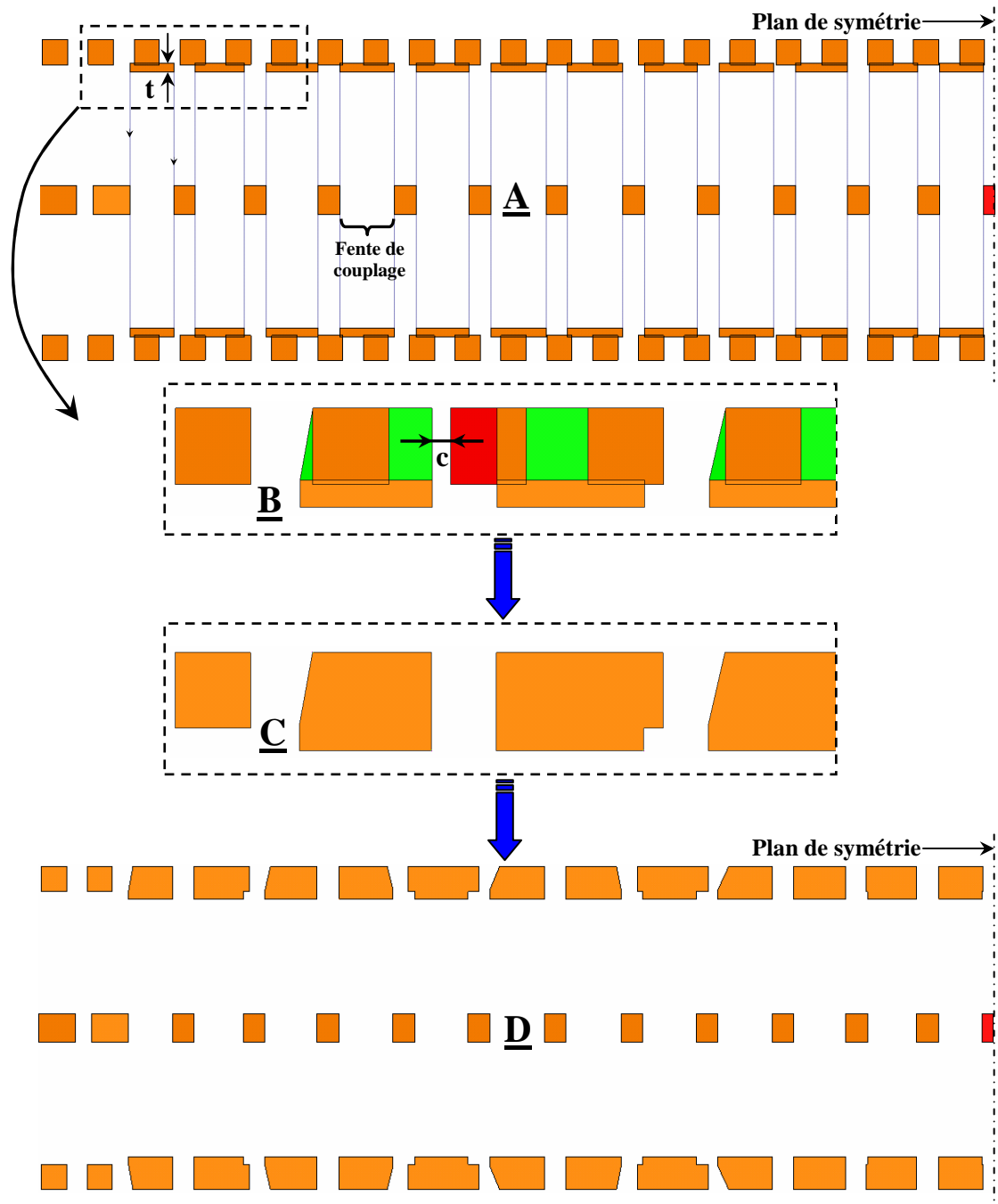
**Figure 4.26:** Champ électrique dans la structure (lignes SIW+transformateur d'impédances).



**Figure 4.27:** Adaptations simulées sans et avec transformateur.

Les étapes pour la formation complète du coupleur 3 dB SIW sont montrées à la figure 4.28a. On commence par ajouter des fentes métallisées de largeurs  $t = 100\mu\text{m}$  et dont les longueurs sont égales aux longueurs des fentes de couplages centrales (étape notée **A** sur la figure 4.28a). Comme il n'est pas possible de métalliser d'une façon homogène ces fentes d'une largeur de  $100\mu\text{m}$ , la structure doit être modifiée (étape notée **B** sur la figure 4.28a) en ajoutant des trous métallisés qui sont repérés en vert. Toujours à l'étape **B**, on remplace une partie du trou métallisé (partie en rouge) par du substrat pour d'une part avoir un espacement de plus de  $100\mu\text{m}$  entre deux trous métallisés consécutifs (au lieu de la distance  $c = 68\mu\text{m}$  sur la figure), et d'autre part pour s'assurer de l'absence de bandes de propagation interdites (BPIs) dans la bande de fréquence d'intérêt. Le résultat apparaît en **C** sur la figure 4.28a. Puis on répète ces

étapes pour tous les trous métallisés le long de la structure du coupleur. Le résultat final apparaît en **D** sur la figure 4.28a.



**Figure 4.28a:** Processus d'élaboration du coupleur 3 dB SIW.

La figure 4.28b montre la topologie complète du coupleur 3 dB dans sa version SIW ainsi que les paramètres S simulés. Les deux lignes de trous métallisés extérieures permettent de minimiser les effets des modes d'ordres supérieures tout en étant compatibles avec le procédé de fabrication.

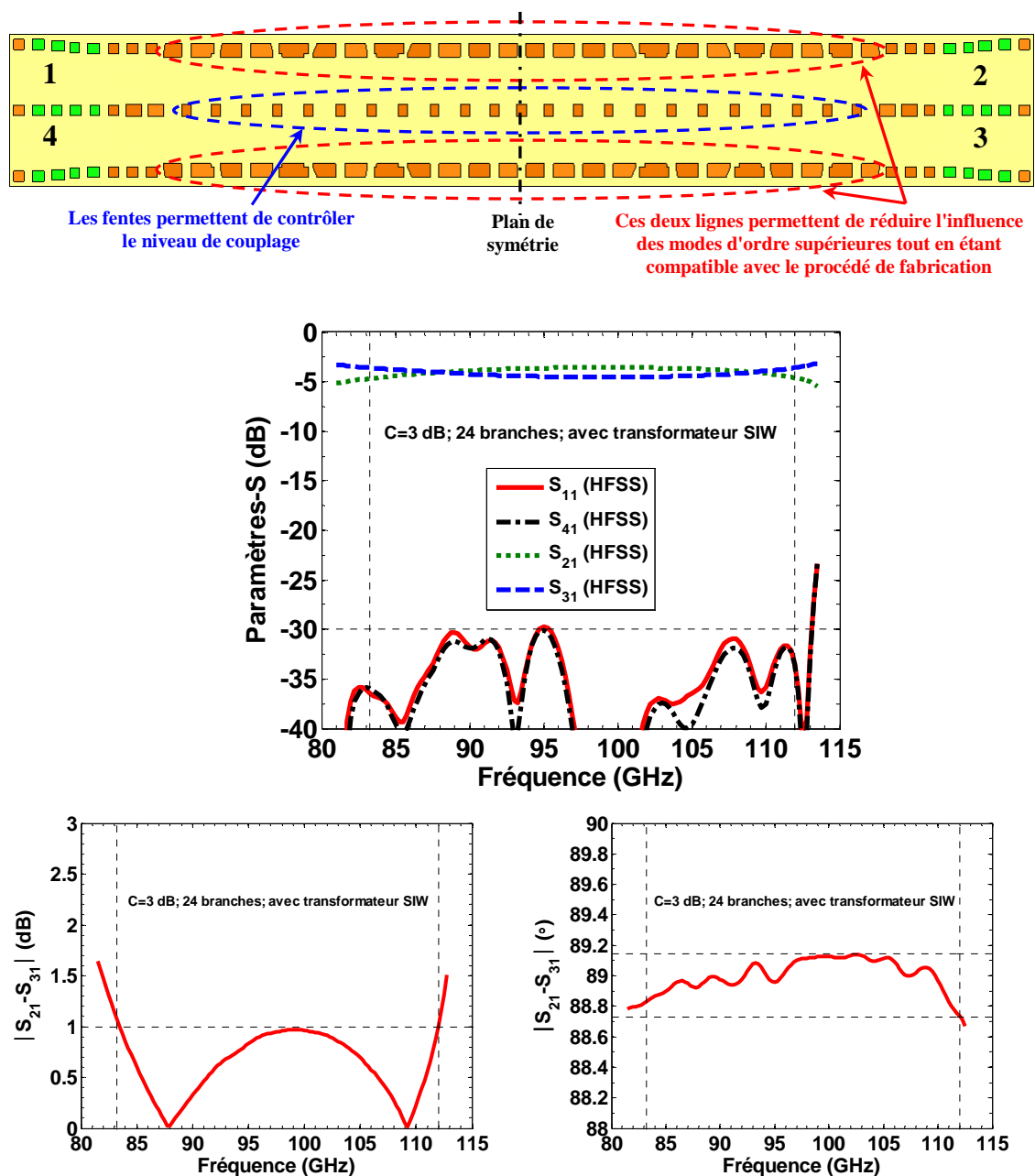
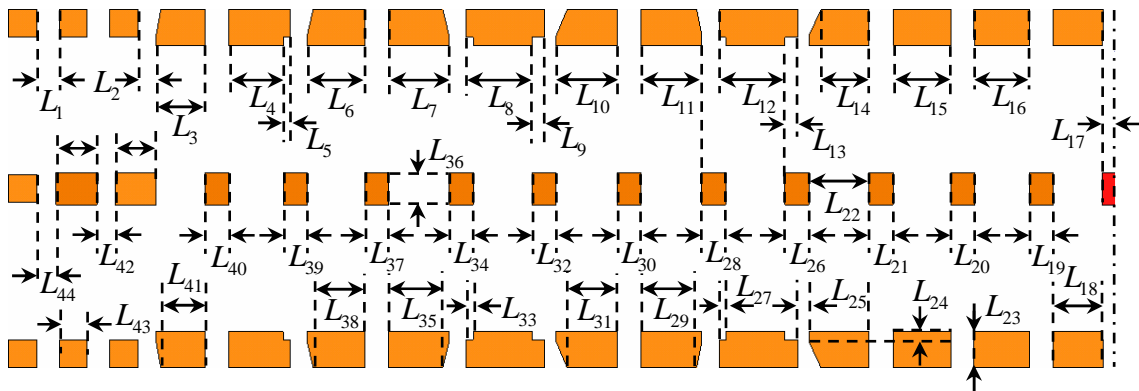


Figure 4.28b: Topologie du coupleur 3 dB SIW et paramètres S simulés.

La différence d'amplitude du champ électrique entre les ports 2 et 3 correspond à une différence d'environ 1 dB à la fréquence de 112 GHz. Sur l'intervalle de fréquence 83.25–112 GHz (BW=29.5%), l'adaptation est inférieure à  $-30$  dB, le déphasage entre les ports 2 et 3 est de  $88.9^\circ \pm 0.4^\circ$ , on a  $|S_{21} - S_{31}| < 1$  dB et l'isolation entre les ports 1 et 4 est supérieure à 30 dB. On peut voir que ce nouveau coupleur SIW peut être utilisé jusqu'à 112 GHz tout en obtenant une nette amélioration de l'adaptation de l'isolation (on a  $S_{11} \approx S_{41} < -30$  dB au lieu de  $S_{11} \approx S_{41} < -22.5$  dB). La figure 4.29 et le tableau 4.4 présentent les dimensions du coupleur 3 dB SIW.



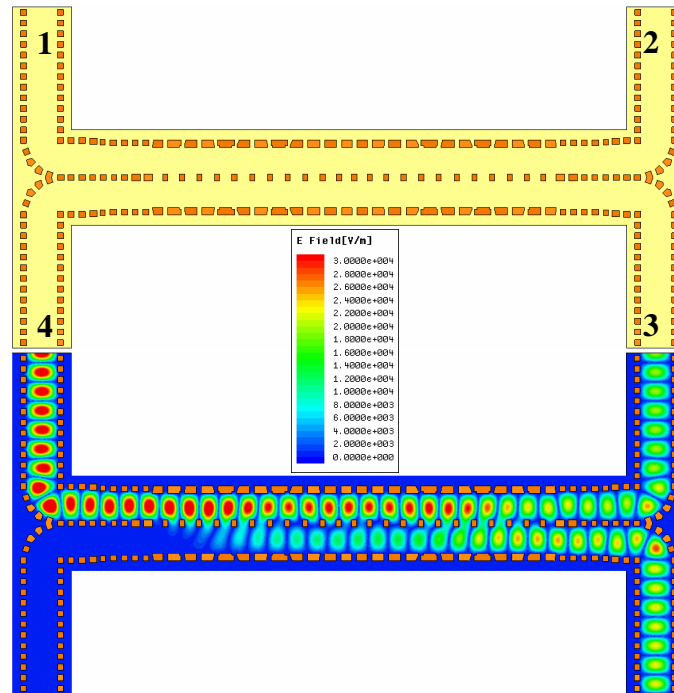
**Figure 4.29:** Paramètres du coupleur 3 dB SIW.

**Tableau 4.4:** Valeurs des paramètres du coupleur 3 dB SIW (en  $\mu m$ ).

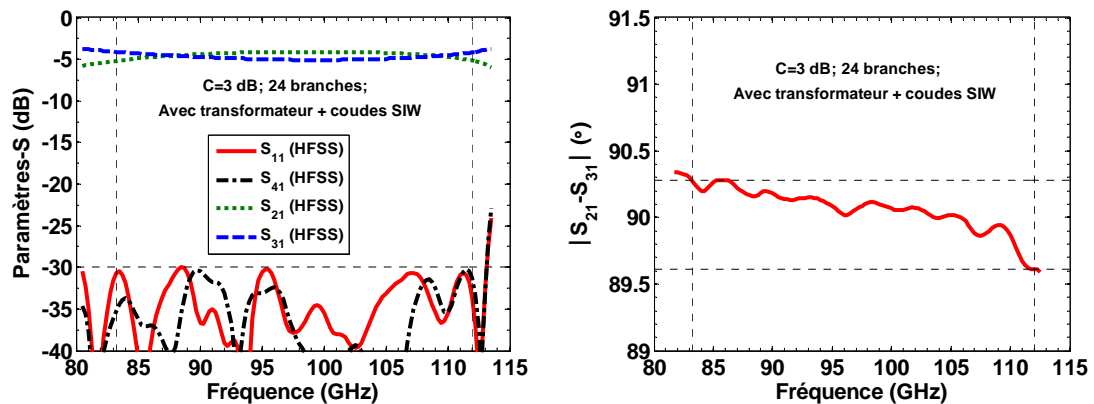
$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$	$L_9$	$L_{10}$	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$
229	182	487	544	72	577	603	665	122	609	609	654	134	480	577
$L_{16}$	$L_{17}$	$L_{18}$	$L_{19}$	$L_{20}$	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$	$L_{26}$	$L_{27}$	$L_{28}$	$L_{29}$	$L_{30}$
557	115	498	240	240	240	603	362	83	107	240	64	240	557	240
$L_{31}$	$L_{32}$	$L_{33}$	$L_{34}$	$L_{35}$	$L_{36}$	$L_{37}$	$L_{38}$	$L_{39}$	$L_{40}$	$L_{41}$	$L_{42}$	$L_{43}$	$L_{44}$	
499	240	76	240	539	320	240	517	240	240	440	180	279	198	

La figure 4.30 montre la topologie du coupleur 3 dB SIW lorsque les coudes  $90^\circ$  sont ajoutés, ainsi que le champ électrique résultant à 112 GHz. On peut constater sur la figure 4.31 que l'addition des coudes ne dégrade pas le coefficient de réflexion

( $S_{11} < -30$  dB) et l'isolation du coupleur ( $S_{41} > 30$  dB). On a bien  $|S_{21} - S_{31}| < 1$  dB et la différence d'amplitude  $|S_{21} - S_{31}|$  est identique à celle présentée à la figure 4.28b. Le déphasage entre les deux sorties est bien de  $90^\circ \pm 0.4^\circ$  dans la bande 83.25–112 GHz.

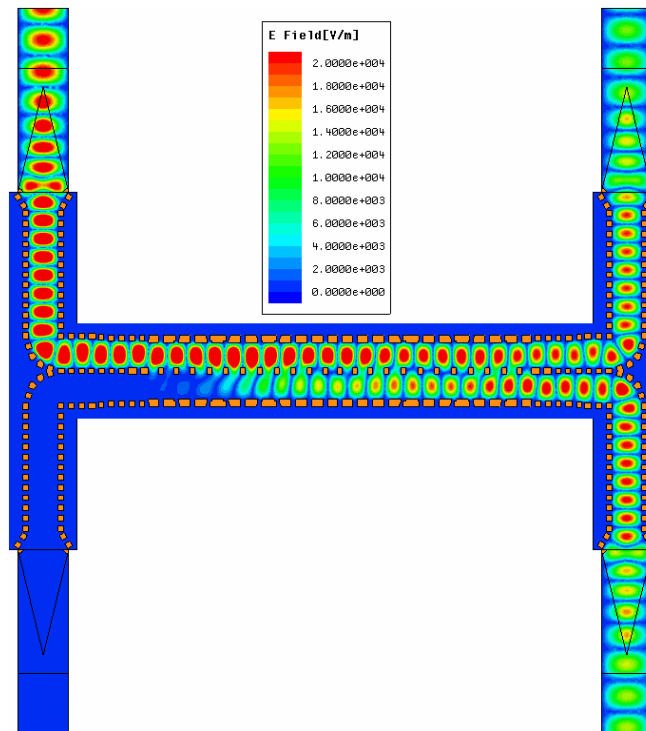


**Figure 4.30:** Topologie du coupleur 3 dB SIW avec coudes  $90^\circ$  et champ électrique dans la structure pour  $f = 112$  GHz.



**Figure 4.31:** Paramètres S simulés du coupleur 3 dB SIW avec coudes  $90^\circ$ .

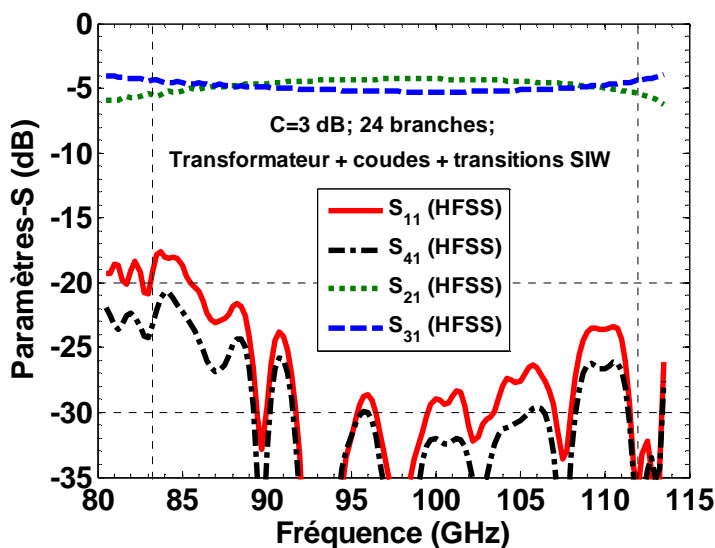
Les résultats obtenus avec la version SIW du coupleur 3 dB représentent une amélioration significative des performances RF (plus grande largeur de bande et meilleures isolation et adaptation) par rapport au coupleur en guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique présenté à la figure 4.23. La figure 4.32 montre le champ électrique à la fréquence de 112 GHz dans la structure en incluant cette fois-ci les transitions SIW-RWG, qui permettront de mesurer les paramètres S du coupleur en utilisant le VNA.



**Figure 4.32:** Topologie du coupleur 3 dB SIW (coudes  $90^\circ$  + transitions SIW-RWG) et champ électrique dans la structure (112 GHz).

Comme on peut le voir à la figure 4.33, l'ajout des transitions de guide SIW à guide rectangulaire WR-10 dégrade le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) ainsi que l'isolation ( $S_{41}$ ) mais sans modifier de façon notable les coefficients de couplage ( $S_{21}$  et  $S_{31}$ ). Dans l'intervalle 83.25–112 GHz, on a toujours  $|S_{21} - S_{31}| < 1$  dB, la différence de phase entre

les ports 2 et 3 est de  $90.5^\circ \pm 1.1^\circ$ ,  $S_{11} < -17.6 \text{ dB}$  et  $S_{41} > 20.8 \text{ dB}$ . Dans la bande 89–112 GHz, soit sur près de 23 % de largeur de bande, on a  $S_{11} < -23.5 \text{ dB}$  et  $S_{41} > 25.8 \text{ dB}$ . Les performances RF obtenues dans la bande 83.25–112 GHz ont été jugées suffisantes pour fabriquer un prototype.



**Figure 4.33:** Paramètres S simulés du coupleur 3 dB SIW avec coudes et transitions SIW-RWG.

## 4.2. Conception du coupleur 23 dB SIW

### 4.2.1. Facteur de couplage pour l'OL et bruit du système

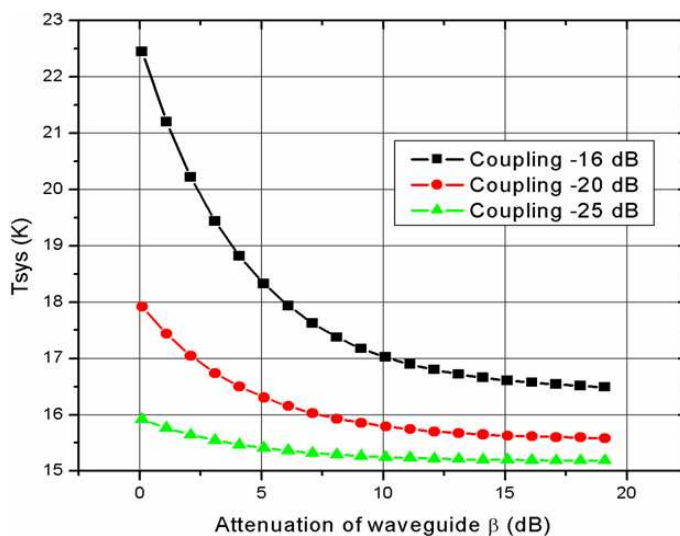
Dans le premier chapitre, la topologie du récepteur DSB fut présentée (cf. figure 1.14). On a vu que l'injection du signal LO en provenance de l'oscillateur local à l'entrée du mélangeur SIS se faisait en utilisant un coupleur directionnel. Le niveau de puissance du signal LO étant très supérieur à celui du signal RF, un facteur de couplage important est donc nécessaire. En effet, la température de bruit du système est fonction du niveau de puissance à l'entrée du mélangeur [4.9]. Le facteur Y mesuré du récepteur peut s'exprimer en tenant compte du bruit du coupleur de la façon suivante [4.9]:

$$Y = \frac{T_{hot} \times (1 - c) + P_{in}^{mixer} + T_{rec}}{T_{cold} \times (1 - c) + P_{in}^{mixer} + T_{rec}} \quad (4.32)$$

Avec  $T_{hot}=300$  K,  $T_{cold}=77$  K, qui représentent les charges chaude et froide,  $T_{rec}=15$  K, qui représente la température de bruit du récepteur à l'entrée du mélangeur,  $c$  correspond au facteur de couplage et  $P_{in}^{mixer}$  représente la puissance de bruit (via le coupleur) injectée à l'entrée du mélangeur. Avec la valeur du facteur Y, la température de bruit du système, incluant le bruit du coupleur et la température de bruit du récepteur à l'entrée du mélangeur, peut être déduite à partir de l'équation suivante [4.9]:

$$T_{sys} = \frac{T_{hot} - Y \times T_{cold}}{Y - 1} \quad (4.33)$$

La figure 4.34 présente la température de bruit du système pour trois valeurs de couplage, et en fonction de l'atténuation du guide d'onde permettant d'acheminer le signal en provenance de l'oscillateur local jusqu'au coupleur.



**Figure 4.34:** Température de bruit du système pour trois valeurs de couplage en fonction de l'atténuation du guide d'onde [4.9].

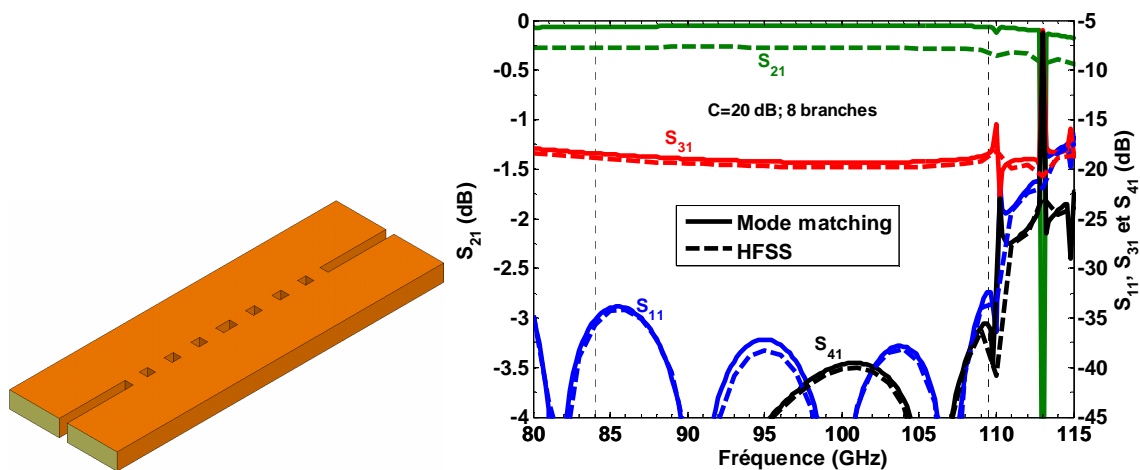


On peut voir à la figure 4.34 que la température de bruit du système est minimale pour le plus grand facteur de couplage (25 dB). Par exemple, pour une atténuation de 1.5 dB dans le guide d'onde WR-10 et un couplage de 16 dB, la température de bruit du coupleur est de 6.3 K. Pour un couplage de 25 dB et une même atténuation de guide, le bruit ajouté par le coupleur est seulement de 0.8 K. Lorsque le coupleur est conçu en technologie guide d'onde rectangulaire (WR-10), un couplage de 16 dB correspond à des largeurs de fentes d'environ  $203 \mu\text{m}$ . Ce qui représente la limite atteignable lors de l'utilisation d'un tour à commande numérique (CNC). En effet, dans ce cas, le rapport entre la largeur et la profondeur de coupe est de 6.25. Pour obtenir des facteurs de couplages supérieurs à 22 dB, les largeurs des fentes doivent être inférieures à  $100 \mu\text{m}$ , ce qui représente des ratios supérieurs à 12.7. Pour de tels ratios, d'autres techniques telles que l'usinage par électroérosion (dont le coût est plus élevé) doivent être envisagées. L'utilisation de la technologie SIW et la perforation des vias au moyen du laser peuvent permettre d'atteindre des facteurs de couplages élevés ( $> 20 \text{ dB}$ ).

#### 4.2.2. Coupleur 23 dB SIW multi-branches dans le plan H

La structure ainsi que les paramètres S calculés (avec la méthode Mode Matching) et simulés (avec HFSS) du coupleur 20 dB en guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique sont donnés à la figure 4.35. La largeur de bande est de 26.4 %, le coefficient de couplage est de  $-19.5 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ , l'adaptation est inférieure à  $-32 \text{ dB}$  et l'isolation est supérieure à  $35 \text{ dB}$ . Les valeurs calculées par la méthode "Mode Matching" des paramètres du coupleur sont donnés dans le tableau 4.5.

Il y a une bonne concordance entre les résultats calculés et simulés: la différence maximale entre les facteurs de couplage est de 0.5 dB et les différences maximales entre les adaptations et les isolations sont de 1 dB. La largeur de bande est limitée par l'influence des modes d'ordres supérieures pour les fréquences qui se situent au-delà de 109.5 GHz.

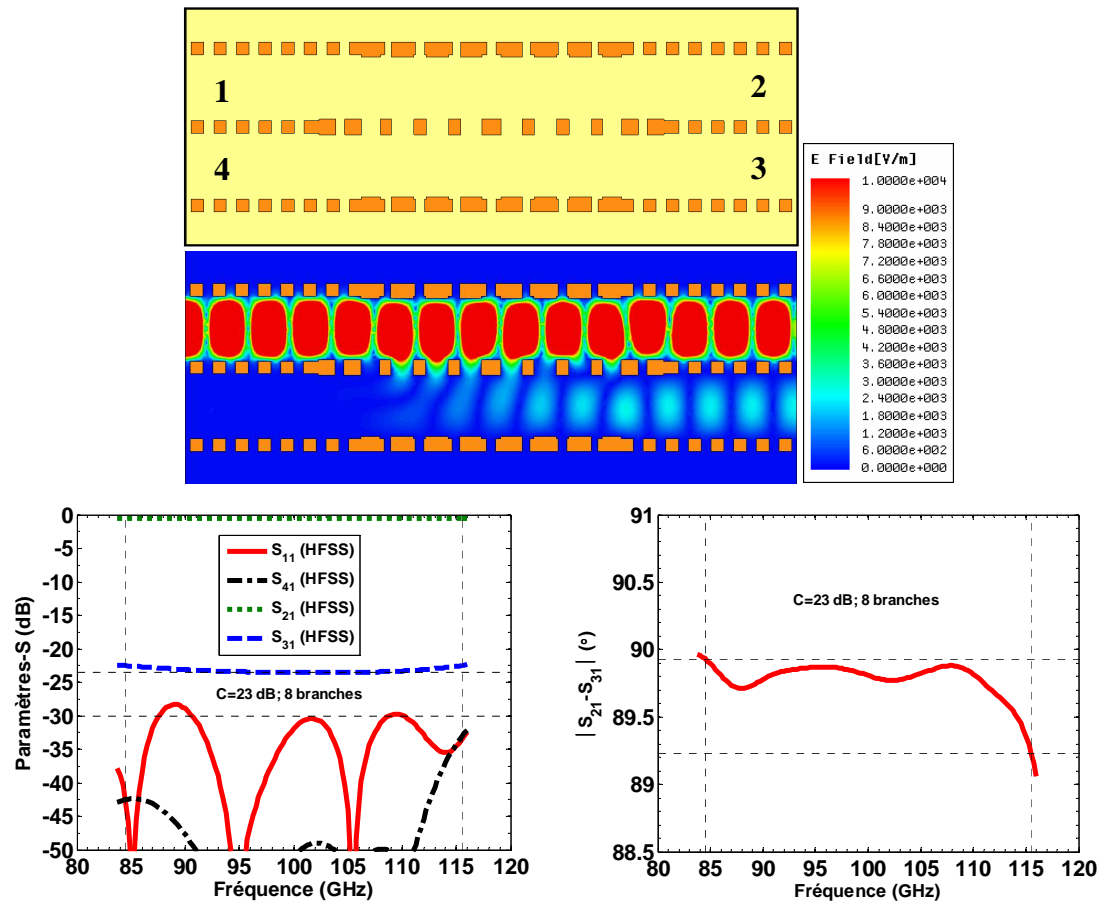


**Figure 4.35:** Topologie du coupleur 20 dB et paramètres S calculés avec la méthode "Mode Matching" et simulés avec HFSS.

**Tableau 4.5:** Valeurs numériques des paramètres du coupleur 20 dB.

Substrat	Valeurs initiales calculées avec la méthode Mode Matching	
RT/Duroid 6002 $\epsilon_r = 2.94$ $\tan \delta = 12 \cdot 10^{-4}$ $a = 1510 \mu\text{m}$ $b = 508 \mu\text{m}$ $t = 245 \mu\text{m}$	$L_{in} = 2000 \mu\text{m}$	$F_5 = 483 \mu\text{m}$
	$F_1 = 431 \mu\text{m}$	$G_5 = 269 \mu\text{m}$
	$G_1 = 247 \mu\text{m}$	$F_6 = 533 \mu\text{m}$
	$F_2 = 505 \mu\text{m}$	$G_6 = 276 \mu\text{m}$
	$G_2 = 276 \mu\text{m}$	$F_7 = 505 \mu\text{m}$
F <sub>x</sub> :fente et G <sub>x</sub> :guide	$F_3 = 533 \mu\text{m}$	$G_7 = 247 \mu\text{m}$
	$G_3 = 269 \mu\text{m}$	$F_8 = 431 \mu\text{m}$
	$F_4 = 483 \mu\text{m}$	$L_{out} = 2000 \mu\text{m}$
	$G_4 = 424 \mu\text{m}$	

La figure 4.36 montre la topologie du coupleur 23 dB dans sa version SIW ainsi que le champ électrique dans la structure (pour  $f = 112 \text{ GHz}$ ) et les paramètres S simulés. Le facteur de couplage a pu être légèrement augmenté (jusqu'à 23 dB) en modifiant l'épaisseur des piliers inductifs centraux (paramètre  $L_{27}$  sur la figure 4.37).



**Figure 4.36:** Topologie du coupleur 23 dB SIW, champ électrique dans la structure pour  $f = 112$  GHz et paramètres S simulés.

Sur une largeur de bande de 31 % (84.5–115.5 GHz), l'adaptation est inférieure à  $-28.5$  dB, le déphasage entre les ports 2 et 3 est de  $89.6^\circ \pm 0.4^\circ$ , les pertes d'insertion maximales sont de  $0.52$  dB, le coefficient de couplage est de  $-23$  dB  $\pm 0.5$  dB et l'isolation entre les ports 1 et 4 est supérieure à  $33$  dB. La figure 4.37 et le tableau 4.6 présentent les dimensions du coupleur. La largeur de bande pourrait également être augmentée jusqu'à 38 % en augmentant simplement le nombre de fentes de couplage. La figure 4.38 montre la topologie du coupleur 23 dB SIW lorsque les coudes  $90^\circ$  sont ajoutés, ainsi que le champ électrique résultant à 112 GHz.

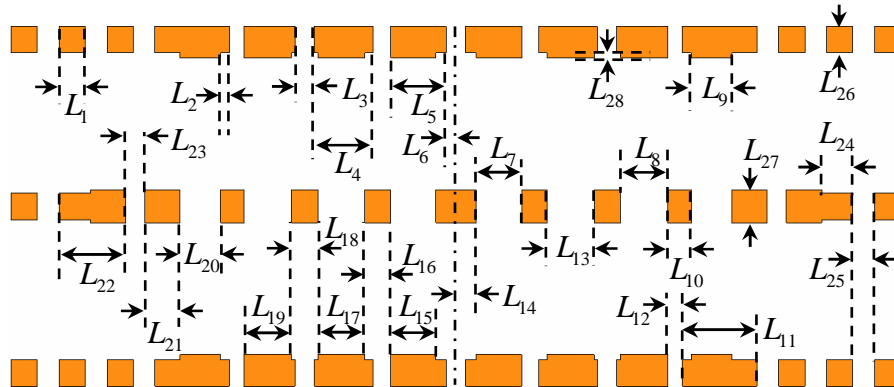


Figure 4.37: Paramètres du coupleur 23 dB SIW.

Tableau 4.6: Valeurs ( $\mu\text{m}$ ) des paramètres du coupleur 23 dB SIW.

$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$	$L_9$	$L_{10}$	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$
279	92	203	624	593	102	483	505	431	247	787	156	500	212
$L_{15}$	$L_{16}$	$L_{17}$	$L_{18}$	$L_{19}$	$L_{20}$	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$	$L_{26}$	$L_{27}$	$L_{28}$
483	269	500	276	505	431	373	704	203	331	229	279	350	53

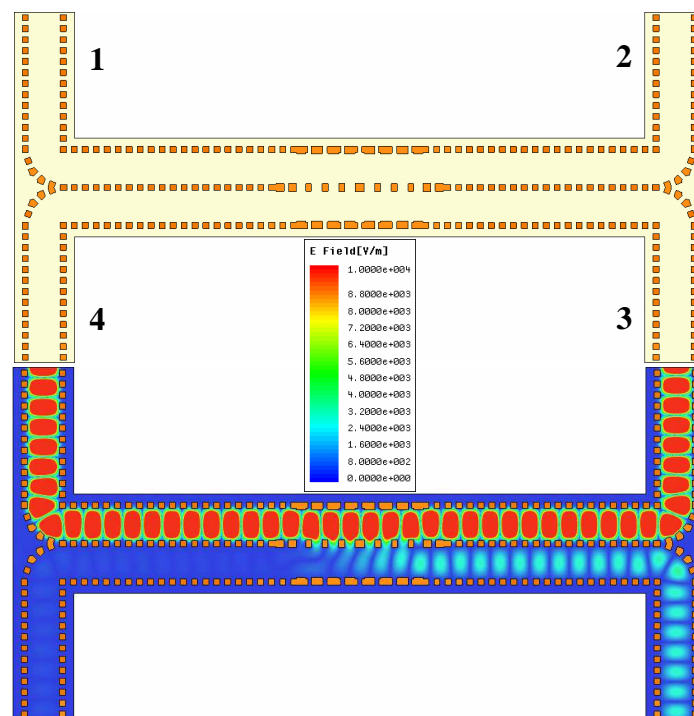


Figure 4.38: Coupleur 23 dB SIW avec coudes et champ électrique pour  $f = 112 \text{ GHz}$ .

La figure 4.39 montre les paramètres S simulés du coupleur de la figure 4.38. L'adaptation est  $S_{11} < -26.2 \text{ dB}$ . L'isolation reste inchangée ( $S_{41} > 33 \text{ dB}$ ), le coefficient de couplage est de  $-22.8 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ , les pertes d'insertion moyennes sont de  $1.5 \text{ dB}$  et le déphasage entre les deux sorties est de  $90.4^\circ \pm 0.4^\circ$  entre 85 et 116 GHz. La figure 4.40 montre le champ électrique avec les transitions SIW-RWG à 112 GHz.

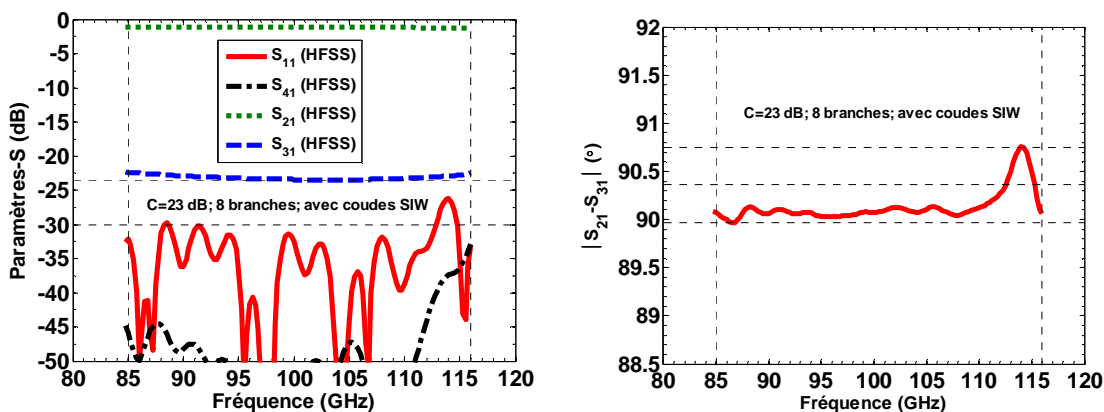


Figure 4.39: Paramètres S simulés du coupleur 23 dB SIW avec coudes  $90^\circ$ .

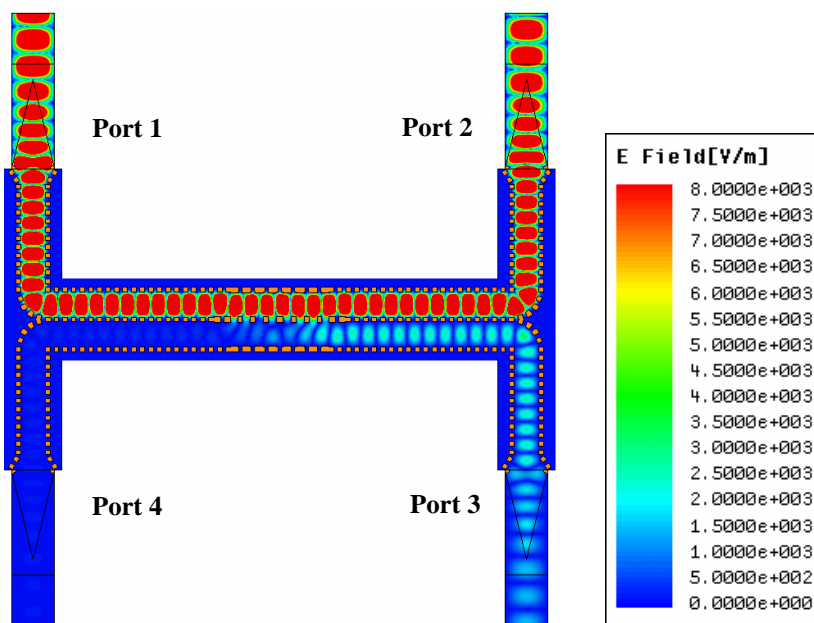
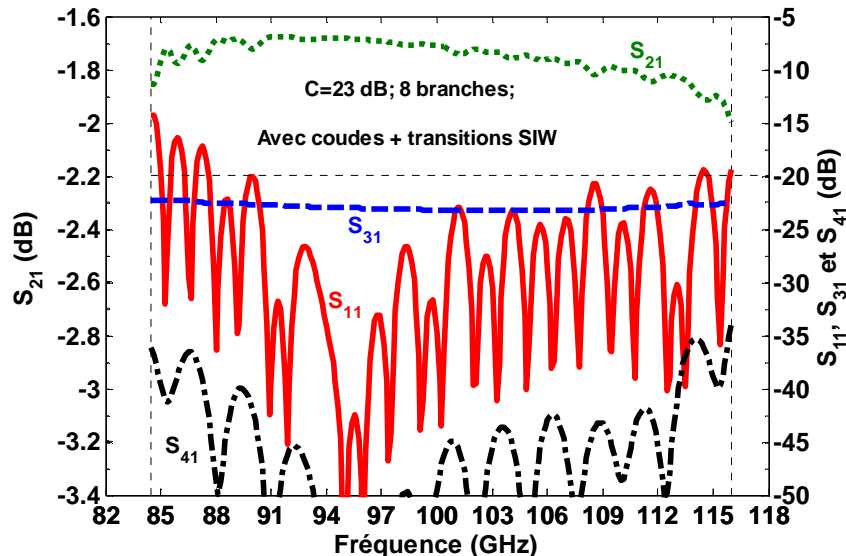


Figure 4.40: Champ électrique dans le coupleur avec les transitions SIW-RWG à 112GHz.

La figure 4.41 montre que l'ajout des transitions de guide SIW à guide rectangulaire WR-10 dégrade le coefficient de réflexion. En effet, on a  $S_{11} < -14.2 \text{ dB}$  dans la bande 84.5–116 GHz et  $S_{11} < -19.2 \text{ dB}$  entre 87.6 et 116 GHz. L'isolation est affectée dans une moindre mesure car on a  $S_{44} < -33.8 \text{ dB}$  dans la bande 84.5–116 GHz. Le coefficient de couplage est de  $-23 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ , les pertes d'insertion maximales sont de  $2 \text{ dB}$  et la différence de phase entre les ports 2 et 3 est de  $89.4^\circ \pm 0.8^\circ$  dans la même bande de fréquence.

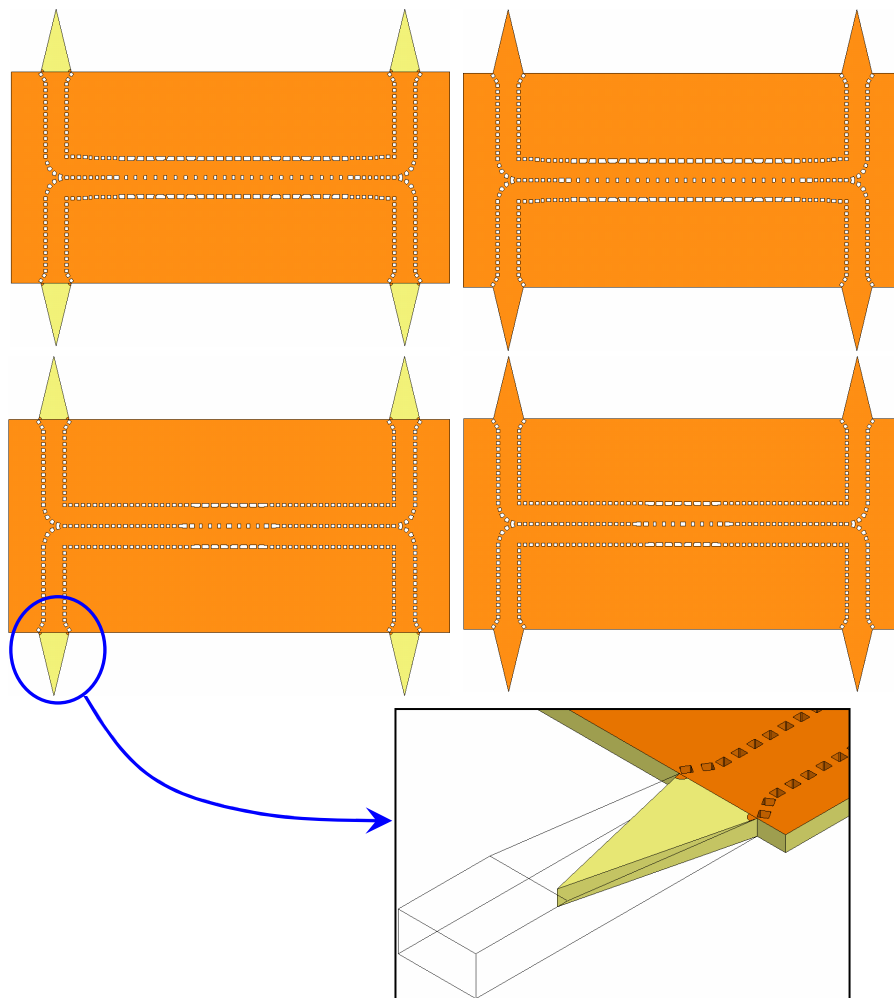


**Figure 4.41:** Paramètres S simulés du coupleur 23 dB avec coudes et transitions SIW-RWG.

### 4.3. Mesure des coupleurs 3 dB et 23 dB multi-branches SIW

A partir des résultats de simulation des coupleurs 3 dB et 23 dB SIW, deux prototypes furent fabriqués. Le substrat Duroid/6002 d'une épaisseur de  $508 \mu\text{m}$  fut utilisé pour la fabrication des circuits SIW (perforation laser et pulvérisation cathodique avec du cuivre pour la formation des vias). La base guide d'onde pour l'interfaçage avec le VNA, constituée de deux blocs, fut usinée dans un bloc d'aluminium. La même

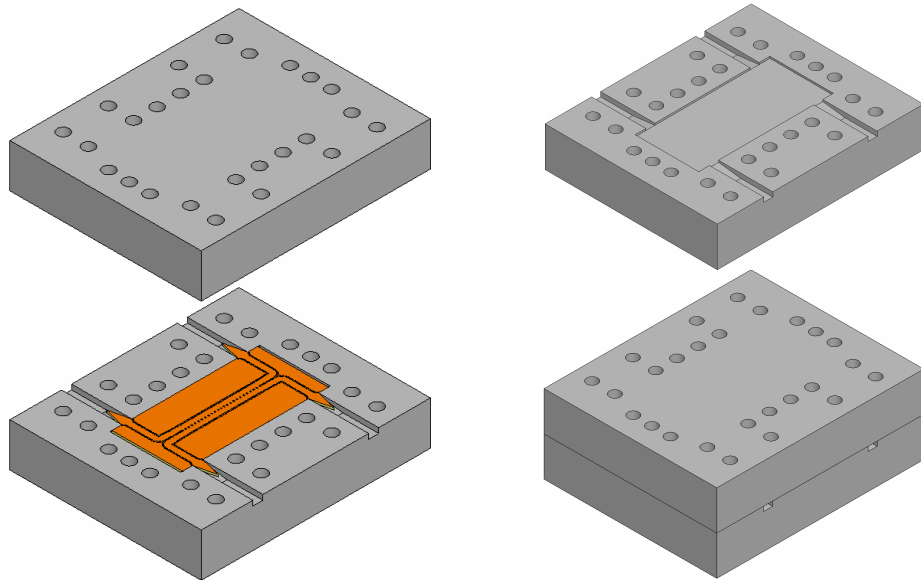
base d'aluminium fut utilisée pour mesurer les deux coupleurs, ce qui explique la longueur des lignes d'accès du coupleur 23 dB. La figure 4.42 montre les vues de dessus (à gauche) et de dessous (à droite) des coupleurs SIW (générées à partir d'HFSS).



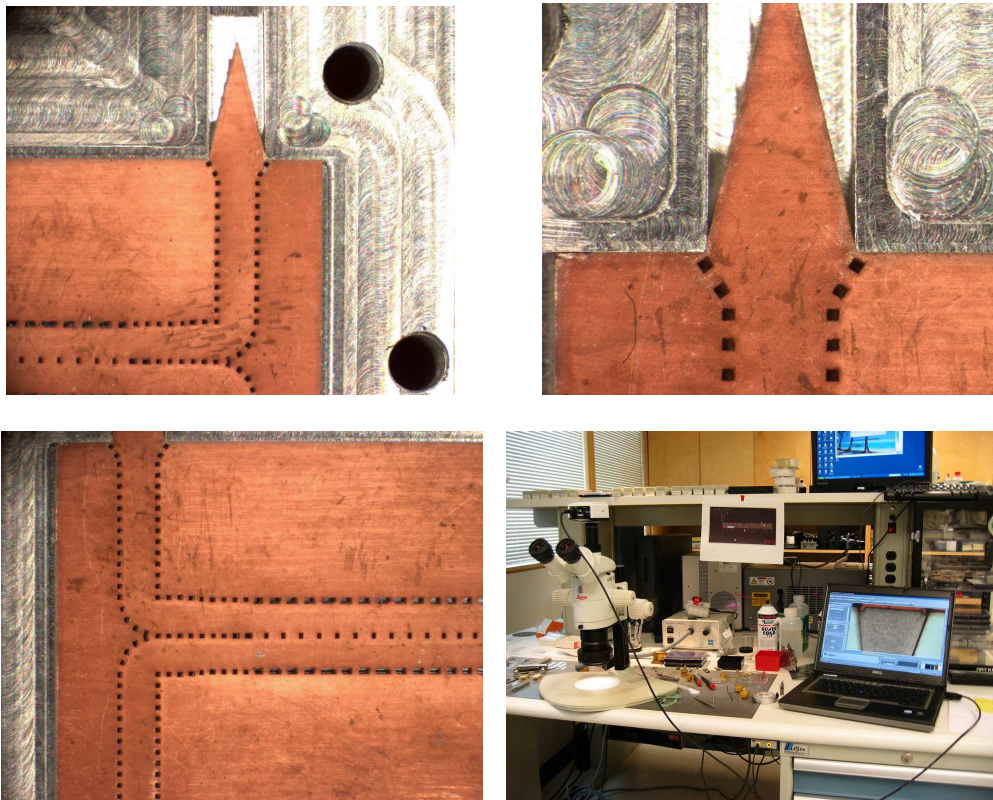
**Figure 4.42:** Vues des coupleurs 3 et 23 dB SIW générées à partir d'HFSS.

La figure 4.43 montre les vues en perspective de la base d'aluminium avec et sans le coupleur 3dB SIW (également générées à partir d'HFSS). Les figures 4.44 et 4.45 présentent les images prises du coupleur 3dB au microscope et les photos des coupleurs 3 dB et 23 dB SIW lorsque ces derniers sont insérés dans la base d'aluminium.



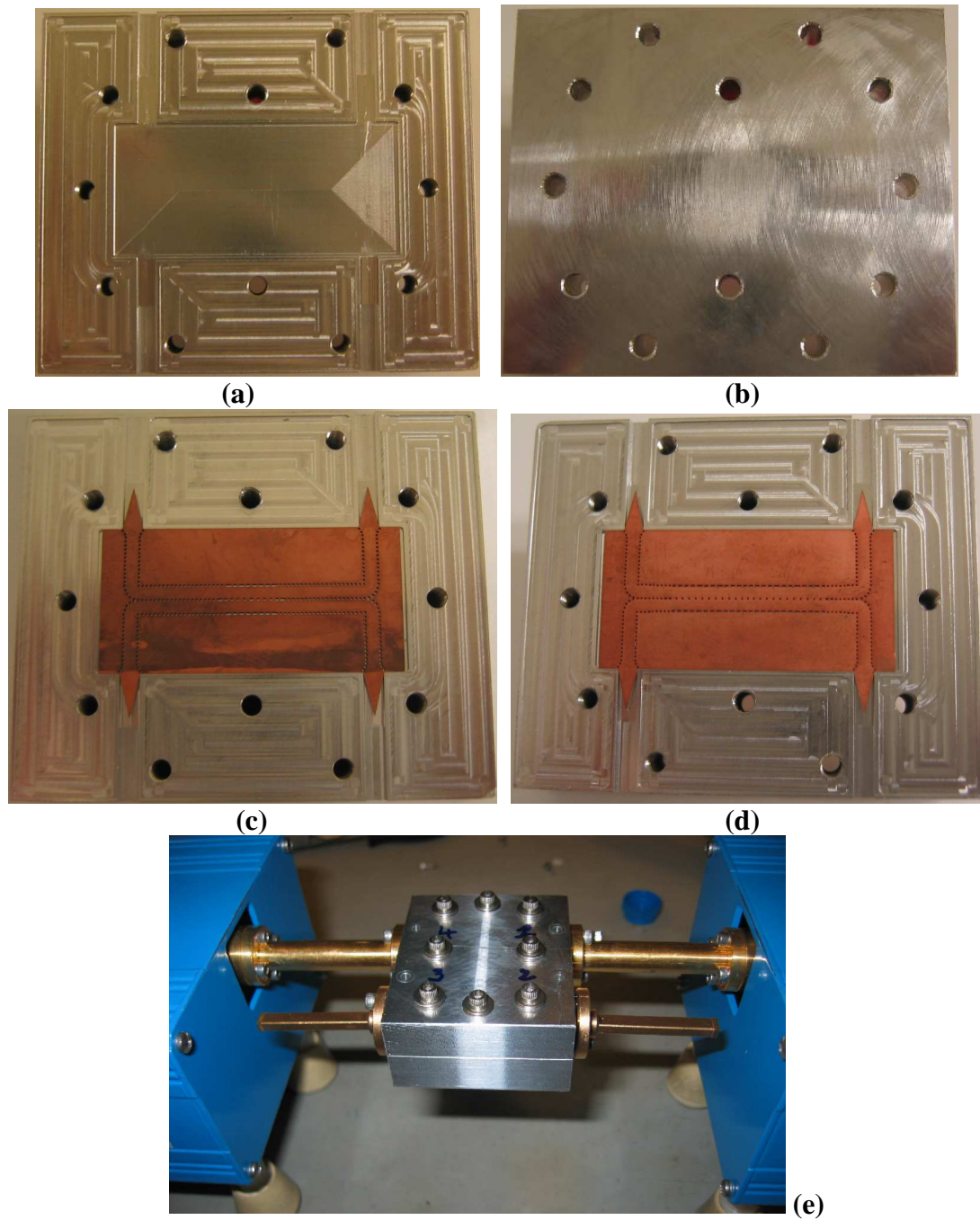


**Figure 4.43:** Vues (HFSS) en perspective de la base d'aluminium.



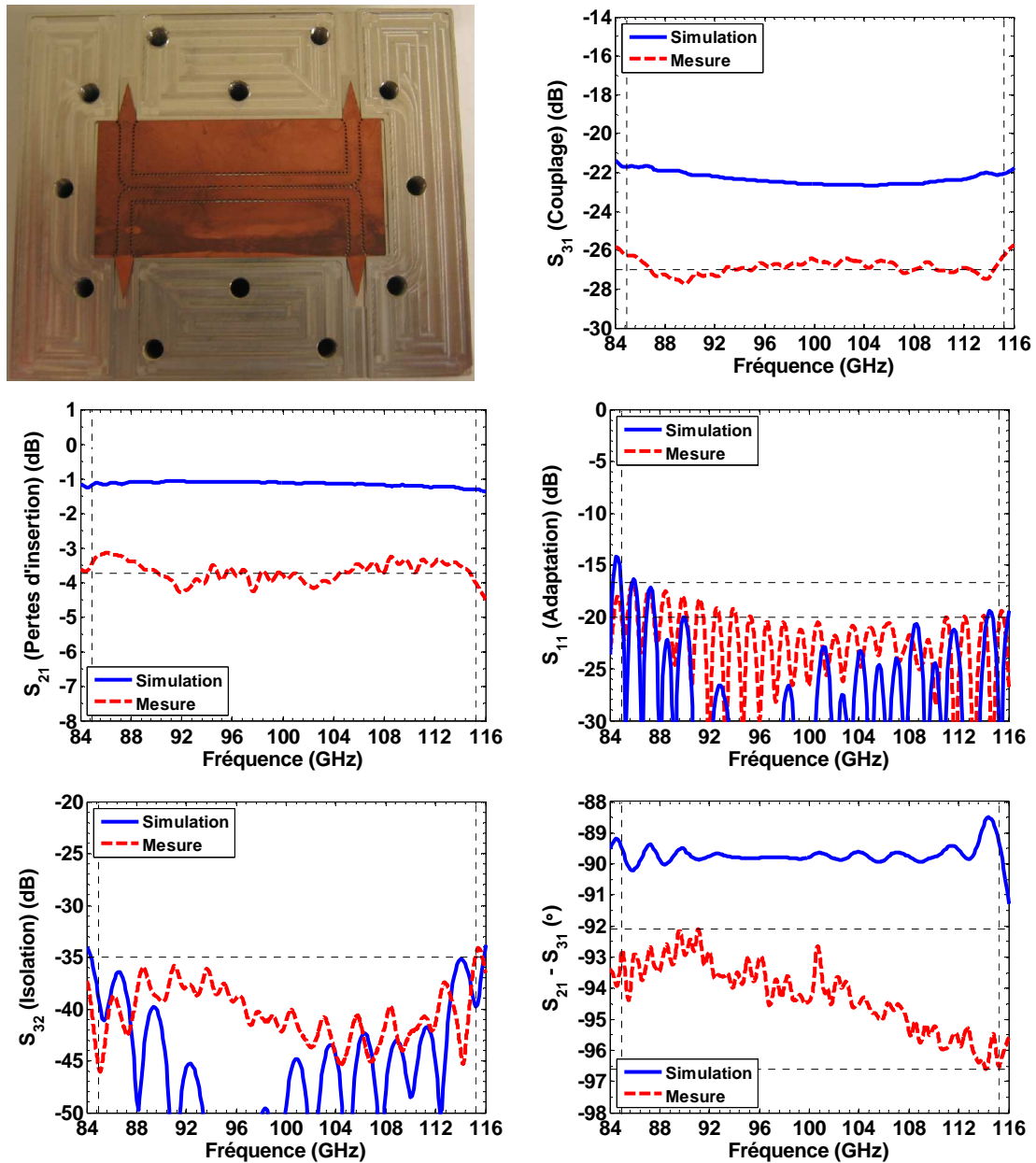
**Figure 4.44:** Images prises au microscope Leica du coupleur 3 dB SIW.



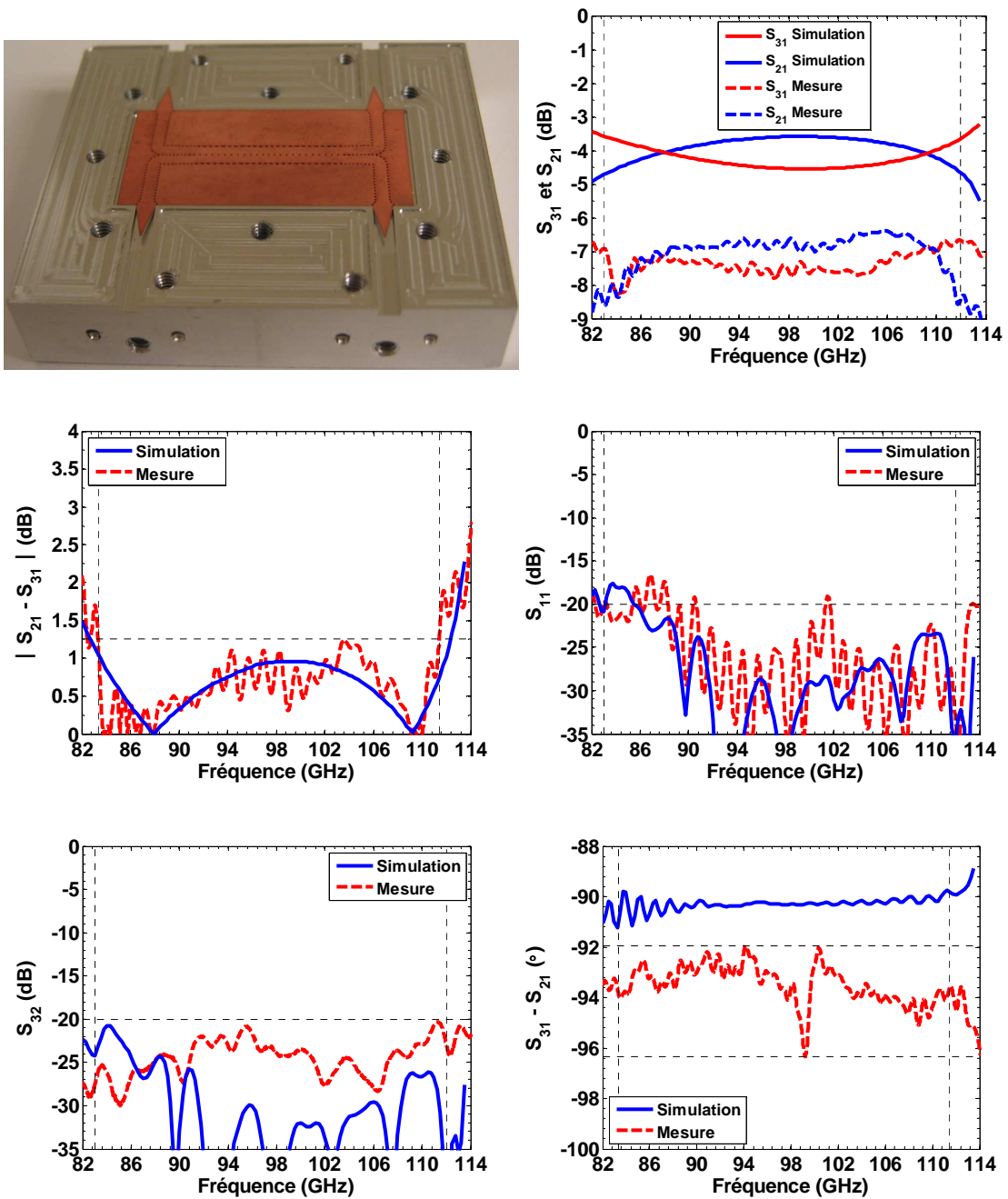


**Figure 4.45:** Photos de (a): la partie inférieure de la base, (b) la partie supérieure de la base, (c): coupleur 23 dB SIW inséré dans la base, (d): coupleur 3 dB SIW inséré dans la base et (e): mesure des paramètres S d'un coupleur avec le VNA.

Pour la mesure des paramètres S des coupleurs SIW, les ports non utilisés ont été connectés à des charges adaptées commerciales pour guides d'ondes. Les mesures des coupleurs 23 dB et 3 dB sont données aux figures 4.46 et 4.47 respectivement.



**Figure 4.46:** Paramètres S simulés et mesurés du coupleur 23 dB SIW dans la bande 84.9–115.2 GHz (BW=30.3%) après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RGW.



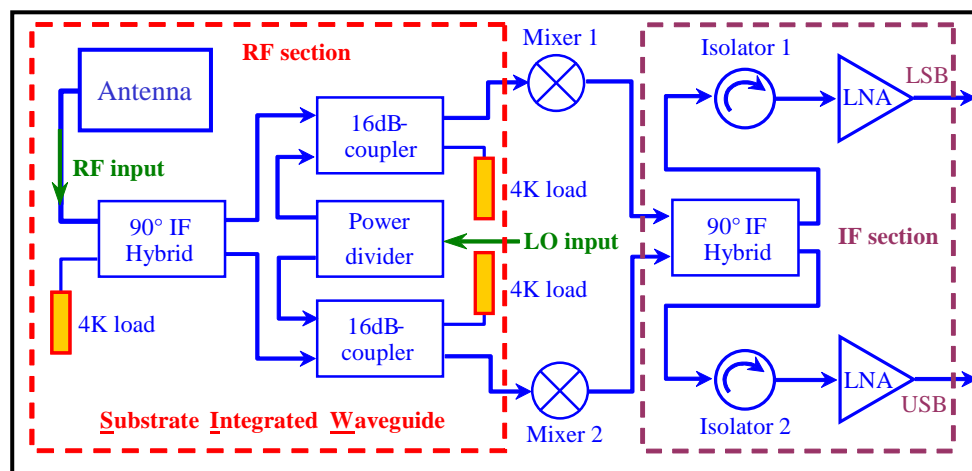
**Figure 4.47:** Paramètres S simulés et mesurés du coupleur 3 dB SIW dans la bande de fréquence 83.3–111.4 GHz (BW=28.9%) après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RGW.

Pour la mesure du coupleur 23 dB (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RGW) dans la bande 84.9–115.2 GHz, l'isolation est supérieure à 35 dB, les pertes d'insertion moyennes sont de 3.75 dB, le coefficient de couplage moyen est de  $-27$  dB, le coefficient de réflexion est inférieure à  $-16.7$  dB et la différence de phase entre les ports 2 et 3 est de  $94.3^\circ \pm 2.3^\circ$ . Pour la mesure du coupleur 3 dB et dans la bande 83.35–111.4 GHz, l'isolation est supérieure à 20 dB, on a  $|S_{21} - S_{31}| < 1.23$  dB, le coefficient de réflexion est inférieur à  $-16.6$  dB et la différence de phase entre les ports 2 et 3 est de  $94.2^\circ \pm 2.1^\circ$ . Les pertes d'insertion moyennes mesurées sont de 7.2 dB au lieu des 4.6 dB simulées.

On peut constater que malgré les pertes d'insertion mesurées importantes, de très bonnes performances sont obtenues sur une largeur de bande de 28.9 % dans le cas du coupleur 3 dB et de 30.3 % dans celui du coupleur 23 dB. Les disparités qui existent entre les pertes d'insertion simulées et mesurées peuvent encore être attribuées au fait que les pertes tangentiellees du substrat sont plus élevées que prévus. D'autre part, l'effet de rugosité peut contribuer à une augmentation des pertes d'insertion.

#### 4.4. Circuit RF passif SIW du récepteur opérant dans la bande 3

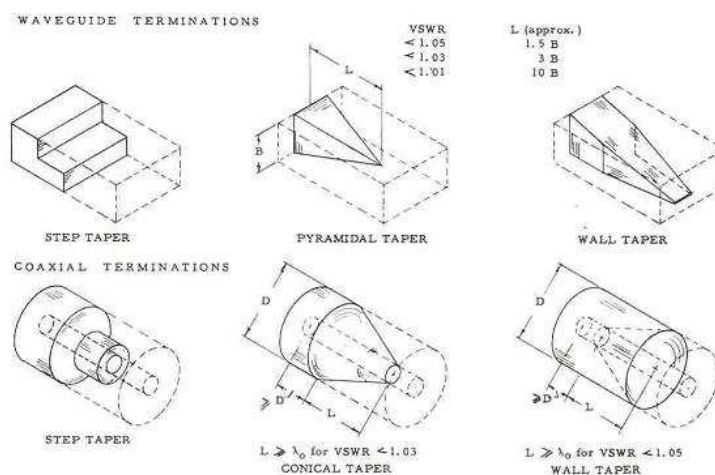
Après avoir conçu les lignes de transmission, les coudes  $90^\circ$ , le diviseur de puissance et les coupleurs 3 dB et 23 dB en technologie SIW, un composant passif supplémentaire était nécessaire pour compléter la partie frontale du récepteur de la bande 3, à savoir la charge adaptée. La figure 4.48 montre que trois charges sont présentes dans l'architecture de récepteur, une pour chaque port non utilisé des coupleurs.



**Figure 4.48:** Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA.

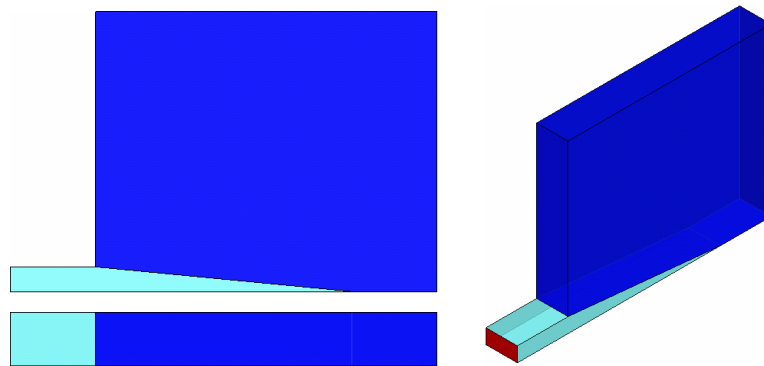
#### 4.4.1. Conception d'une charge adaptée pour guide SIW

Lorsque la technologie guide d'onde est utilisée, une charge adaptée peut être conçue en insérant un matériau contenant de la ferrite [4.10] à l'intérieur du guide d'onde (figure 4.49). Les parties en pointillés représentent les guides d'ondes.

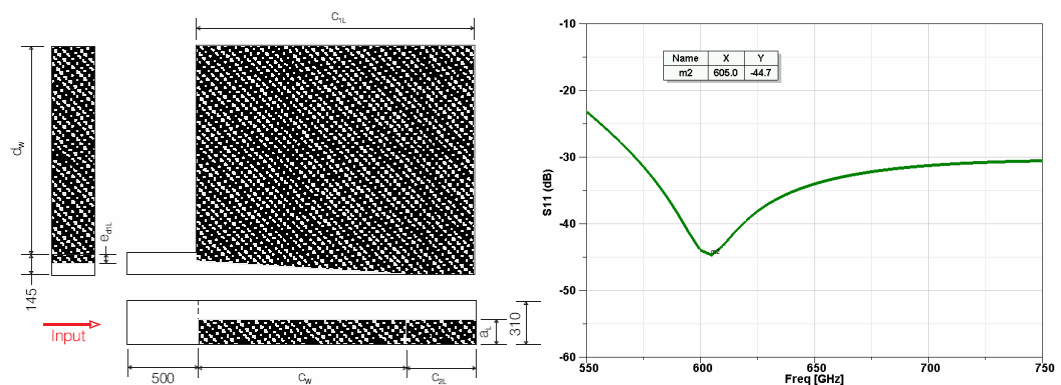


**Figure 4.49:** Différentes formes possibles pour les absorbants chargés magnétiquement pour guides d'ondes [4.10].

Le matériau absorbant est suffisamment dense pour être usiné avec une machine à commande numérique conventionnel, mais les formes géométriques permettant d’obtenir un bon coefficient de réflexion et des pertes d’insertion conséquentes peuvent également être obtenues par moulage. Une autre utilisation intéressante de ce type de matériau absorbant fut proposée par F. P. Mena [4.11]. Son idée est présentée à la figure 4.50. La figure 4.51 montre, quant à elle, le coefficient de réflexion simulé de la structure. Ce dernier est inférieure à  $-28\text{dB}$  sur environ 28 % de largeur de bande.



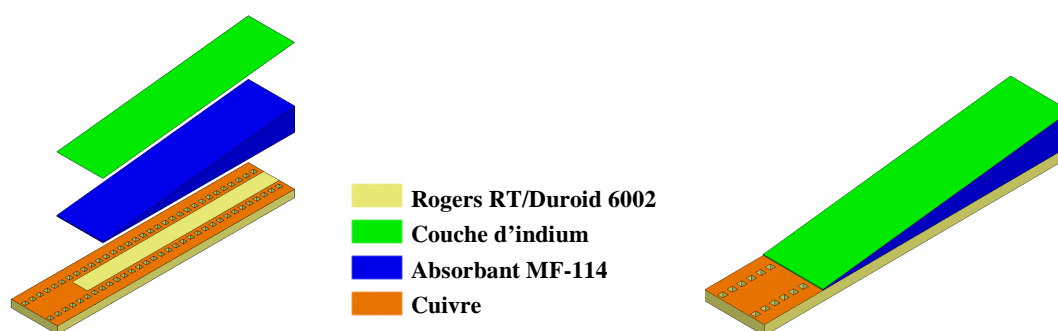
**Figure 4.50:** Charge guide d’onde proposée dans [4.11]. A l’extrémité du guide d’onde (en bleu clair sur la figure) une grande cavité partiellement remplie de matériau absorbant (en bleu foncé sur la figure) est construite.



**Figure 4.51:** Coefficient de réflexion simulé lorsque  $C_w = d_w = 1500\mu\text{m}$ ,  $e_{d1L} = 0$ ,

$$a_L = 310\mu\text{m} \text{ et } C_{2L} = 1000\mu\text{m}.$$

Bien que le fait d'insérer un matériau absorbant complètement, ou de façon partielle, dans un guide d'onde donne de bons résultats en termes d'adaptation et de pertes d'insertion, cette option n'est pas envisageable avec la technologie SIW. En effet, les épaisseurs des substrats sont trop faibles. Par exemple, pour une fréquence d'opération de 100 GHz il est possible d'utiliser des épaisseurs aussi faibles que  $127\ \mu\text{m}$ . De plus, les dimensions de la cavité peuvent être contraignantes pour des circuits planaires. Nous avons donc opté pour une solution plus compacte et efficace: le transfert de puissance par effet de couplage. La nouvelle charge est présentée à la figure 4.52.

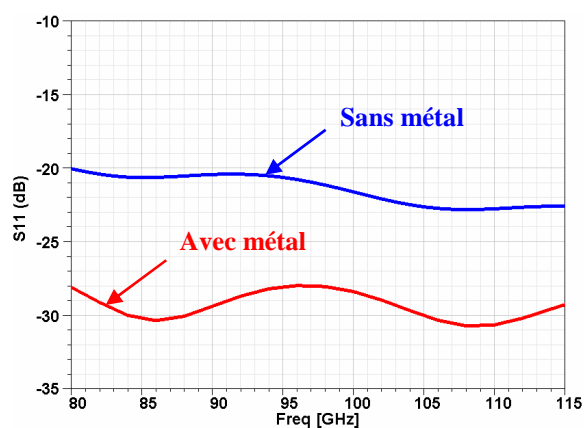


**Figure 4.52:** Topologie de la nouvelle charge adaptée pour guide SIW.

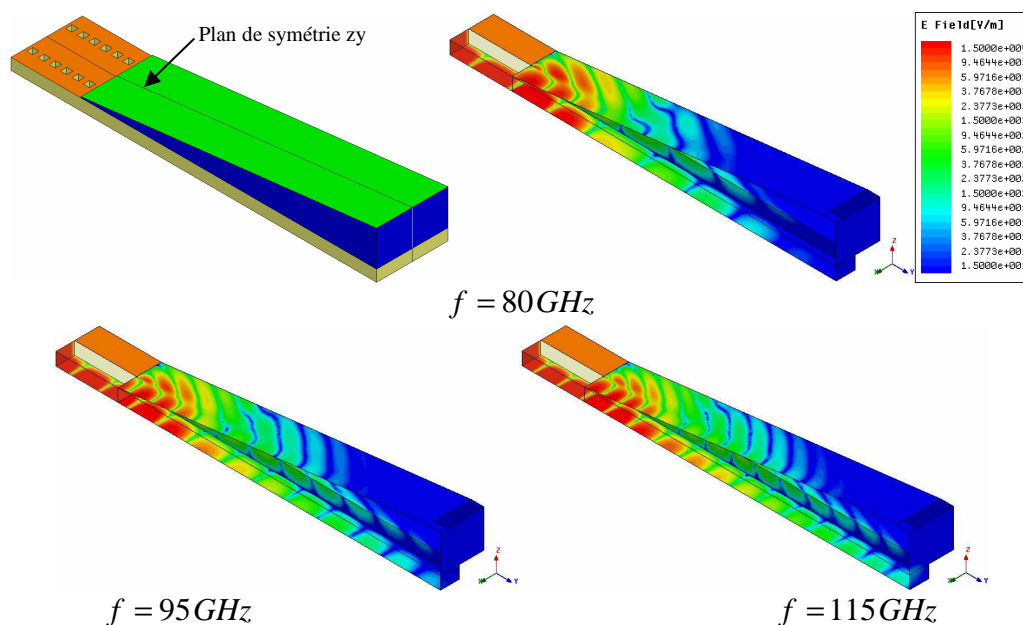
Une fente est pratiquée sur la face supérieure du guide SIW pour permettre de diriger l'énergie vers le matériau absorbant MF-114 de la compagnie Emerson & Cuming. L'atténuation est proportionnelle à la longueur et à la largeur de cette fente de couplage, ainsi, il est possible d'optimiser très simplement l'efficacité de la charge en fonction de l'espace disponible lors de la conception du récepteur. La longueur de l'absorbant doit être suffisante pour permettre une atténuation de l'onde (on obtient un minimum de 43 dB pour une longueur de 13.2 mm) sur toute la bande de fréquence (i.e. 80–115 GHz). Le changement progressif de la hauteur de l'absorbant permet de conserver un faible coefficient de réflexion ( $S_{11} < -28$  dB). La couche d'indium permet également d'améliorer l'adaptation, comme le montre la figure 4.53. Une alternative à l'utilisation de l'indium est de déposer une couche de cuivre ou d'or (ou tout autre conducteur) sur les faces supérieure et latérales de l'absorbant par pulvérisation



cathodique. La figure 4.54 montre le champ électrique le long de la charge pour les fréquences de 80, 95 et 115 GHz. On peut constater que l'onde est progressivement et efficacement atténuée le long de la charge adaptée.



**Figure 4.53:** Coefficients de réflexion pour la charge adaptée SIW sans et avec une couche de métal sur la face supérieure de l'absorbant.



**Figure 4.54:** Champ électrique dans le guide SIW et dans la charge adaptée pour les fréquences 80, 95 et 115 GHz.



La figure 4.55 montre les dimensions (en  $\mu m$ ) de la fente de couplage et du matériau absorbant.

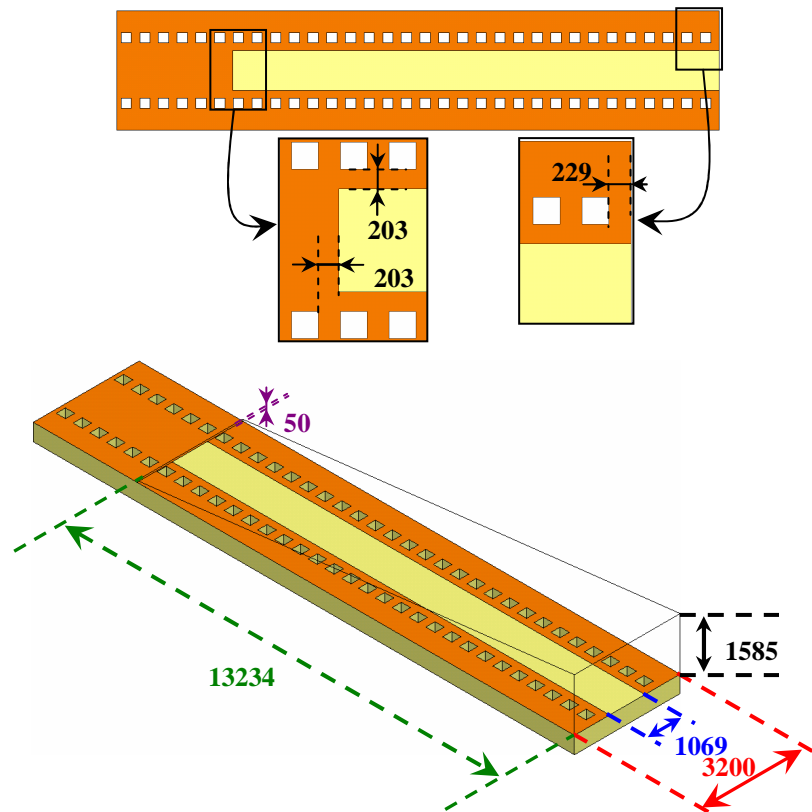
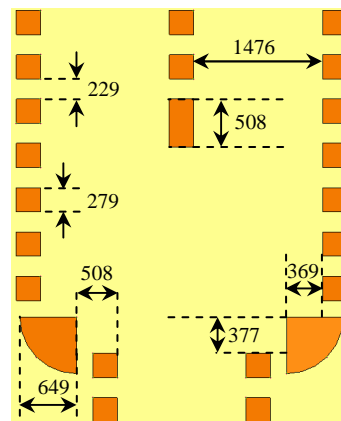


Figure 4.55: Dimensions (en  $\mu m$ ) de la charge SIW.

#### 4.4.2. Simulations du circuit RF SIW

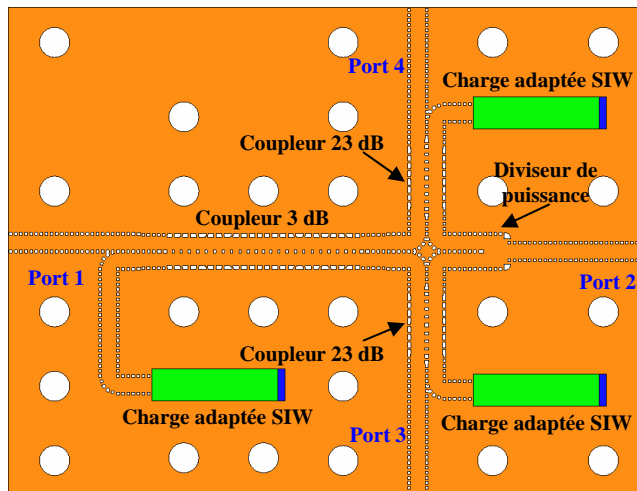
La structure finale de la partie frontale passive du récepteur (appelée circuit hybride) opérant dans la bande 3, et en technologie SIW, peut maintenant être construite à partir des circuits précédemment conçus en utilisant la technologie SIW. Le circuit hybride comporte donc un coupleur 3 dB, deux coupleurs 23 dB, un diviseur de puissance et trois charges adaptées. On a vu précédemment que le coupleur 3 dB présentait de très bonnes performances dans la bande 83.25–112 GHz (BW=29.5 %). Pour atteindre toute la bande du projet ALMA, qui est de 84 à 116 GHz (BW=32 %) il

aurait fallu ajouter un peu plus de fentes de couplage. Mais augmenter le nombre de fentes signifiait une diminution de la distance entre chaque fente, autrement dit une réduction des dimensions des trous métallisés dans le cas du coupleur SIW. Or dans ce cas de figure, une métallisation homogène des vias n'aurait pu être garantie pour l'élaboration de nos prototypes. Pour un signal RF dans la bande 83.25–112 GHz, le signal LO (oscillateur local) est compris dans l'intervalle 91.25–104 GHz. Ainsi, le diviseur de puissance SIW a été légèrement modifié pour optimiser le coefficient de réflexion à son entrée (voir le résultat à la figure 4.58a) dans cette bande de fréquence. Les nouvelles dimensions sont données à la figure 4.56. Les dimensions des lignes, des coudes, des coupleurs et des charges adaptées SIW restent inchangées.

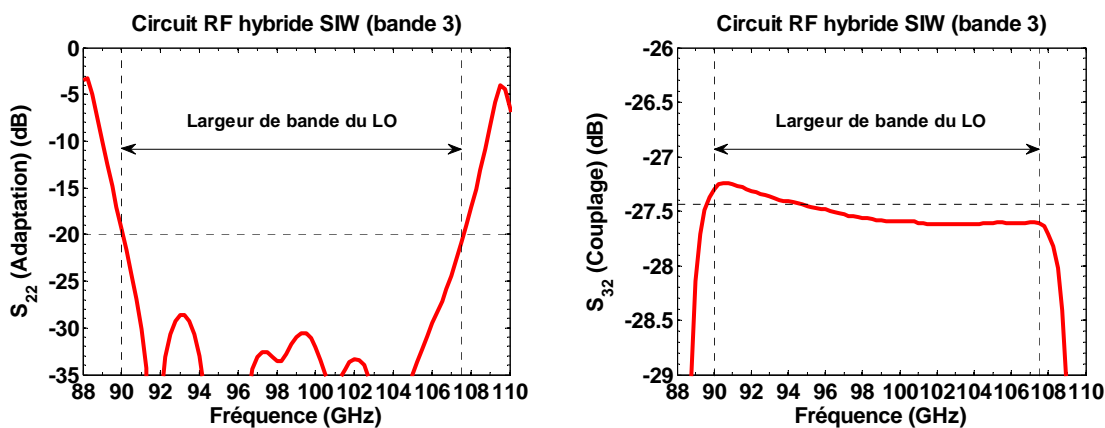


**Figure 4.56:** Dimensions du diviseur de puissance SIW.

Tout d'abord le circuit hybride a été simulé avec HFSS sans les transitions de guide SIW à guide RWG. La topologie du circuit est présentée à la figure 4.57. Le coefficient de réflexion simulé au port 2 (figure 4.58a),  $S_{22}$ , est inférieure à  $-20$  dB dans la bande 90–107.5 GHz (pour un fonctionnement dans la bande 92–108 GHz, le diviseur de puissance décrit aux figures 3.28 et 3.29 du chapitre 3 sera plus adapté). Sur la même figure on a le couplage entre les ports 2 et 3 (le résultat est identique pour le couplage entre les ports 2 et 4) qui est égale à  $S_{32} = -27.4$  dB  $\pm$  0.2 dB pour  $f = 90$ –107.5 GHz.

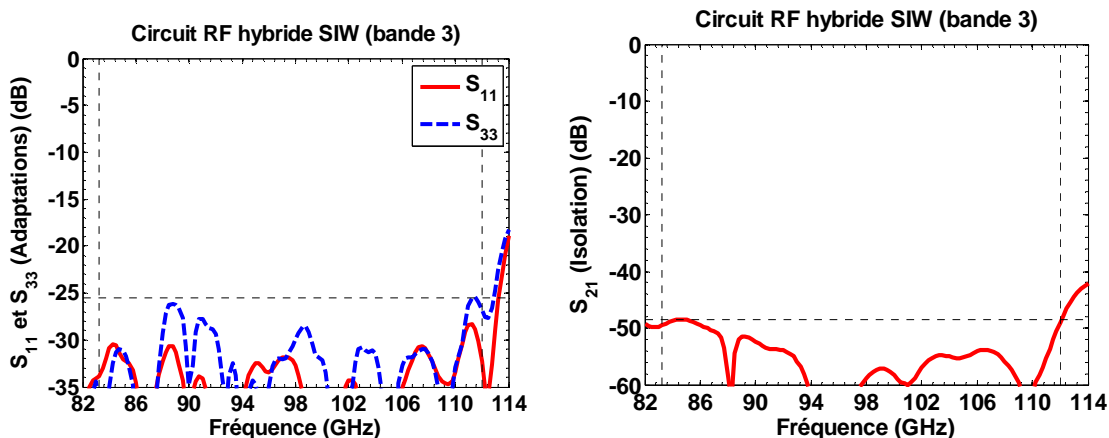


**Figure 4.57:** Topologie du circuit hybride SIW sans transitions SIW - RWG.



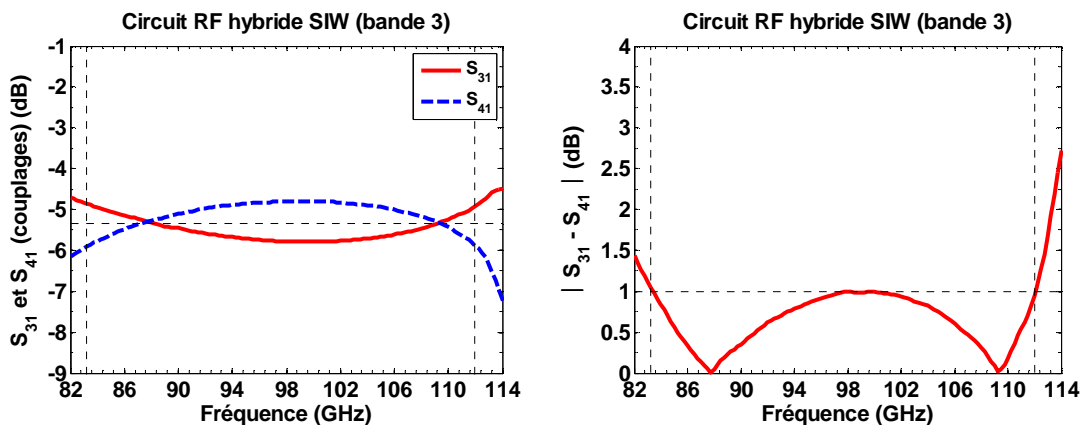
**Figure 4.58a:** Adaptation au port 2,  $S_{22}$ , et couplage LO,  $S_{32}$ , simulés du circuit hybride SIW sans les transitions SIW-RWG.

La figure 4.58b présente les adaptations aux ports 1 et 3 ainsi que l'isolation entre les ports 1 et 2. Le coefficient de réflexion simulé au port 3 est inférieure à  $-25.5$  dB et il est d'au moins  $-28.3$  dB au port 1 dans la bande RF (83.25–112 GHz). L'isolation entre les ports 1 et 2 est supérieure à  $48.5$  dB sur la même bande de fréquence. Le paramètre  $S_{21}$  représente en fait la somme de l'isolation du coupleur 23 dB, du facteur de couplage du coupleur 3 dB et des pertes d'insertion issues du diviseur de puissance.

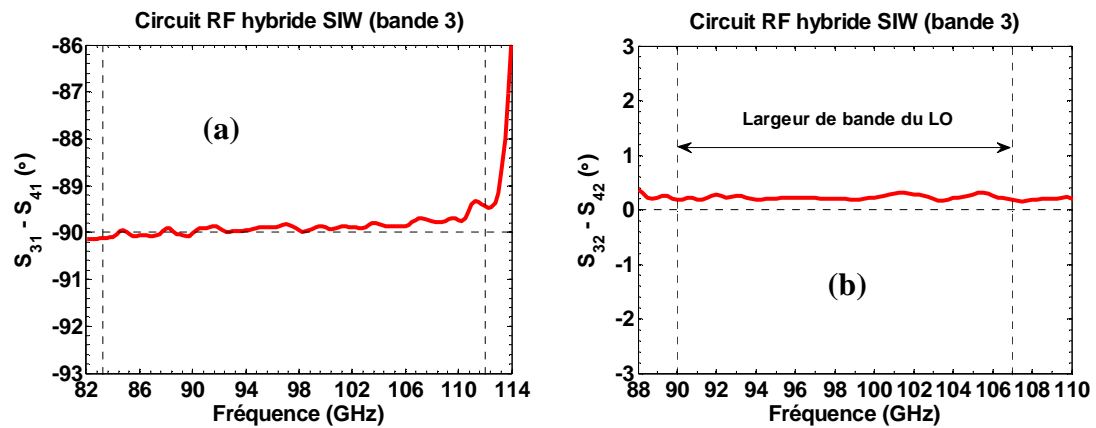


**Figure 4.58b:** Adaptations  $S_{11}$  et  $S_{33}$ , et isolation,  $S_{21}$ , simulés du circuit hybride SIW sans les transitions SIW-RWG.

La figure 4.58c présente les paramètres de couplage RF  $S_{31}$  et  $S_{41}$ , ainsi que la différence  $|S_{31} - S_{41}|$  dans la bande RF. On a bien  $|S_{31} - S_{41}| < 1$  dB sur toute la bande. Les différences de phases sont présentées à la figure 4.58d. On a  $\angle S_{31} - \angle S_{41} = 89.7^\circ \pm 0.4^\circ$  pour la bande de fréquence 83.25–112 GHz (signal RF) et  $\angle S_{32} - \angle S_{42} = 0.24^\circ \pm 0.1^\circ$  pour la bande 90–107 GHz.



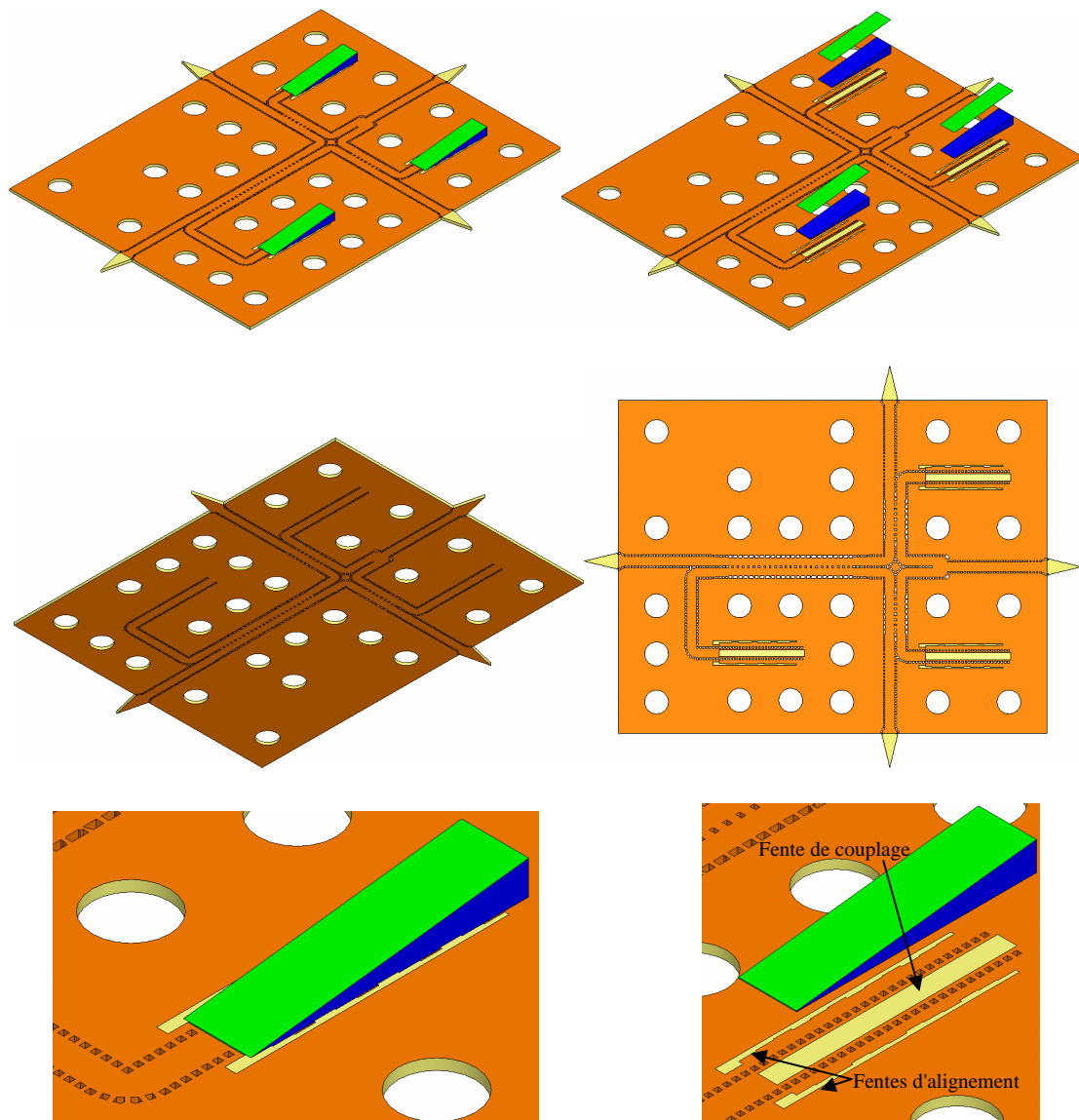
**Figure 4.58c:** Simulations des couplages RF  $S_{31}$  et  $S_{41}$  et de la différence  $|S_{31} - S_{41}|$  du circuit hybride SIW sans transitions SIW-RWG.



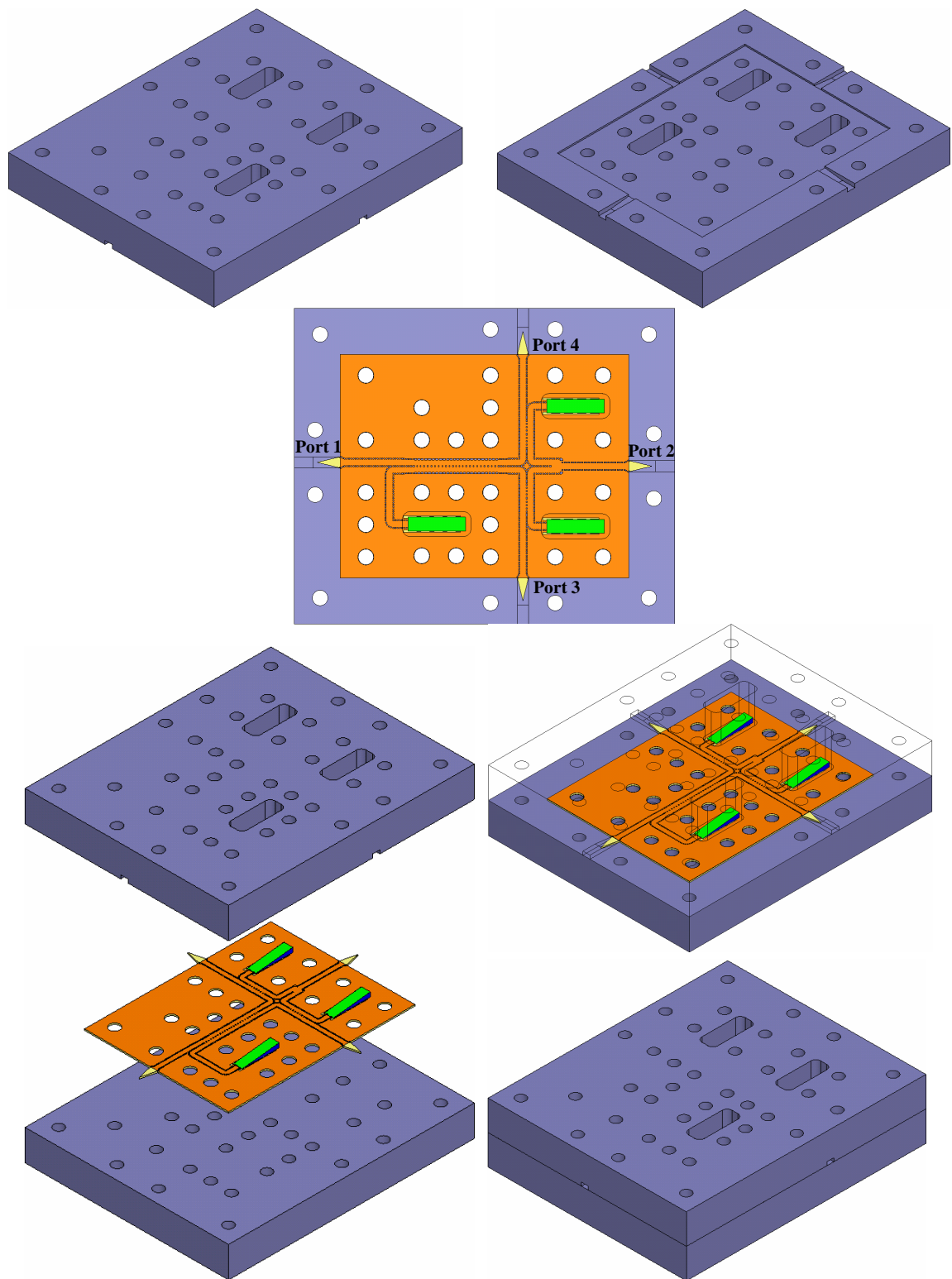
**Figure 4.58d:** Simulations de la (a): différence de phase ( $\angle S_{31} - \angle S_{41}$ ) et (b): différence de phase ( $\angle S_{32} - \angle S_{42}$ ) du circuit RF hybride SIW sans les transitions SIW-RWG.

Ce circuit hybride SIW permet donc d'obtenir de très bonnes performances RF sur près de 29.5 % de largeur de bande. Pour la fabrication et l'évaluation du prototype, des transitions SIW-RWG ont été ajoutées à chacun des quatre ports. Les films d'indium (qui apparaissent en vert à la figure 4.57), originalement destinés à améliorer le coefficient de réflexion à l'entrée de la charge adaptée, furent remplacés par une couche d'or de quelques micromètres d'épaisseur déposée par pulvérisation cathodique. Ce remplacement présente deux avantages, le premier est l'obtention d'une déposition homogène de cuivre sur toutes les surfaces extérieures de l'absorbant MF-114, permettant ainsi une amélioration optimale du coefficient de réflexion. Le deuxième avantage est l'obtention d'un blindage intrinsèque, isolant le circuit d'éventuelles ondes parasites extérieures. Les figures 4.59a et 4.59b montrent le circuit RF hybride dans sa configuration finale ainsi que la base d'aluminium. La vue explosée du circuit SIW permet de distinguer les fentes de couplage des charges adaptées. La face inférieure du circuit RF hybride représente le plan de masse et il recouvre la totalité du circuit, y compris les pointes de substrat. Des évidements sont pratiqués dans la base d'aluminium pour que les trois charges SIW ne touchent pas le couvercle (qui apparaît en transparence sur la figure). Les sorties guides d'ondes de la base d'aluminium ont les dimensions du standard WR-10. Les fentes d'alignement pratiquées de chaque côté des

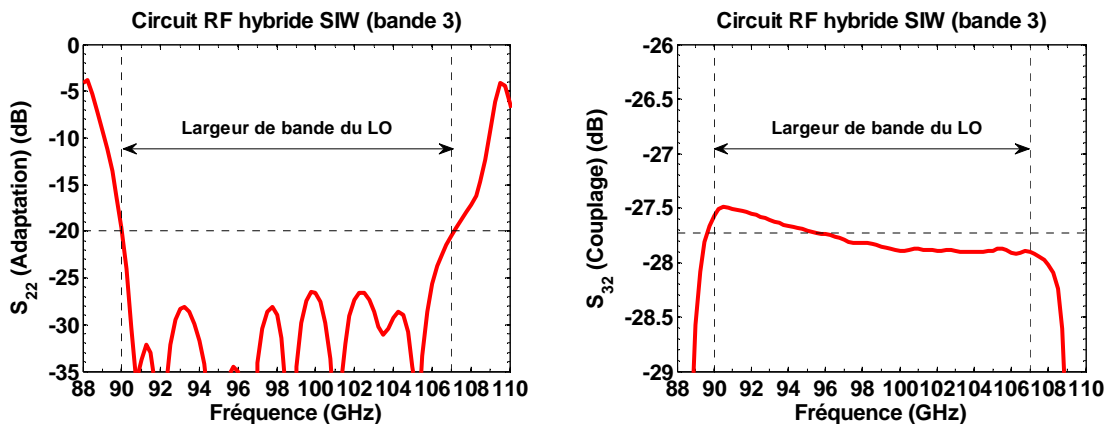
charges SIW (voir figure 4.59a) servent uniquement à aligner ces dernières lorsqu'elles sont collées sur le circuit avec de la colle époxy. La figure 4.60a présente les résultats de simulation du coefficient de réflexion au port 2,  $S_{22}$ , et du facteur de couplage LO,  $S_{32}$ , du circuit RF hybride avec les transitions SIW-RWG.



**Figure 4.59a:** Topologie finale du circuit RF hybride SIW avec les transitions SIW-RWG.

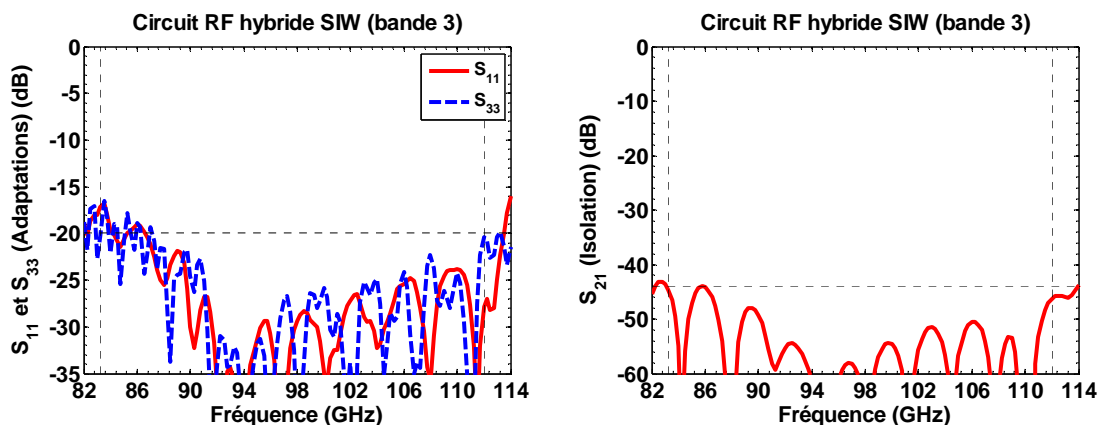


**Figure 4.59b:** Blocs d'aluminium et positionnement du circuit RF hybride SIW dans la base.



**Figure 4.60a:** Adaptation  $S_{22}$  et facteur de couplage LO,  $S_{32}$ , simulés du circuit hybride SIW avec les transitions SIW-RWG.

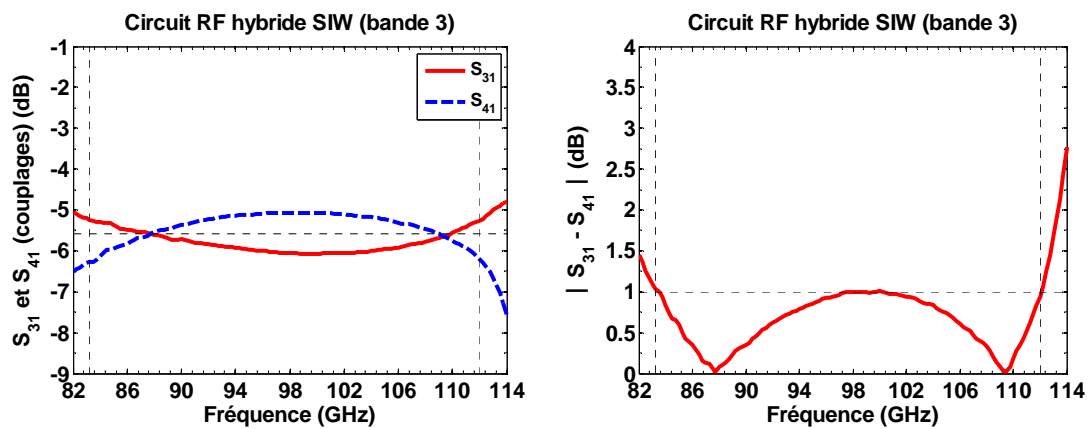
Le coefficient de réflexion au port 2,  $S_{22}$ , est inférieur à  $-20$  dB et le facteur de couplage entre les ports 2 et 3 est égale à  $S_{32} = S_{42} = -27.7$  dB  $\pm$  0.2 dB dans la bande 90–107 GHz. La figure 4.60b présente les adaptations aux ports 1 et 3 ainsi que l'isolation entre les ports 1 et 2 du circuit hybride avec les transitions SIW-RWG. Les coefficients de réflexion simulés sont inférieurs à  $-16.5$  dB et l'isolation est supérieure à 44 dB dans la bande 83.25–112 GHz.



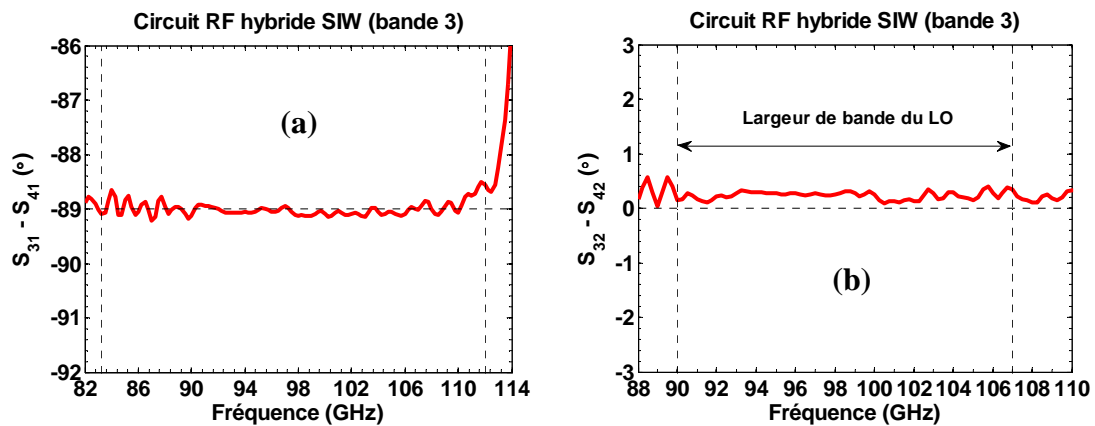
**Figure 4.60b:** Simulations des adaptations,  $S_{11}$  et  $S_{33}$ , et de l'isolation  $S_{21}$ , du circuit hybride SIW avec transitions SIW-RWG.



La figure 4.60c présente les paramètres de couplage RF  $S_{31}$  et  $S_{41}$ , ainsi que la différence  $|S_{31} - S_{41}|$  dans la bande RF pour la configuration avec transitions SIW-RWG (On respecte bien l'inégalité  $|S_{31} - S_{41}| < 1 \text{ dB}$  sur toute la bande RF). Les différences de phases, avec  $(\angle S_{31} - \angle S_{41}) = 88.9^\circ \pm 0.35^\circ$  dans la bande 83.25–112 GHz (RF) et  $(\angle S_{32} - \angle S_{42}) = 0.25^\circ \pm 0.2^\circ$  dans la bande 90–107 GHz (LO) sont à la figure 4.60d.

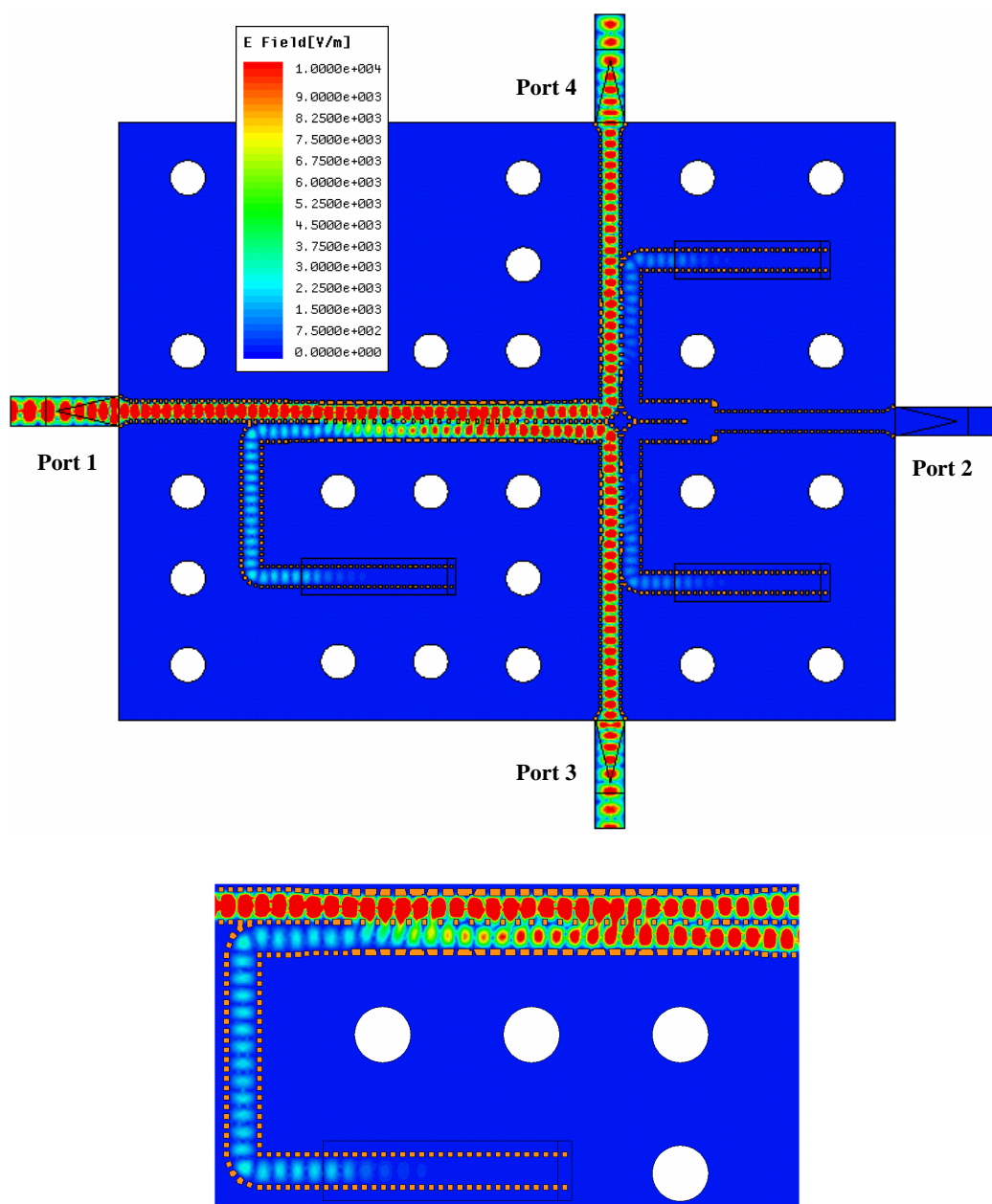


**Figure 4.60c:** Simulations des couplages RF,  $S_{31}$  et  $S_{41}$ , et différence  $|S_{31} - S_{41}|$  du circuit hybride SIW avec transitions SIW-RWG.

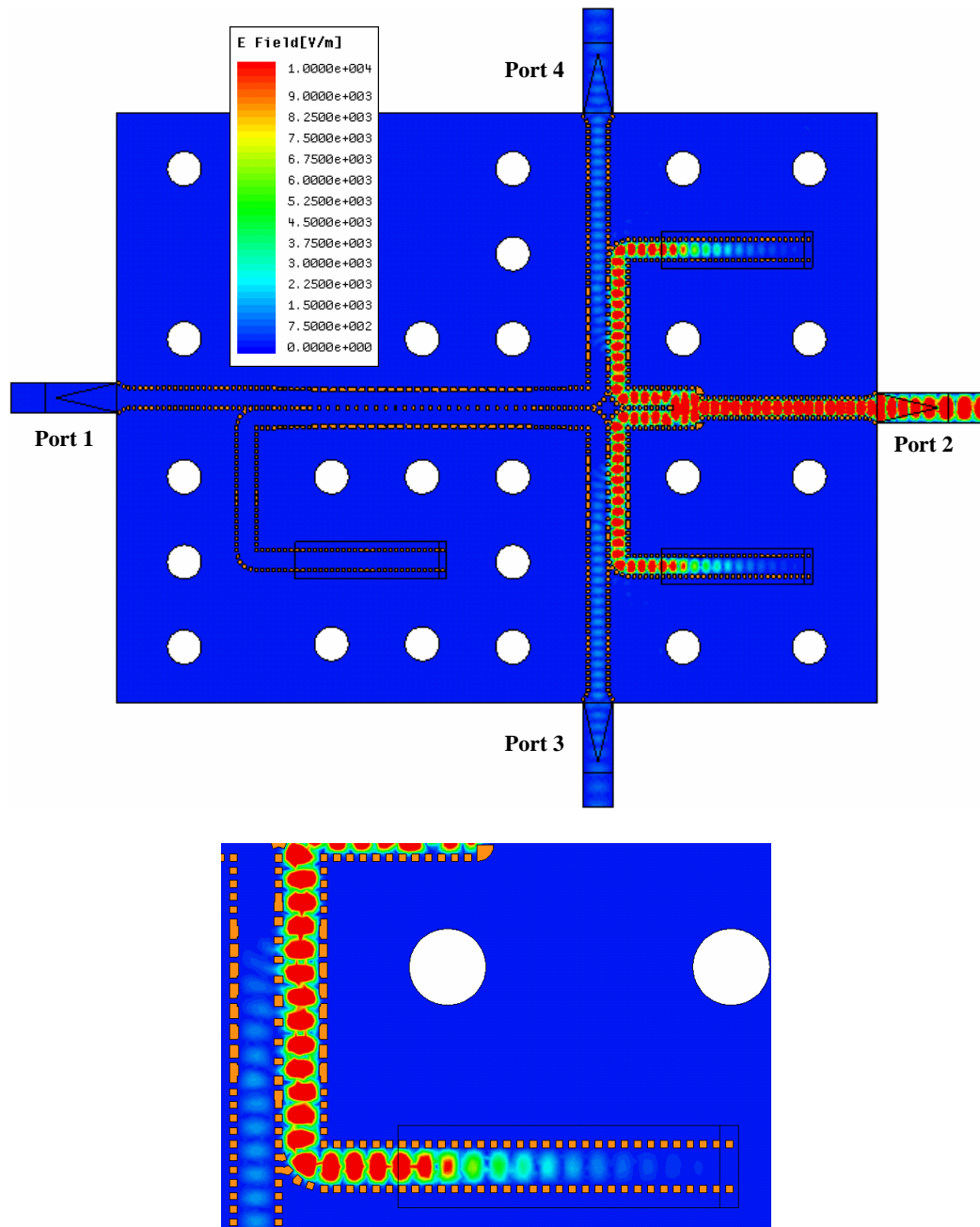


**Figure 4.60d:** Simulations de la (a): différence de phase  $(\angle S_{31} - \angle S_{41})$  et (b): différence de phase  $(\angle S_{32} - \angle S_{42})$  du circuit hybride SIW avec Les transitions SIW-RWG.

Les figures 4.61a et 4.61b montrent les champs électriques à l'intérieur de la structure lorsque cette dernière est excitée par une onde incidente aux ports 1 et 2, respectivement.



**Figure 4.61a:** Champ électrique à la fréquence de 112 GHz pour le circuit RF hybride SIW lorsqu'on a une onde incidente au port 1.

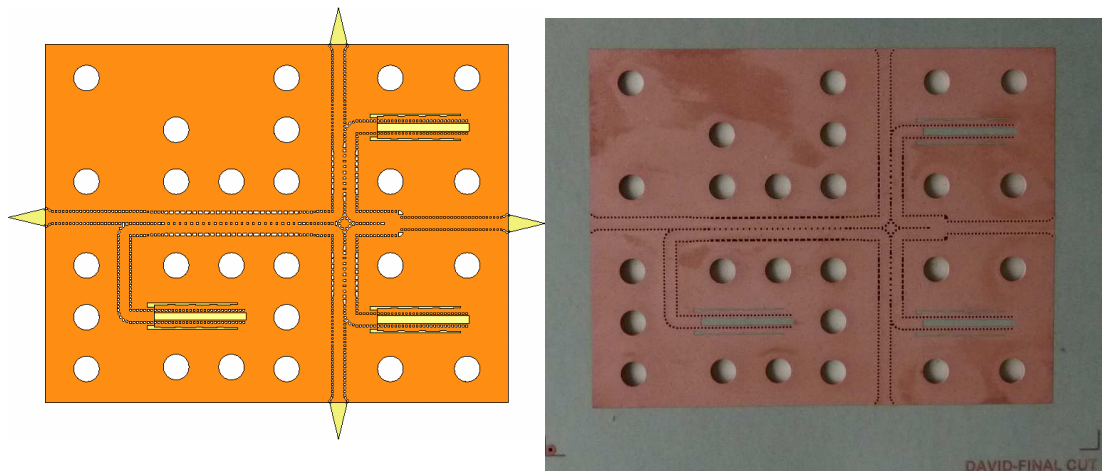


**Figure 4.61b:** Champ électrique à la fréquence de 112 GHz pour le circuit RF hybride SIW lorsqu'on a une onde incidente au port 2.

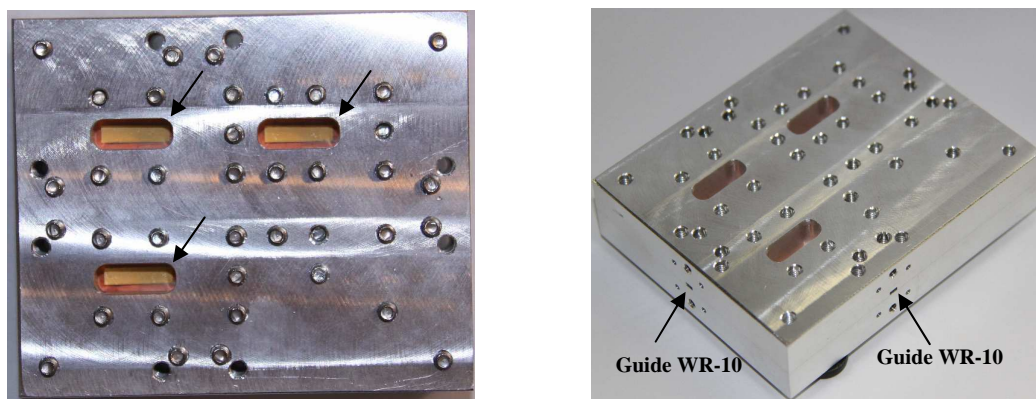
On peut constater que dans les deux cas l'onde est efficacement absorbée dans la charge adaptée.

#### 4.4.3. Mesure du prototype du circuit RF hybride SIW

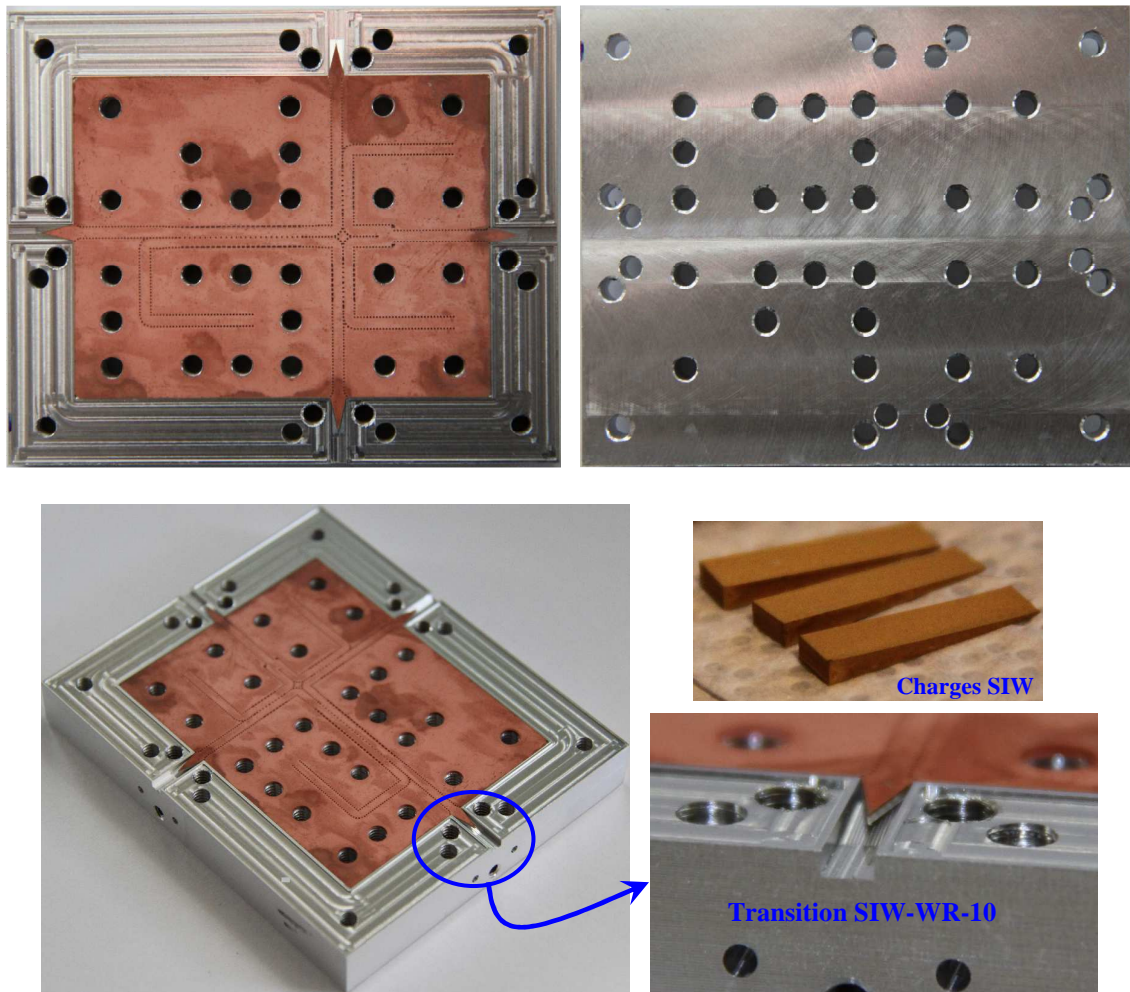
Après avoir évalué les performances RF du circuit RF hybride SIW avec le logiciel HFSS, un prototype a été fabriqué selon le même principe que les circuits SIW précédents. La figure 4.62 montre le circuit SIW seul avant le découpage final du contour au laser. Les figures 4.63 et 4.64 présentent également la base d'aluminium permettant de mesurer les performances du circuit SIW avec le VNA.



**Figure 4.62:** Prototype du circuit RF hybride SIW sur substrat Duroid/RT6002 (avec une métallisation de cuivre) avant la coupe finale du contour au laser.



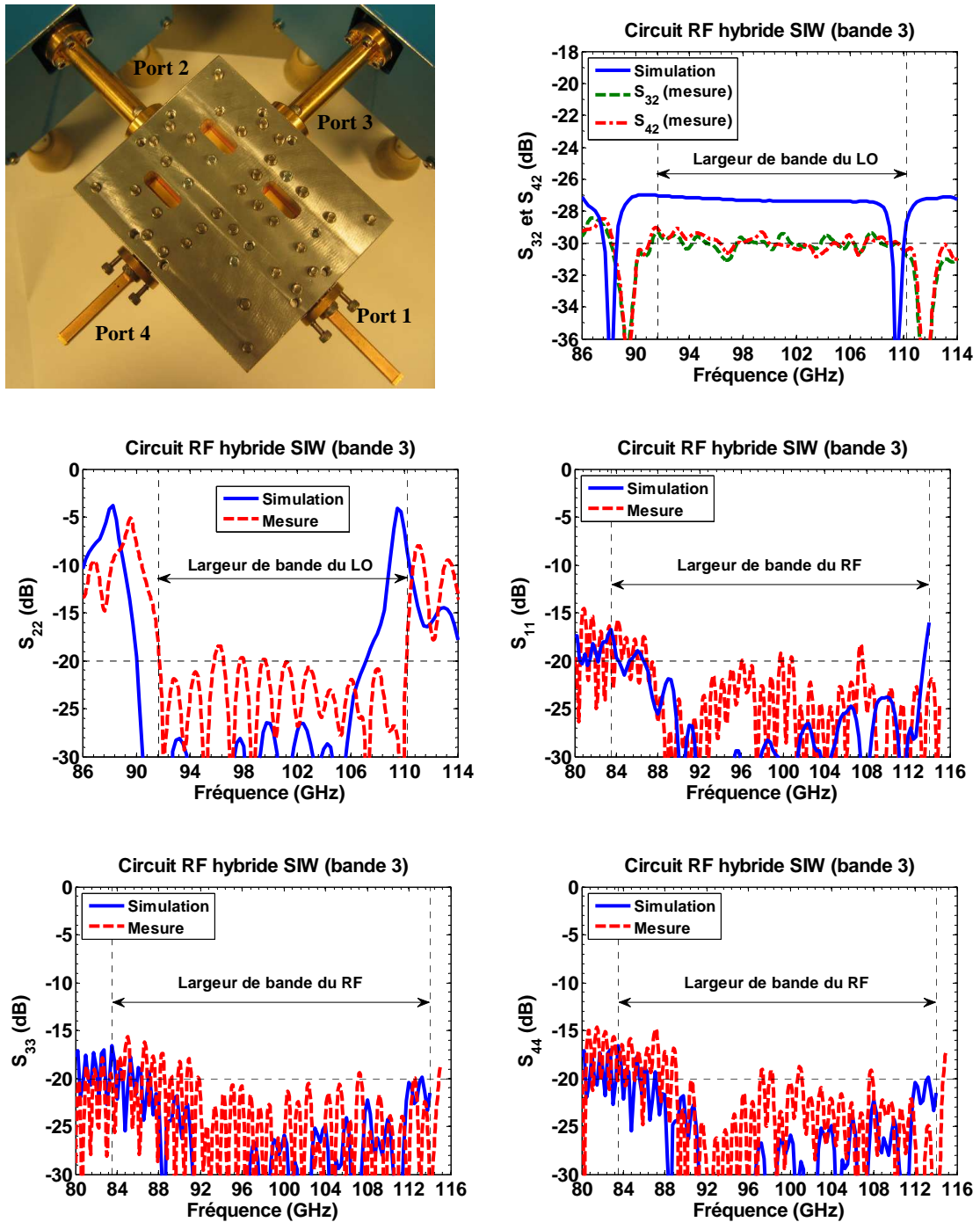
**Figure 4.63:** Base d'aluminium permettant la mesure des paramètres S du circuit SIW (la localisation des trois charges pour les coupleurs SIWs est indiquée).



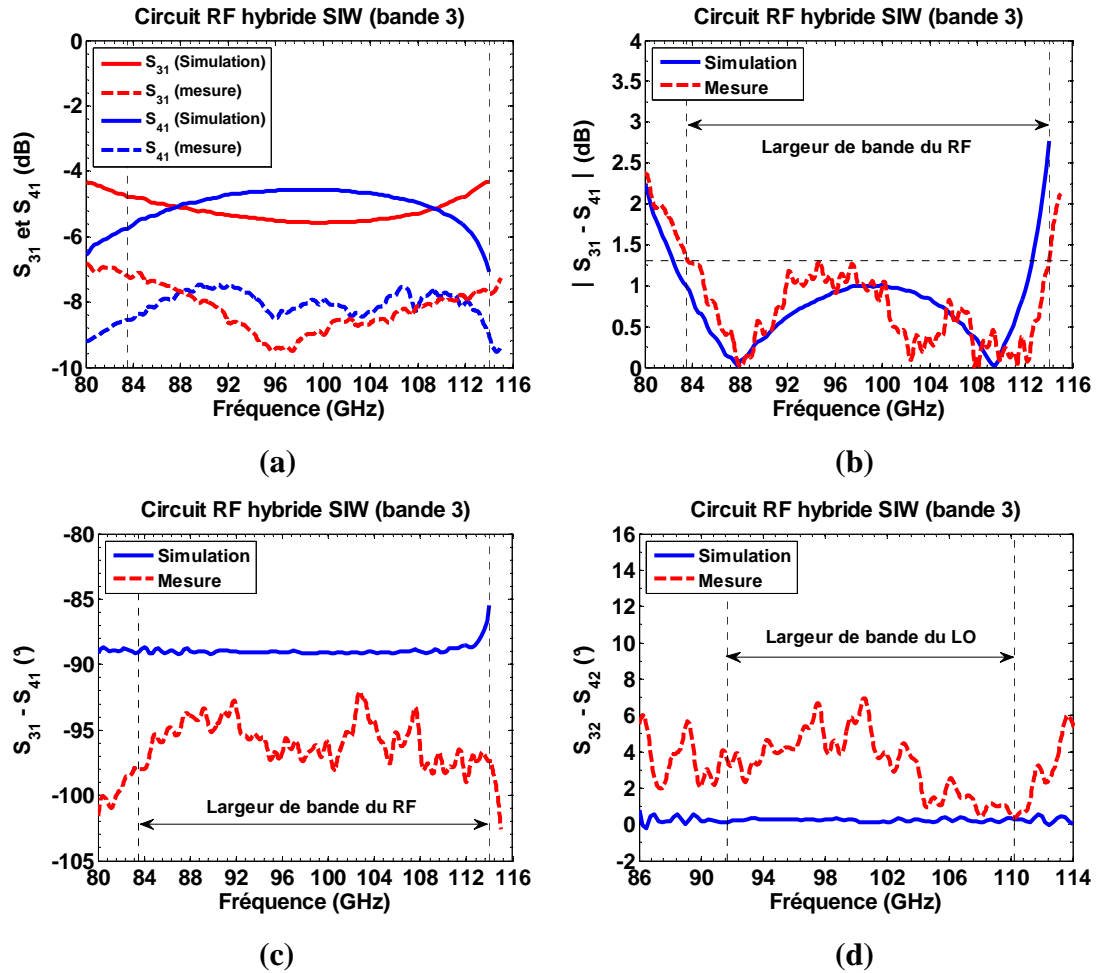
**Figure 4.64:** Positionnement du circuit SIW dans la base d'aluminium et vue détaillée de la transition de guide SIW à guide WR-10.

Les paramètres  $S$  du circuit SIW ont été mesurés en utilisant les modules d'extension V10VNA2 T/R 116 de la compagnie OML (Oleson Microwave Labs). Ces modules permettent de mesurer les circuits dans la bande 75–116 GHz au lieu de la traditionnelle bande 75–110 GHz et une calibration SSLT (Short-Short-Load-Thru) a été préalablement effectuée. Des charges adaptées pour guides WR-10 ont été connectées aux ports non utilisés. Les paramètres  $S$  simulés et mesurés sont présentés aux figures 4.65 et 4.66. Les effets des transitions SIW-RWG ont été défalqués des mesures des paramètres de transmission.





**Figure 4.65:** Simulations et mesures des paramètres d'adaptation,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  et  $S_{44}$ , et de transmission (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG),  $S_{32}$  et  $S_{42}$  (coupleur 23 dB + diviseur de puissance 3 dB).



**Figure 4.66:** Simulations et mesures (a): des paramètres de transmission (après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG),  $S_{31}$  et  $S_{41}$ , correspondant au facteur de couplage du coupleur 3 dB, (b) de la différence d'amplitude,  $|S_{31} - S_{41}|$  et des différences de phase (c):

$$(\angle S_{31} - \angle S_{41}) \text{ et (d): } (\angle S_{32} - \angle S_{42}).$$

Les adaptations mesurées au port d'entrée RF (port 1) et aux deux ports de sortie (port 3 et 4) sur la bande de fréquence RF (83.5–114 GHz) sont:  $S_{11} < -15.8 \text{ dB}$ ,  $S_{33} < -15.7 \text{ dB}$  et  $S_{44} < -15 \text{ dB}$ . La largeur de bande maximale utilisable pour le signal LO est imposée par le niveau du coefficient de réflexion au port 2. On peut voir sur la figure 4.65 que  $S_{22} < -18.5 \text{ dB}$  sur la bande 91.7–110.2 GHz. Sur la même largeur de

bande, on peut voir que les valeurs des paramètres de transmission  $S_{32}$  et  $S_{42}$  sont égales à  $S_{32} \approx S_{42} = -29.9 \text{ dB} \pm 0.8 \text{ dB}$ . La figure 4.66a présente les paramètres de couplage RF  $S_{31}$  ( $= 8.3 \text{ dB} \pm 1.1 \text{ dB}$ ) et  $S_{41}$  ( $= 8 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ ) après avoir défalqué les effets des transitions SIW-RWG. La différence  $|S_{31} - S_{41}|$  dans la même bande de fréquence est donnée à la figure 4.66b. On a  $|S_{31} - S_{41}| < 1.3 \text{ dB}$  sur tout l'intervalle. Les différences de phases, avec  $(\angle S_{31} - \angle S_{41}) = 95.5^\circ \pm 3.4^\circ$  dans la bande 83.25–112 GHz (bande RF) et  $(\angle S_{32} - \angle S_{42}) = 3.6^\circ \pm 3.3^\circ$  dans la bande 90–107 GHz (bande LO) sont données aux figures 4.66c et 4.66d, respectivement.

#### 4.5. Conclusion

Il a été montré dans ce chapitre que des coupleurs SIW monocouches opérant sur près de 30 % de largeur de bande et centrés sur 100 GHz pouvaient être conçus. Une charge adaptée large bande pour guides SIWs fut également conçue. Les simulations prédisent une adaptation d'au moins  $-25 \text{ dB}$  et des pertes d'insertion d'environ  $45 \text{ dB}$  sur la bande 80–115 GHz (BW=36 %) pour ce type de charge. La densité du matériau absorbant utilisé est suffisante pour usiner ce dernier avec une fraiseuse à commande numérique ou encore avec un laser. Originellement, une couche d'indium devait être collée sur la face supérieure de la charge adaptée, et ce, afin d'améliorer le coefficient de réflexion (voir figure 4.53). Finalement c'est une couche d'or qui a été déposée par pulvérisation cathodique sur toutes les faces de la charge, sauf sur la face inférieure pour permettre le couplage de l'énergie en provenance du guide SIW. Cette solution présente l'avantage d'obtenir une métallisation plus homogène pour une efficacité optimale. Le fait de confiner l'absorbant dans une "cavité" métallique permet également d'obtenir un blindage contre d'éventuelles ondes parasites extérieures. Les figures 4.67 et 4.68 présentent la comparaison finale entre le circuit hybride RF conçu en technologie guide d'onde par le groupe d'ondes millimétriques de l'HIA et celui conçu en technologie SIW.



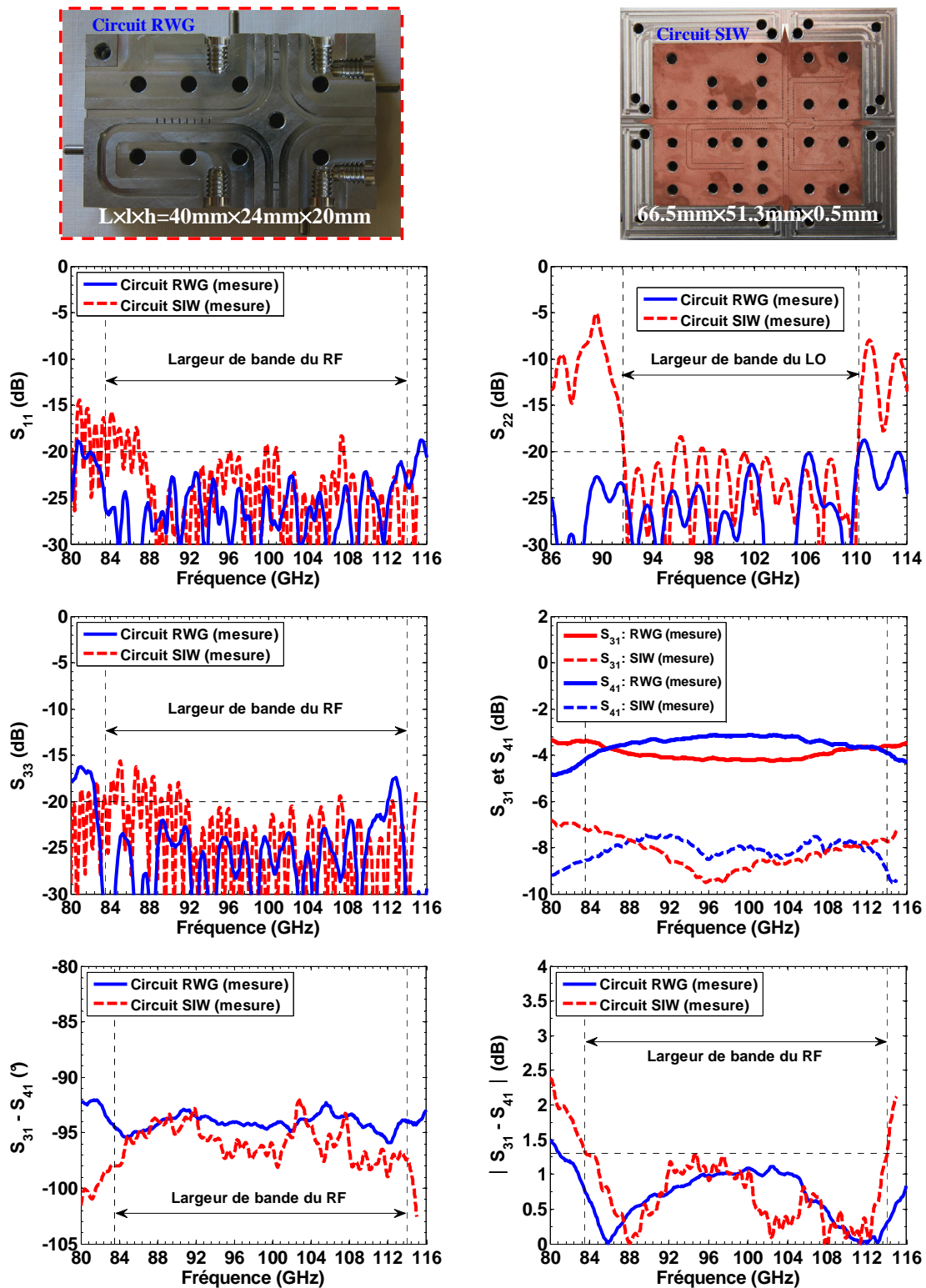
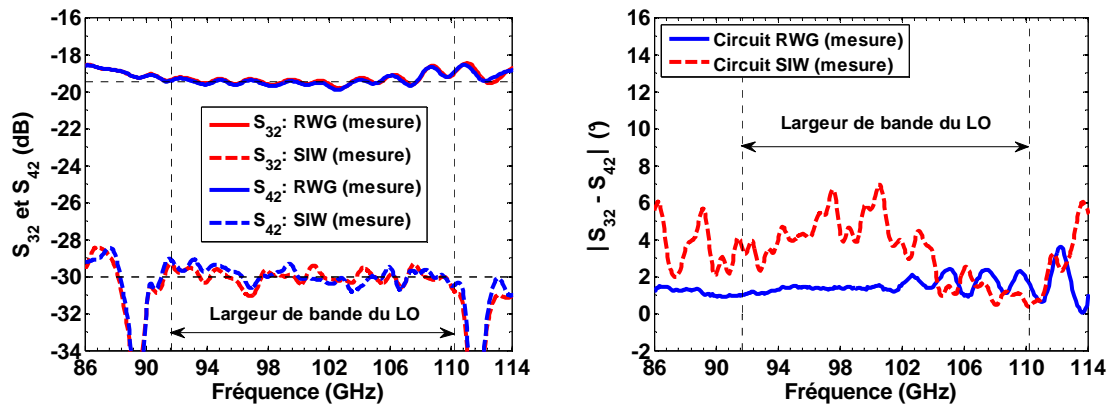


Figure 4.67: Mesures des paramètres S des circuits hybrides RWG et SIW.



**Figure 4.68:** Paramètres  $S_{32}$  et  $S_{42}$  et la différence de phase ( $\angle S_{32} - \angle S_{42}$ ) pour les circuits hybrides RWG et SIW.

On peut constater que les niveaux des adaptations sont similaires, et ce, malgré la dégradation de ces dernières entre 80 et 90 GHz due à la présence des transitions SIW-RWG dans le cas du circuit SIW. La différence des amplitudes  $|S_{31} - S_{41}|$  pour le circuit SIW, bien qu'un peu moins large bande, est de seulement 1.3 dB au lieu de 1 dB. Ce qui montre qu'une bonne symétrie est obtenue entre le trajet entre les ports 1 et 3 et celui entre les ports 1 et 4. On peut voir à la figure qu'on a  $|S_{32}| \approx |S_{42}|$  pour le circuit SIW, une bonne symétrie des trajets entre le port 2 et 3 et entre le port 2 et 4 est donc également obtenue. Les différences de phase  $\angle S_{31} - \angle S_{41}$  et  $\angle S_{32} - \angle S_{42}$  pour le circuit SIW ont des variations d'amplitudes maximales d'environ 7°. Les différences d'amplitudes des paramètres  $S_{32}$  et  $S_{42}$  (figure 4.68) entre les circuits SIW et RWG est d'abord due au fait que pour les circuits RWG et SIW, les facteurs de couplage (coupleurs LO) sont de 16 dB et 23 dB, respectivement. La deuxième raison est une augmentation des pertes d'insertion pour le SIW qui sont dues à des pertes diélectriques excessives (voir conclusion générale). Cette dernière raison permet également d'expliquer les différences d'amplitudes des paramètres  $S_{31}$  et  $S_{41}$  (figure 4.67) entre les circuits SIW et RWG.

## CHAPITRE V

### CONCEPTION D'ANTENNES ANTIPODALES À FENTES À OUVERTURE LINÉAIRE "AL TSA"

On présente dans ce chapitre la conception d'antennes AL TSA alimentées par une ligne SIW et opérant dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz.

#### 5.1. Antenne cornet du récepteur de la bande 3

L'aptitude de la technologie SIW à travailler dans les fréquences millimétriques, et plus particulièrement dans la bande 83–115 GHz, et sur des largeurs de bande importantes a pu être démontrée avec la conception d'un diviseur de puissance et de coupleurs. Cependant, pour obtenir un récepteur RF (figure 5.1) complètement intégré et de faibles dimensions, il était intéressant de pouvoir remplacer l'antenne cornet corrugée en technologie guide d'onde de la bande 3 par une antenne sur substrat alimentée par un guide planaire SIW. Cela permettrait aussi d'éviter les pertes additionnelles d'une transition pour diriger le signal RF vers le coupleur 3 dB (pour une antenne alimentée par une ligne à fente, il faudrait une transition de ligne à fente vers SIW).

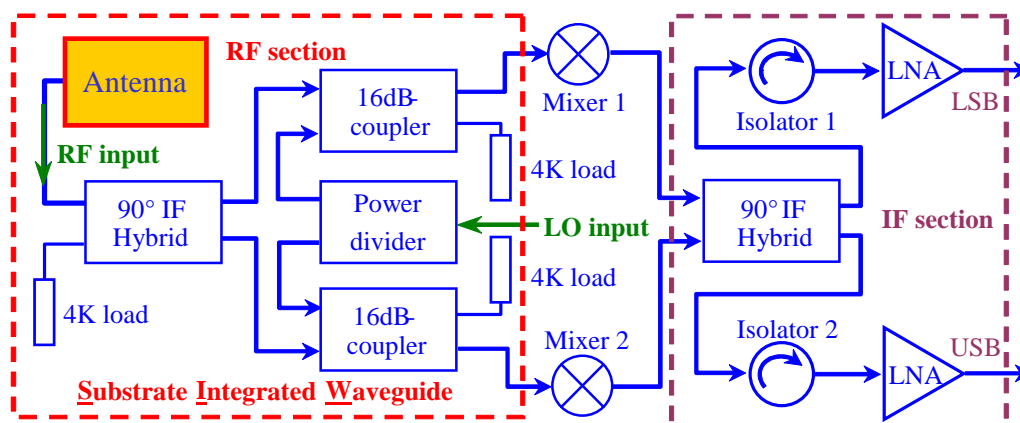
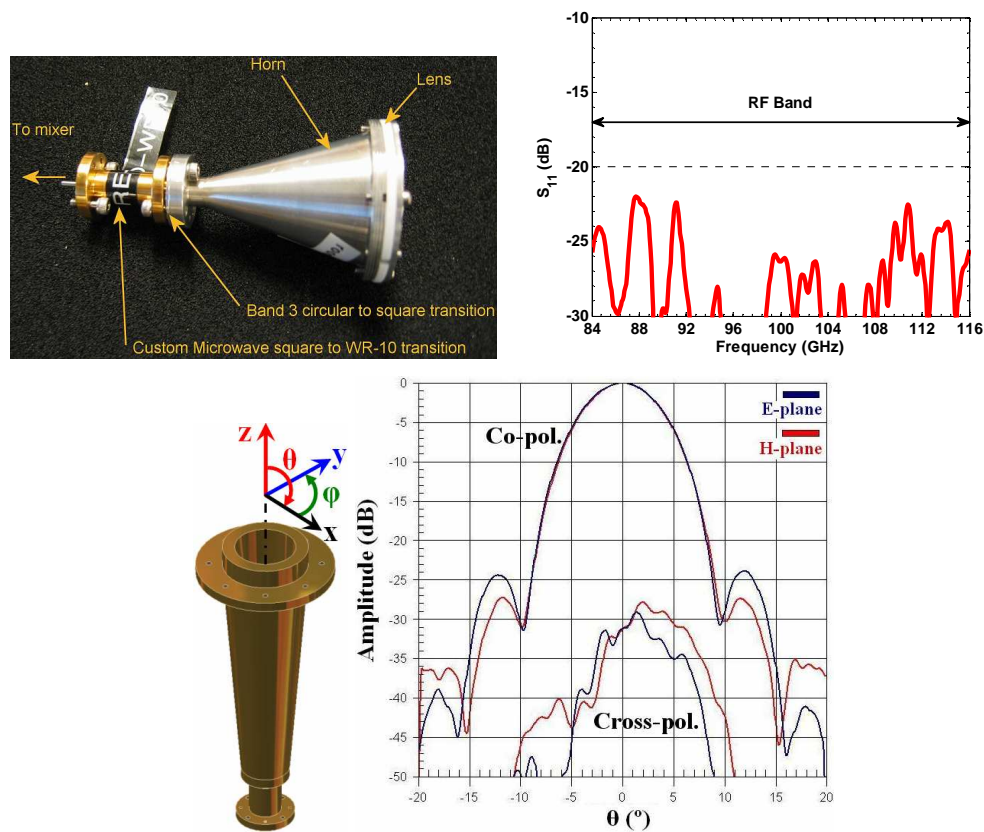


Figure 5.1: Architecture du récepteur de la bande 3 du projet ALMA.







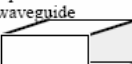

La figure 5.2 montre les mesures du coefficient de réflexion  $S_{11}$  ainsi que les diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisés mesurés dans les plans E et H en fonction de  $\theta$  et pour  $f = 100 \text{ GHz}$  de l'antenne cornet corrugée de la bande 3 [1.35]. Le coefficient de réflexion est inférieure à  $-22 \text{ dB}$  sur la bande 84–116 GHz. Pour  $f = 100 \text{ GHz}$  les largeurs des faisceaux (dans les plans E et H), ou largeurs angulaires, à  $-3 \text{ dB}$  sont d'environ  $8^\circ$ , le niveau de cross-polarisation maximal est à  $-28 \text{ dB}$  et les niveaux des lobes secondaires sont à  $-24 \text{ dB}$ .



**Figure 5.2:** Adaptation et diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisés dans les plans E et H mesurés de l'antenne cornet corrugée en fonction de  $\theta$  et pour  $f = 100 \text{ GHz}$ .

L'antenne sur substrat se devait d'être large bande (environ 30 %) et d'une taille relativement réduite. Or, une des contraintes de la plupart des antennes larges bandes est

que leurs dimensions sont assez conséquentes par rapport à la longueur d'onde. La figure 5.3 présente quelques antennes à large bande de fréquence [5.1]. Les largeurs de bandes sont exprimées en termes de rapport entre la borne supérieure et la borne inférieure. Par exemple pour un rapport 9:1 l'antenne pourra opérer dans la bande 1–9 GHz. L'intérêt d'utiliser une antenne sur substrat est que ses dimensions, contrairement à une antenne en guide d'onde, peuvent être réduites en augmentant la permittivité du diélectrique.

Element Type	Element Bandwidth	Beamwidth (HP)	Electrical Size		Polarization
			Diameter	Height	
Archimedean spiral 	~10:1	75	$0.5 \lambda_L$		Circular
Equiangular spiral 	~8:1	70	$0.5 \lambda_L$		Circular
Sinuuous 	~9:1	60-110	$0.4 \lambda_L$		Dual linear
Foursquare 	1.8:1	60-70	$0.35 \lambda_L$	$0.11 \lambda_L$	Dual linear
Microstrip patch 	3%	110	$\frac{0.49}{\sqrt{\epsilon_r}} \lambda_L$	$\ll \lambda_L$	Dual linear
Stacked patch 	40%	65	$\frac{0.40}{\sqrt{\epsilon_r}} \lambda_L$	$0.13 \lambda_L$	Dual linear
Open-ended waveguide 	20%	150	$\frac{0.7 \lambda_L}{\sqrt{\epsilon_r}}$	0	Linear
Vivaldi 	3:1	45-85	$\frac{1.2 \lambda_L}{\sqrt{\epsilon_r}}$	$\frac{2}{\sqrt{\epsilon_r}} \lambda_L$	Linear

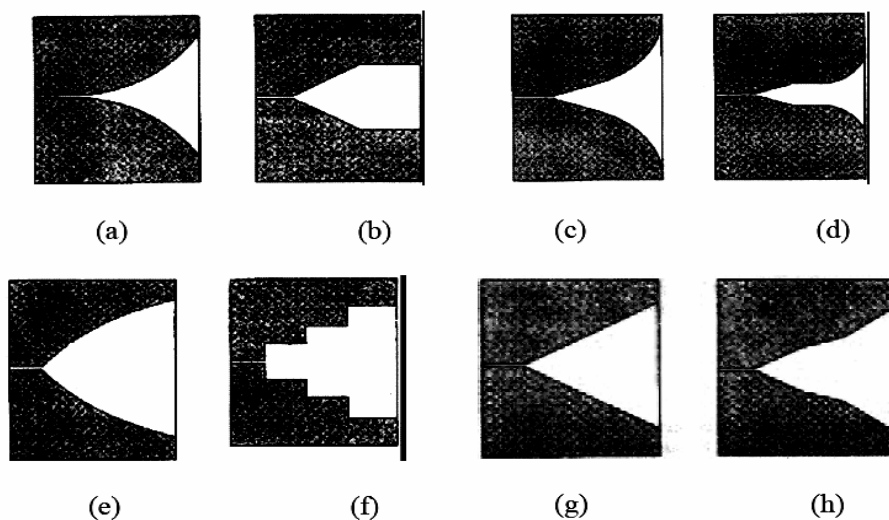
**Figure 5.3:** Caractéristiques d'antennes larges bandes [5.1].

Dans le but d'approcher les caractéristiques et performances de l'antenne cornet et donc de satisfaire les spécifications en vigueur dans le domaine de la radioastronomie,

l'antenne sur substrat devait également avoir une largeur de faisceau aussi faible que possible à  $-3\text{ dB}$ . Et bien entendu le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne devait être inférieure a  $-20\text{ dB}$ . Au vu de satisfaire ces spécifications, les antennes à fente progressive TSA (Tapered Slot Antenna) semblaient être le meilleur choix.

## 5.2. Les antennes à fente à ouverture progressive

Contrairement aux antennes résonantes (qui sont à faible largeur de bande) telles que les antennes "patches" microrubans ou les dipôles, les antennes TSA, qui appartiennent à la famille des antennes à ondes progressives (Travelling Wave Antenna), sont des éléments rayonnants non résonants. Les TSAs, dont la première de type Vivaldi (avec une fente exponentielle) fut proposée par Gibson [5.2], sont donc plus large bande et ont un gain plus important (et qui peut être ajusté en fonction des dimensions de l'antenne). Plus tard, différentes variantes [5.3] ont été proposées en modifiant la forme de la fente (figure 5.4).



**Figure 5.4:** Variantes de TSA (a): tangente, (b): linéaire-largeur constante, (c): Vivaldi, (d): Vivaldi-constante-linéaire, (e): parabolique, (f): échelons, (g): linéaire, (h): Brisée-linéaire [5.3].

Les TSAs peuvent se caractériser par le rapport de vitesse de phase relative,  $p = c/v_{PH}$ , ou  $v_{PH}$  est la vitesse de phase de l'antenne et  $c$  la vitesse de la lumière en espace libre. La directivité est maximale pour certaines valeurs de vitesses de phase, qui dépendent de la longueur normalisée de l'antenne. L'onde électromagnétique (EM) se propage le long de l'antenne avec une vitesse de phase inférieure à la vitesse de la lumière ( $p > 1$ ), ce qui confère à l'onde de rayonner de façon longitudinale à la direction de propagation, par opposition aux antennes à onde de fuite où la vitesse de phase est supérieure à la vitesse de la lumière ( $p < 1$ ) et pour lesquelles l'amplitude du faisceau est maximale dans une direction autre que la direction longitudinale. Le tableau 5.1 présente des expressions d'approximations de la largeur du faisceau à  $-3\text{ dB}$  et du gain en fonction de la longueur et de la vitesse de phase de l'antenne [5.4]. La largeur du faisceau et le gain peuvent donc être optimisés en modifiant la longueur de l'antenne. Une autre caractéristique intéressante des TSAs est qu'elle produise des diagrammes de rayonnement symétriques dans les plans parallèle (plan E) et perpendiculaire (plan H) au substrat.

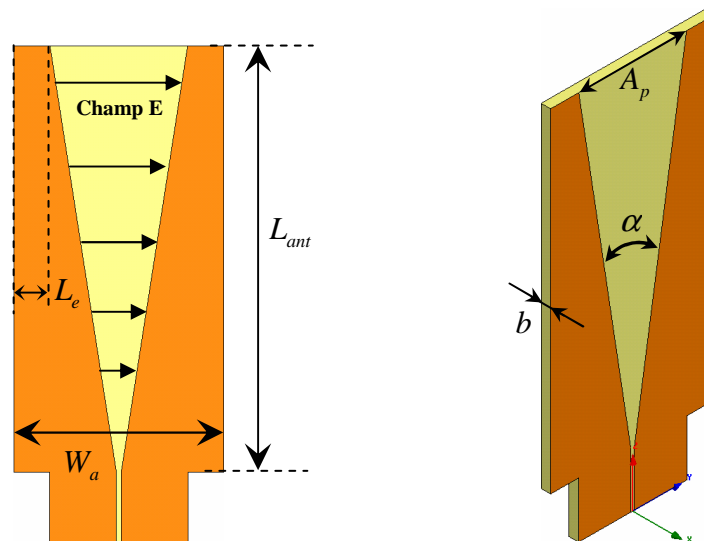
**Tableau 5.1:** Largeur du faisceau à  $-3\text{ dB}$  et du gain en fonction de la longueur d'onde dans le vide,  $\lambda_0$ , et de la longueur de l'antenne,  $L_{ant}$  [5.4].

Vitesse de phase relative	Conditions	Gain	Largeur de faisceau à $-3\text{ dB}$ (en degré)	Note
$p = 1 + \frac{\lambda_0}{2L_{ant}}$	$3\lambda_0 < L_{ant} < 8\lambda_0$	$10 \frac{L_{ant}}{\lambda_0}$	$55 \sqrt{\frac{L_{ant}}{\lambda_0}}$	Antenne à gain élevé
$p = 1 + \frac{\lambda_0}{6L_{ant}}$	$L_{ant} \gg \lambda_0$	$7 \frac{L_{ant}}{\lambda_0}$	$77 \sqrt{\frac{\lambda_0}{L_{ant}}}$	Niveau faible des lobes secondaires

Les antennes les plus courantes sont celles à formes exponentielles (VTSA), à largeurs constante (CWSA) et linéaires (LTSA). Les largeurs des faisceaux les plus

faibles sont obtenues avec les CWSAs, puis avec les LTSAs et enfin avec les VTSAAs [5.5], [5.6]. L'ordre est inversé lorsque le niveau des lobes secondaires est considéré, mais une LTSA permet toujours d'obtenir un bon compromis entre la largeur du faisceau et le niveau des lobes secondaires, c'est pour cette raison que cette configuration (antenne à ouverture linéaire) fut choisie pour une application dans la bande 90–115 GHz. Les paramètres de l'antenne de la figure 5.5 permettent d'optimiser les performances de cette dernière. L'angle  $\alpha$  modifiera l'impédance d'entrée et l'épaisseur du substrat,  $b$ , aura une influence sur le niveau de cross-polarisation. Le gain (et donc la directivité) peut être contrôlé en modifiant la longueur  $L_{ant}$  de l'antenne. On peut voir également sur la figure que le champ électrique se propage parallèlement au substrat (le plan E est sur l'axe des Y et le plan H sur l'axe des X). Afin que l'antenne rayonne, la largeur de l'ouverture (définie à la figure 5.5),  $A_p$ , doit être choisie de façon à respecter la condition suivante ([5.5] et [5.6]):

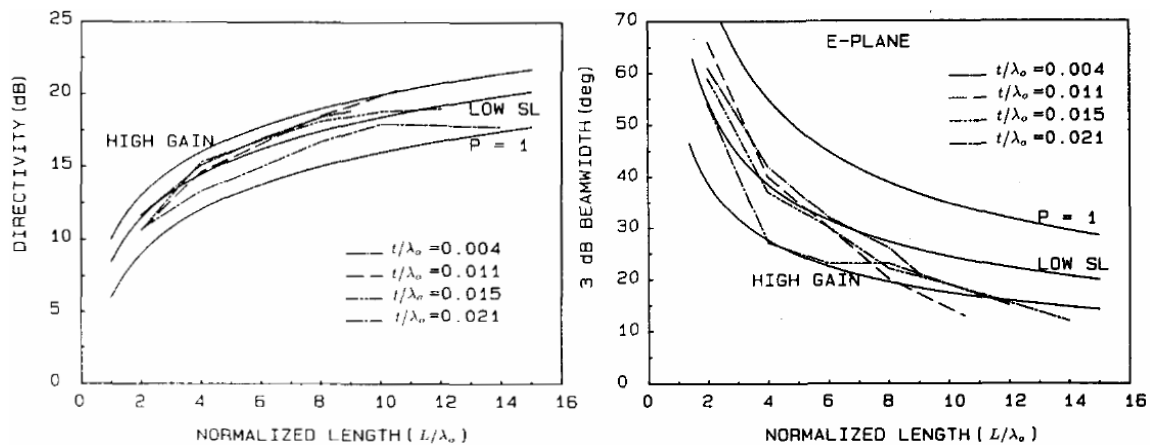
$$A_p \geq \lambda/2 \quad (5.1)$$



**Figure 5.5:** Propagation du champ électrique  $E$  dans une antenne TSA linéaire (LTSA) alimentée par une ligne à fente.



Lorsqu'on augmente la longueur de l'antenne, le faisceau devient plus étroit, les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont plus proches et la directivité augmente. K.S. Yngvesson a montré dans [5.5] l'influence de la longueur de l'antenne sur la directivité et la largeur de faisceau. Ses résultats expérimentaux sont donnés à la figure 5.6.



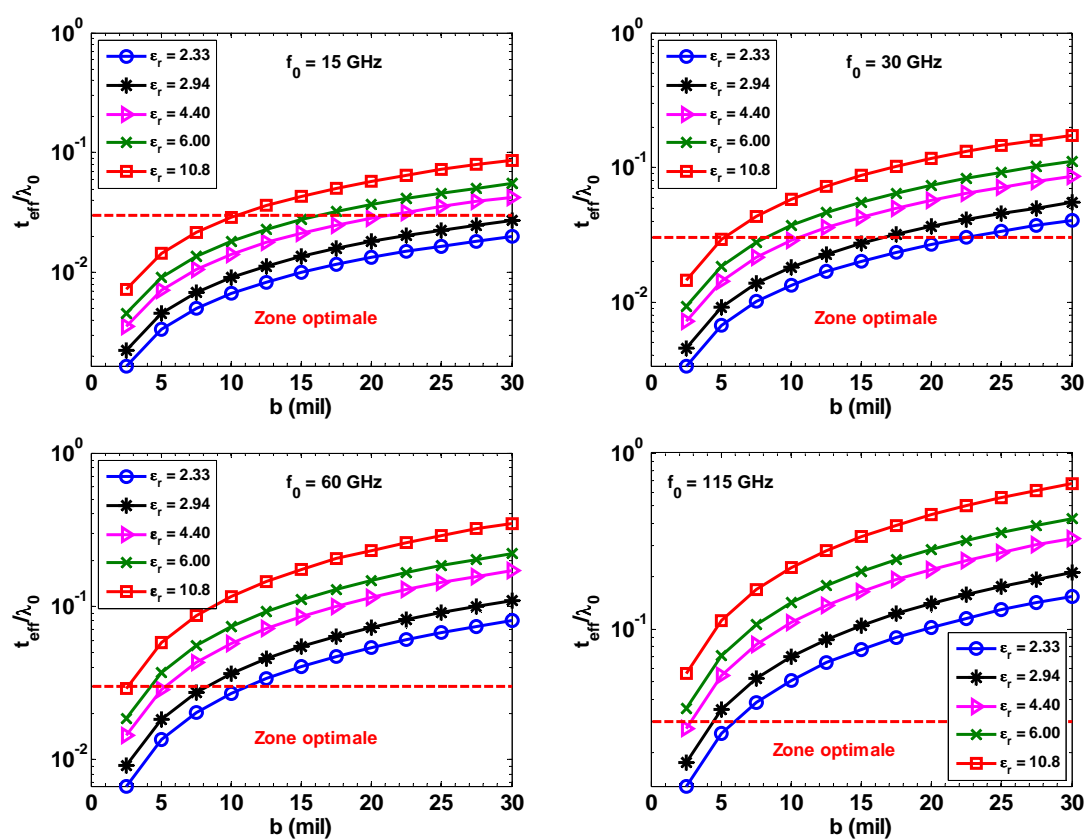
**Figure 5.6:** Directivité (à gauche) et largeur de faisceau à  $-3\text{ dB}$  dans le plan E (à droite) en fonction de la longueur normalisée de l'antenne [5.5].

Yngvesson [5.5] a identifié une zone optimale de conception pour les TSAs en fonction de l'épaisseur effective,  $t_{\text{eff}}$ . L'auteur explique que pour un fonctionnement efficace de l'antenne, les inégalités suivantes doivent être respectées:

$$0.005 < \frac{t_{\text{eff}}}{\lambda_0} < 0.03 \quad (5.2)$$

Où  $t_{\text{eff}} = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \times b$ , avec  $b$  l'épaisseur du substrat et  $\lambda_0$  la longueur d'onde en espace libre. Pour une valeur de l'épaisseur effective normalisée,  $t_{\text{eff}}/\lambda_0$ , supérieure à 0.03, on note une dégradation très nette du niveau des lobes secondaires par rapport au lobe principal, du gain et de l'adaptation de l'antenne. La figure 5.6 présente l'épaisseur

effective normalisée,  $t_{eff}/\lambda_0$ , en fonction de l'épaisseur du substrat, pour plusieurs permittivités et pour les fréquences 15, 30, 60 et 115 GHz.

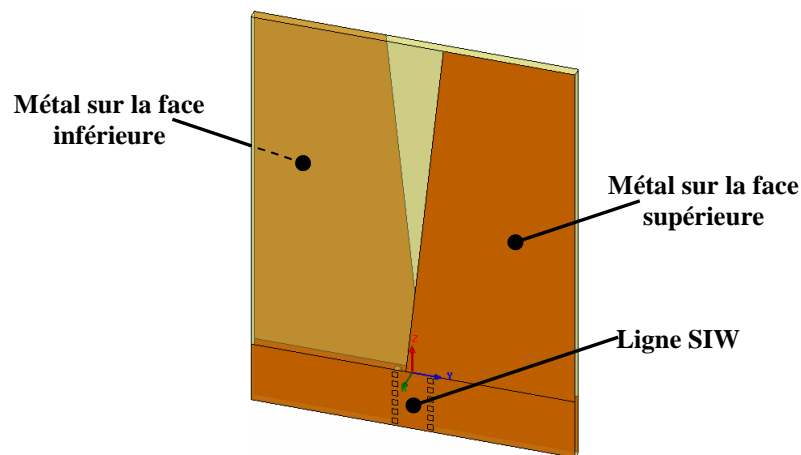


**Figure 5.7:** Épaisseur effective normalisée,  $t_{eff}/\lambda_0$ , en fonction de l'épaisseur du substrat (1 mil =  $25.4 \mu m$ ), pour plusieurs permittivités et pour les fréquences 15, 30, 60 et 115 GHz.

On peut voir que plus la fréquence augmente et plus il est difficile de se situer dans la zone optimale d'utilisation. Pour un fonctionnement dans la bande 90–115 GHz, un diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 2.33$  pour une épaisseur maximale de 5 mil est théoriquement requis pour maintenir un niveau acceptable des lobes secondaires. Toutefois, il est possible d'utiliser des substrats relativement épais sans dégradation trop importantes du niveau des lobes secondaires en ôtant une partie du substrat au centre de l'antenne [5.5].

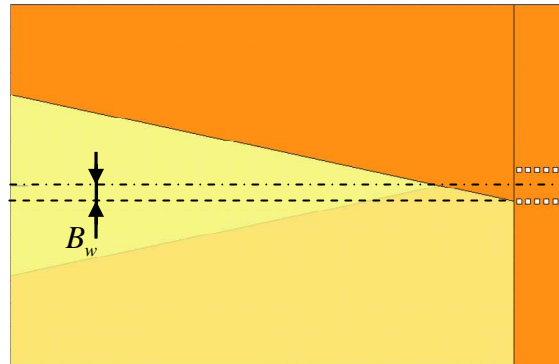
### 5.3. Antenne LTSA antipodale alimentée par une ligne SIW

A la figure 5.5 la LTSA est alimentée par une ligne à fente dont le champ électrique à la même orientation que celui qui se propage le long de l'antenne, ainsi, la métallisation est seulement nécessaire sur la face supérieure du substrat. Dans notre cas l'antenne doit être alimentée par une ligne SIW dont le champ électrique, qui correspond au mode fondamental  $TE_{10}$ , est perpendiculaire au champ électrique de l'antenne. Z.C. Hao a montré dans [5.7] qu'une rotation du champ électrique de l'antenne, pour le rendre parallèle au mode  $TE_{10}$ , était possible en métallisant cette fois les deux côtés du substrat de façon antisymétrique. La structure est présentée à la figure 5.8.



**Figure 5.8:** Antenne LTSA antipodale alimentée par une ligne SIW.

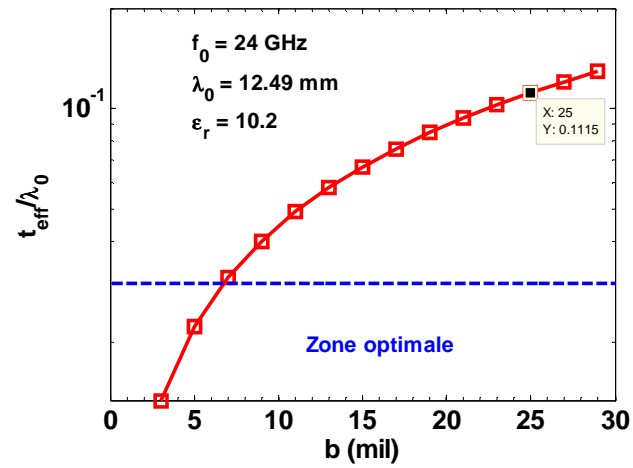
Le fait d'utiliser la version antipodale double l'impédance de l'antenne, elle passe donc d'environ  $80\Omega$  à  $160\Omega$ . L'adaptation entre l'antenne et la ligne SIW peut être améliorée sur la largeur de bande désirée en modifiant le point d'origine de la métallisation graduelle (du côté du guide SIW) par rapport à l'axe passant par le centre du guide SIW [5.7]. Ce qui revient à modifier la largeur  $B_w$  définie à la figure 5.9.



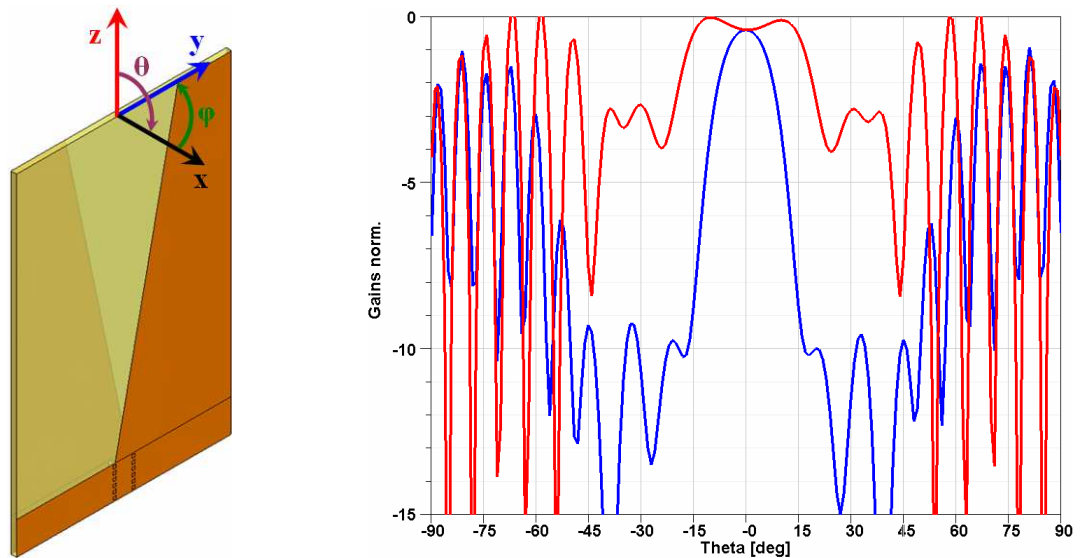
**Figure 5.9:** Distance  $B_w$  permet d'améliorer l'adaptation.

Il est montré dans [5.8] que les versions antipodales des TSAs (ALTSAs) dégradent de façon significative le niveau de cross-polarisation. A titre d'exemple, des TSAs antipodales ayant des niveaux de cross-polarisation compris entre -8 et -12 dB sont reportés dans [5.9]. En comparaison, les niveaux sont d'environ -20 dB pour les TSAs conventionnelles.

Le réseau phasé présenté dans [5.10] utilise une antenne antipodale alimentée par une ligne SIW. La bande de fréquence d'utilisation est comprise entre 18 et 24 GHz et les dimensions de l'antenne sont (les paramètres étant définis aux figures 5.5 et 5.9):  $L_{ant} = 120\text{ mm}$ ,  $L_e = 15\text{ mm}$ ,  $B_w = 4.38\text{ mm}$ ,  $A_p = 17.85\text{ mm}$ . Les dimensions du guide SIW sont  $W = 4.184\text{ mm}$ ,  $d_{cube} = 0.510\text{ mm}$  et  $p = 0.836\text{ mm}$ . Les caractéristiques du substrat Duroid/RT6010 sont  $\epsilon_r = 10.2$ ,  $\tan \delta = 23 \cdot 10^{-4}$  et  $b = 0.635\text{ mm}$ . Un substrat de haute permittivité a été utilisé pour réduire les dimensions du réseau. La figure 5.10 montre l'épaisseur effective normalisée à la fréquence de 24 GHz en fonction de l'épaisseur du substrat pour le Duroid/RT6010. On peut voir que pour une épaisseur de 25 mil, on a  $t_{eff} / \lambda_0 = 0.1115$ , ce qui est bien supérieur à la valeur haute de la zone optimale d'utilisation définie dans [5.5] qui est de 0.03. La figure 5.11 montre les diagrammes de rayonnement (co-polarisation) dans les plans E et H à 24 GHz.

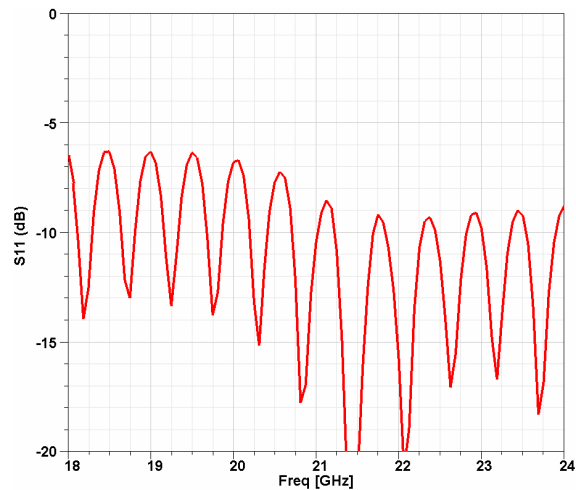


**Figure 5.10:** Épaisseur effective normalisée,  $t_{eff}/\lambda_0$ , en fonction de l'épaisseur du substrat, pour le Duroid/RT6010 et pour la fréquence 24 GHz.



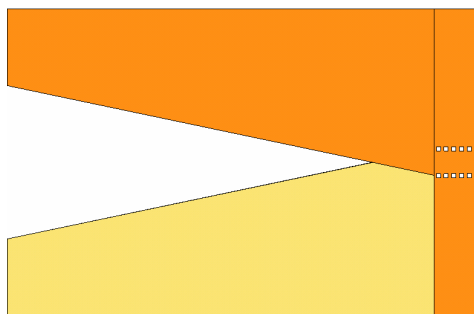
**Figure 5.11:** Diagrammes de rayonnement normalisés (co-pol.), avec  $G_{max} = 6$  dB, dans les plans E (bleu) et H (rouge) en fonction de l'angle  $\theta$ .

On peut voir sur la figure 5.11 que les niveaux des lobes secondaires sont inacceptables et que le gain maximal est de seulement 6 dB. Le coefficient de réflexion (figure 5.12) à l'entrée de l'antenne est également dégradé avec un niveau pouvant atteindre  $-6\text{ dB}$ .



**Figure 5.12:** Adaptation  $S_{11}$ , à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.

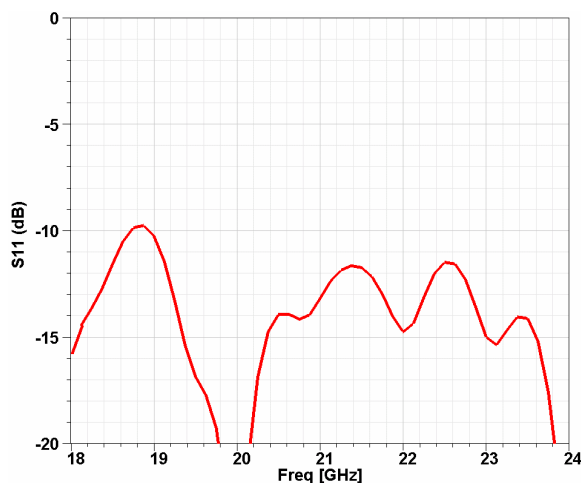
Une manière d'améliorer les performances de l'antenne est d'ôter le substrat (en utilisant le découpage laser) entre les plaques métallique de la couche supérieure et inférieure [5.5], permettant ainsi une transition plus graduelle entre les milieux, à savoir l'air et le substrat de haute permittivité. Le résultat est montré à la figure 5.13.



**Figure 5.13:** ALTSA alimentée par une ligne SIW après découpage en "V" de la région centrale.



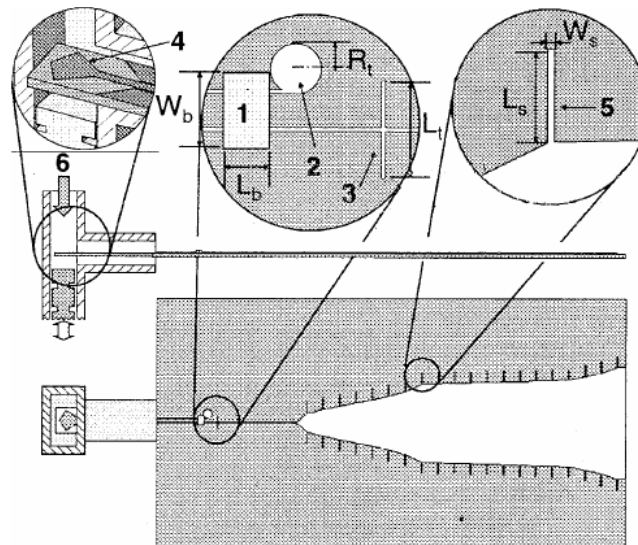
La figure 5.16 montre le coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne. On a  $S_{11} < -10\text{ dB}$  dans la bande 18–24 GHz, ce qui représente une amélioration de  $4\text{ dB}$  par rapport à l'antenne ALTSA non modifiée.



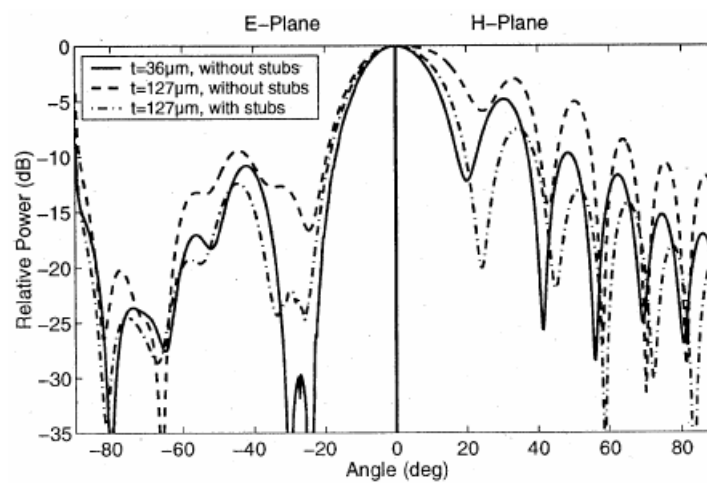
**Figure 5.16:** Adaptation  $S_{11}$ , à l'entrée de l'antenne en fonction de  $f(\text{GHz})$ .

Cependant, si on note une nette amélioration des performances en termes de gain, de niveau de lobes secondaires et de coefficient de réflexion, le niveau de cross-polarisation reste trop élevé (seulement  $3.6\text{ dB}$  par rapport au gain maximal du lobe principal) pour une application dans le domaine de la radioastronomie ou des niveaux d'environ  $20\text{ dB}$  sont requis. Une autre alternative pour réduire la permittivité effective,  $\epsilon_{\text{eff}}$ , du substrat est présentée dans [5.11]. La méthode consiste à placer le long de l'antenne des stubs court-circuités de longueurs  $\lambda_g/4$ , comme illustré à la figure 5.17, modifiant ainsi la constante de propagation du mode fente. La présence de ces stubs court-circuités permet donc d'augmenter l'épaisseur du substrat tout en améliorant le niveau des lobes secondaires (figure 5.18). Si les résultats sont effectivement intéressants, la fabrication de fentes de quelques dizaines de micromètres de largeur est délicate. La découpe du substrat tel que décrit à la figure 5.13 reste la meilleure option à haute fréquence.





**Figure 5.17:** TSA fonctionnant à 150 GHz avec des stubs (5 sur la figure) de longueurs  $L_s$  et de largeurs  $W_s$ , avec  $338\mu\text{m} < L_s < 400\mu\text{m}$  et  $10\mu\text{m} < W_s < 30\mu\text{m}$ , pour réduire la permittivité effective,  $\epsilon_{eff}$ , du substrat de quartz [5.11].

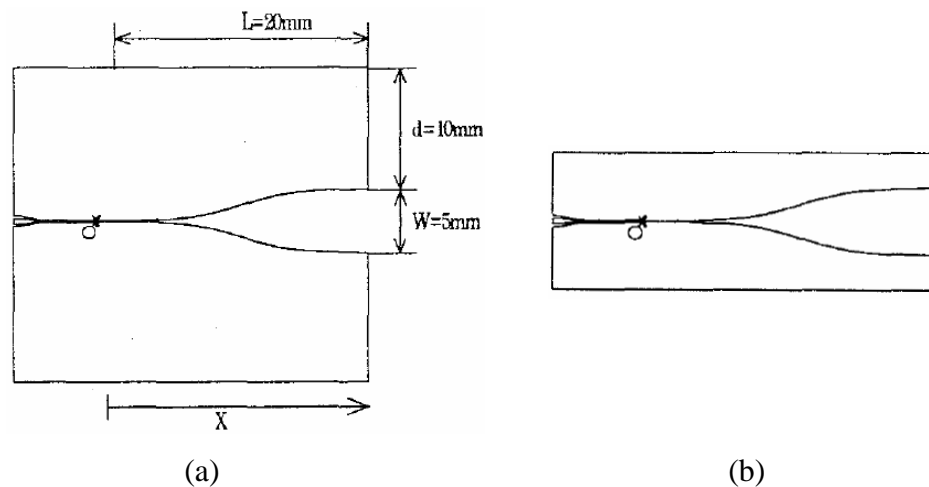


**Figure 5.18:** Diagrammes de rayonnement simulés de la TSA fonctionnant à 150 GHz dans les plans E et H pour plusieurs épaisseurs de substrat avec et sans stubs [5.11].

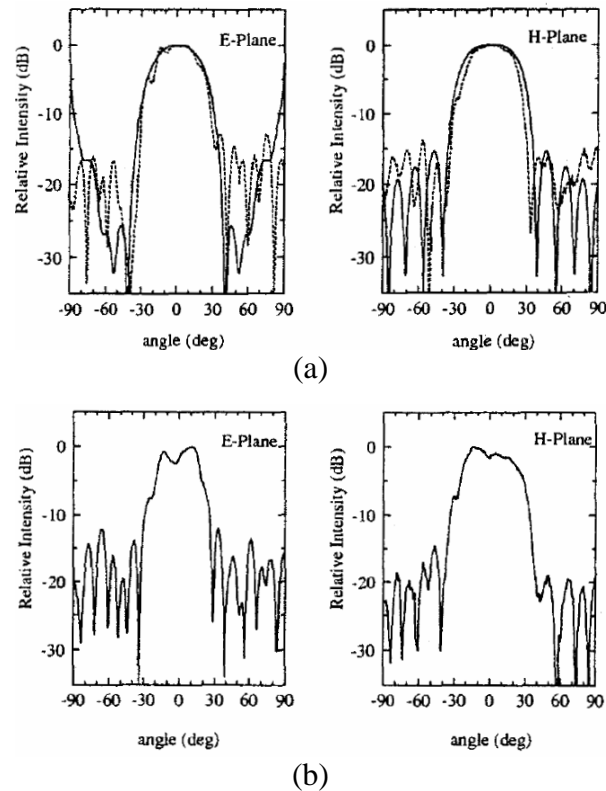
#### 5.4. Amélioration du niveau de cross-polarisation de l'antenne ALTSA

La configuration de l'antenne antipodale LTSA montrée à la figure 5.13 souffre d'un niveau de cross-polarisation inacceptable. La présence des modes de plaques parallèles et de substrat [5.12], qui représentent des modes parasites, contribuent à cette dégradation.

Il est indiqué dans [5.13] que la distance entre le bord de l'antenne et l'ouverture de la fente (paramètre  $L_e$  de la figure 5.5) doit être supérieure à  $2\lambda_0$ , et ce, pour ne pas dégrader les diagrammes de rayonnement des lobes principaux dans les plans E et H. Ce phénomène a été mesuré à 60 GHz par Satoru Sugawara [5.14] en comparant les diagrammes de rayonnement de deux antennes TSA de Fermi ayant des distances  $L_e$  différentes. La figure 5.19 montre les deux topologies considérées dans l'article et la figure 5.20 présente les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H. Dans le cas de l'antenne de faible largeur on constate une dégradation de la symétrie des lobes principaux dans les deux plans, et du niveau des lobes secondaires dans le plan E. de plus le faisceau est légèrement plus large dans le plan H.

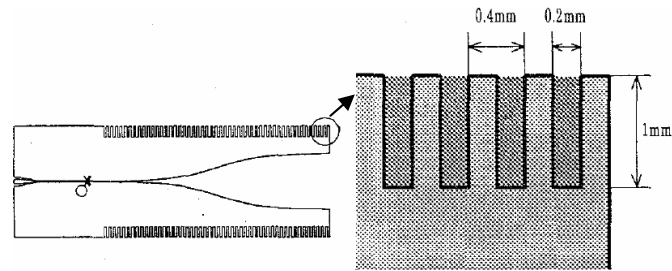


**Figure 5.19:** Antenne TSA de Fermi fonctionnant à 60 GHz (a): de dimensions  $L=20$  mm,  $d=10$ mm et  $W=5$  mm; (b) de dimensions  $L=20$  mm,  $d=2.5$  mm et  $W=5$  mm [5.14].

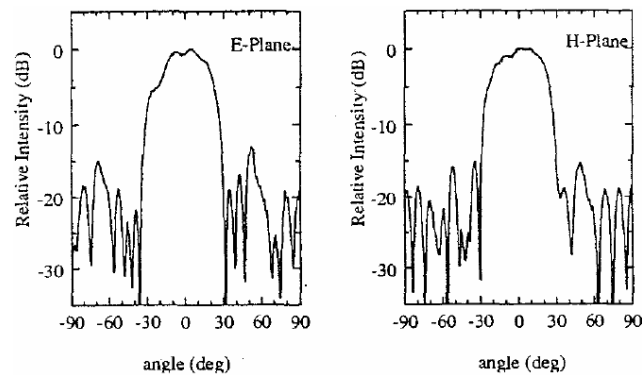


**Figure 5.20:** Diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz dans les plans E et H: (a) avec l'antenne TSA de Fermi de dimensions  $L=20$  mm,  $d=10$  mm et  $W=5$  mm; (b) avec l'antenne TSA de Fermi de dimensions  $L=20$  mm,  $d=2.5$  mm et  $W=5$  mm [5.14].

Dans le but d'améliorer les diagrammes de rayonnement tout en conservant une faible largeur d'antenne, le même auteur propose de placer des fentes de façon périodique de chaque côté de l'antenne TSA de Fermi (perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde). La structure est donnée à la figure 5.21 et les diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz sont présentés à la figure 5.22. Si on compare les figure 5.20a et 5.22 on peut voir une amélioration de la qualité (un gain plus uniforme) et de la symétrie des lobes principaux dans les plans E et H dans le cas de l'antenne TSA de Fermi avec structure en peigne. Le niveau des lobes secondaires (SLL) est également légèrement meilleur. Avec cette technique il est donc possible d'obtenir de bonnes performances tout en ayant une largeur d'antenne plus réduite.



**Figure 5.21:** Topologie de l'antenne TSA de Fermi à 60 GHz de dimensions  $L=20$  mm,  $d=2.5$  mm et  $W=5$  mm avec la structure en peigne sur les bords extérieurs [5.14].



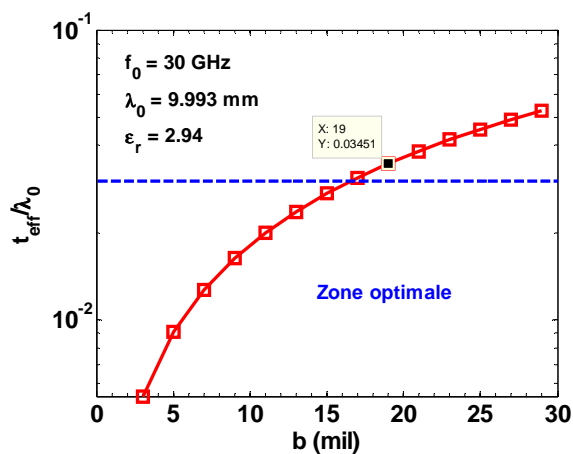
**Figure 5.22:** Diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz dans les plans E et H avec l'antenne TSA de Fermi ( $L=20$  mm,  $d=2.5$  mm et  $W=5$  mm) avec structure en peigne [5.14].

Si ces fentes pratiquées de chaque côté de l'antenne améliorent les lobes principaux, elles permettent également de supprimer le courant le long de la direction longitudinale qui est due à la propagation des modes d'ordres supérieures. Ce qui a pour conséquence d'améliorer le niveau de cross-polarisation.

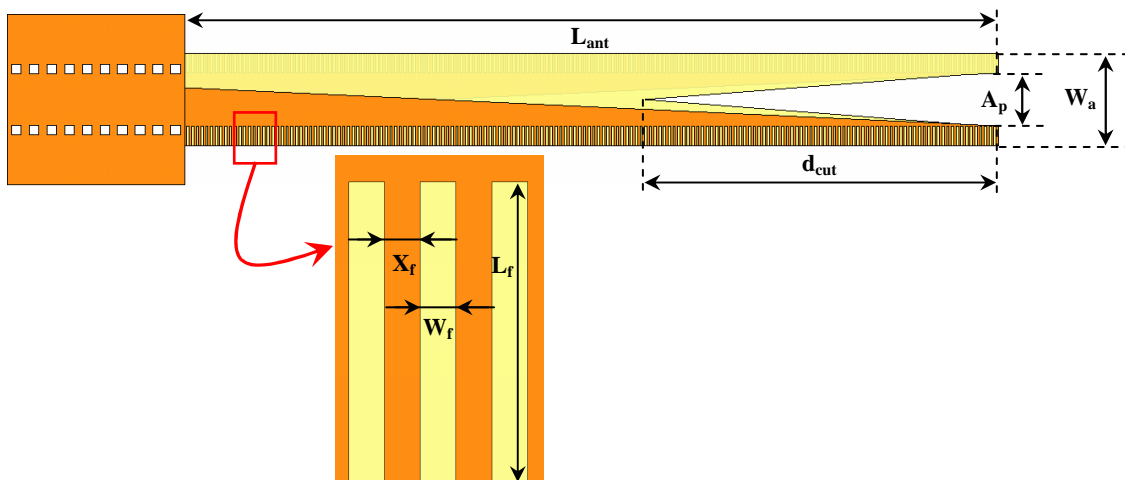
### 5.5. ALTSA alimentée par une ligne SIW dans la bande 21–30 GHz

En utilisant cette dernière technique avec l'antenne ALTSA alimentée par une ligne SIW, il a été possible d'obtenir de bonnes performances dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz. La figure 5.23 montre l'épaisseur effective lorsque le substrat

Duroid/RT6002 de permittivité 2.94 et de 20 mil d'épaisseur est utilisé. On peut voir que l'épaisseur effective résultante est très proche de la zone optimale. Dans cette bande de fréquence les dimensions du guide SIW sont:  $W = 6740 \mu m$ ,  $d = 1262 \mu m$ ,  $p = 1951 \mu m$  et  $d_{cube} = 1072 \mu m$ . La structure de l'antenne est présentée à la figure 5.24 et ses dimensions sont  $W_a = 10.2 mm$ ,  $A_p = 5.8 mm$ ,  $d_{cut} = 39 mm$ ,  $L_{ant} = 89.7 mm$ ,  $B_w = 1.3 mm$ ,  $L_f = 2.2 mm$ ,  $X_f = 0.26 mm$  et  $W_f = 0.26 mm$ .

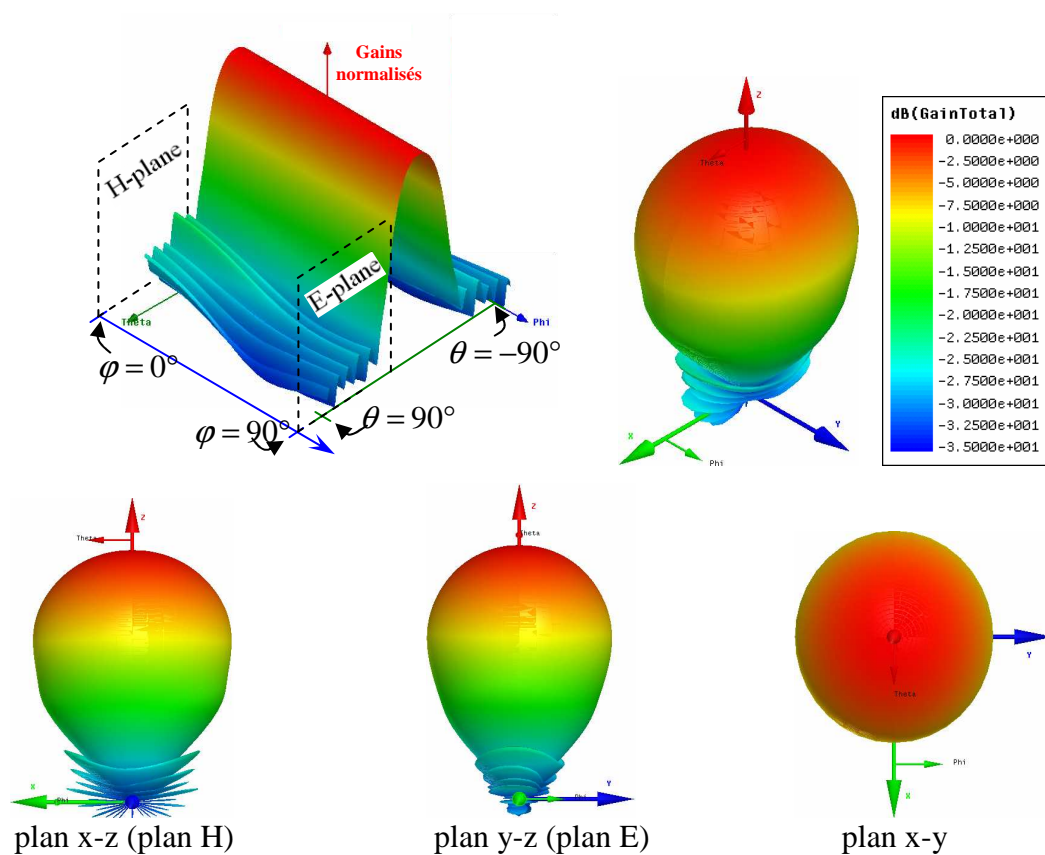


**Figure 5.23:** Épaisseur effective normalisée en fonction de l'épaisseur du substrat et à 30 GHz.

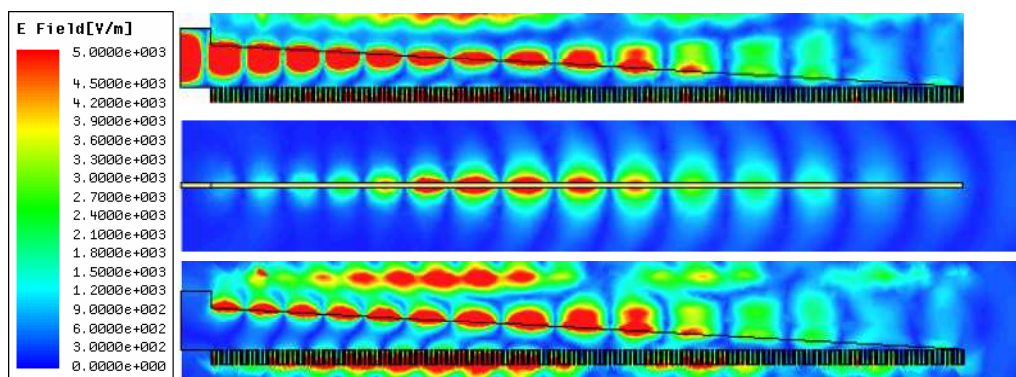


**Figure 5.24:** Topologie de l'antenne ALTSA alimentée avec une ligne SIW.

Les diagrammes de rayonnement en 3-D à 25 GHz sont donnés à la figure 5.25 et le champ électrique le long de l'antenne est présenté à la figure 5.26.

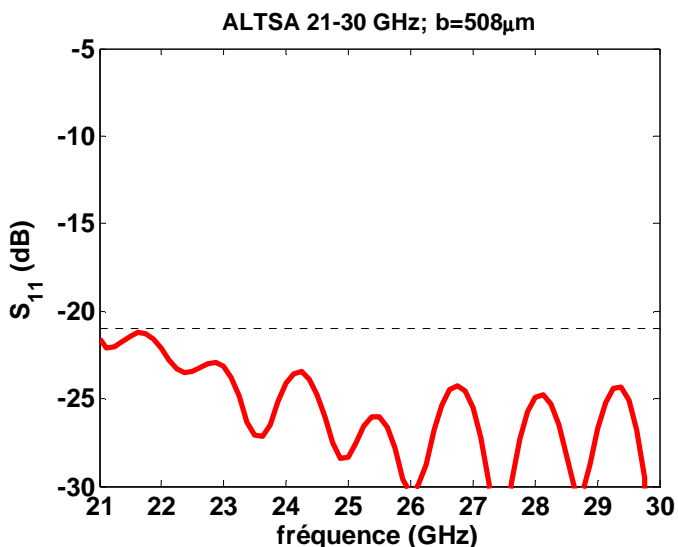


**Figure 5.25:** Diagramme de rayonnement ( $G_{\max} = 15 \text{ dBi}$ ) 3-D en co-polarisation à 25 GHz.

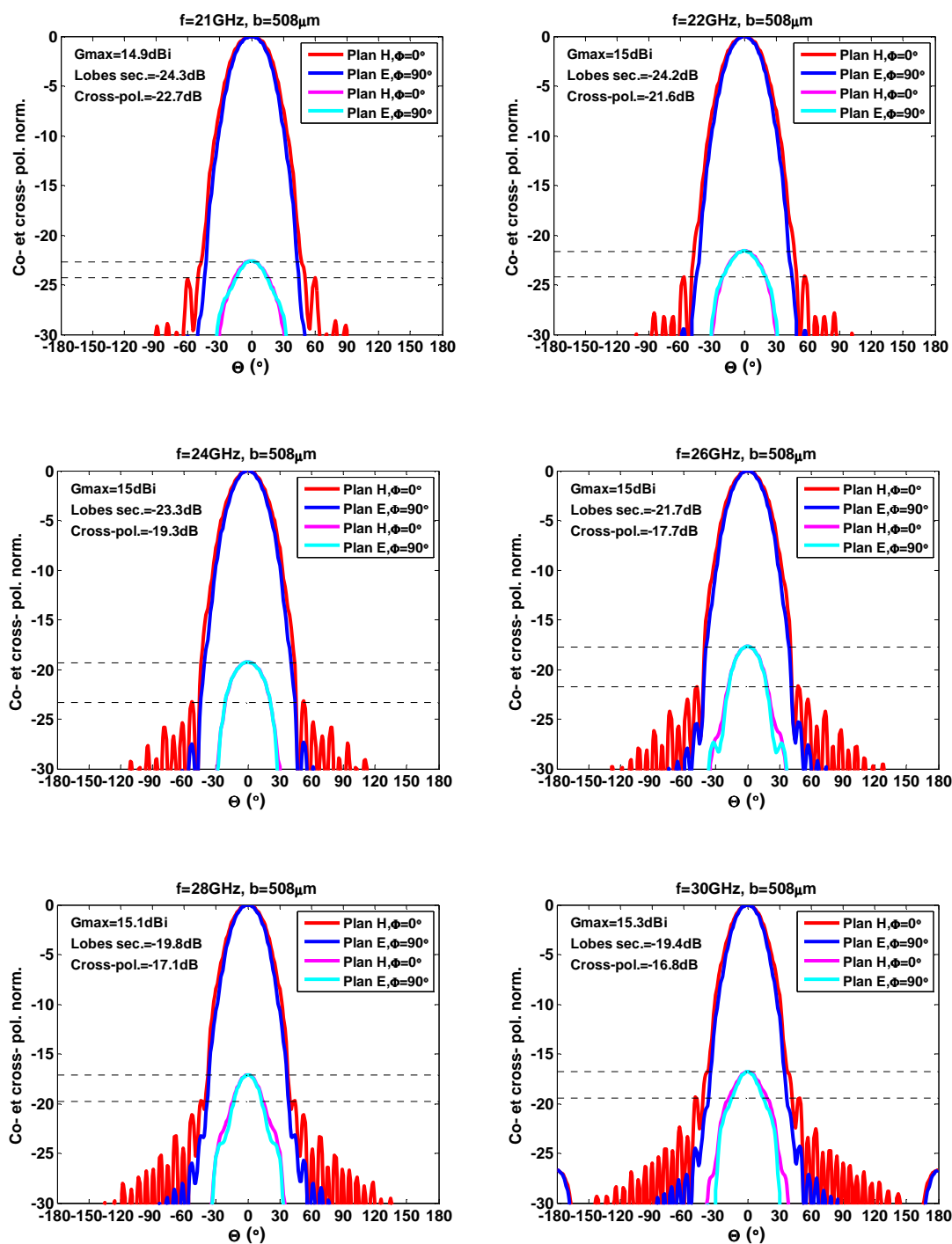


**Figure 5.26:** Champ électrique le long de l'antenne ALTSA à 25 GHz.

La figure 5.25 nous montre qu'une très bonne symétrie des diagrammes de rayonnement peut être obtenue dans les plans E et H. Les niveaux des lobes secondaires et de la radiation de retour (back radiation) sont très bas dans les deux plans par rapport aux lobes principaux. De plus le niveau de "back radiation" est très faible. Pour une bande de fréquence entre 21 et 30 GHz, le gain est compris entre 14.9 dBi (à 21 GHz) et 15.3 dBi (à 30 GHz). Le niveau de cross-polarisation par rapport à la valeur maximale du lobe principale est compris entre 16.8 dB (à 30 GHz) et 22.7 dB (à 21 GHz). La largeur du faisceau à -3 dB dans le plan H ( $\varphi = 0^\circ$ ) est comprise entre  $36^\circ$  (à 30 GHz) et  $42^\circ$  (à 21 GHz). La largeur du faisceau à -10 dB dans le plan H ( $\varphi = 0^\circ$ ) est comprise entre  $62^\circ$  (à 30 GHz) et  $68^\circ$  (à 21 GHz). La largeur à -3 dB dans le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ) est comprise entre  $32^\circ$  (à 30 GHz) et  $38^\circ$  (à 21 GHz) et elle comprise entre  $57^\circ$  (à 30 GHz) et  $62^\circ$  (à 21 GHz) à -10 dB. Le niveau des lobes secondaires est, quant à lui, compris entre -19.4 dB (à 30 GHz) et -24.3 dB (à 21 GHz). Le coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne ALTSA,  $S_{11}$ , est donné à la figure 5.27. On a  $S_{11} < -21\text{dB}$  sur toute la largeur de bande considérée (BW= 35.3 %). Les diagrammes de rayonnement pour les fréquences 21, 22, 24, 26, 28 et 30 GHz sont présentés à la figure 5.28.



**Figure 5.27:** Adaptation de l'antenne ALTSA en fonction de la fréquence.

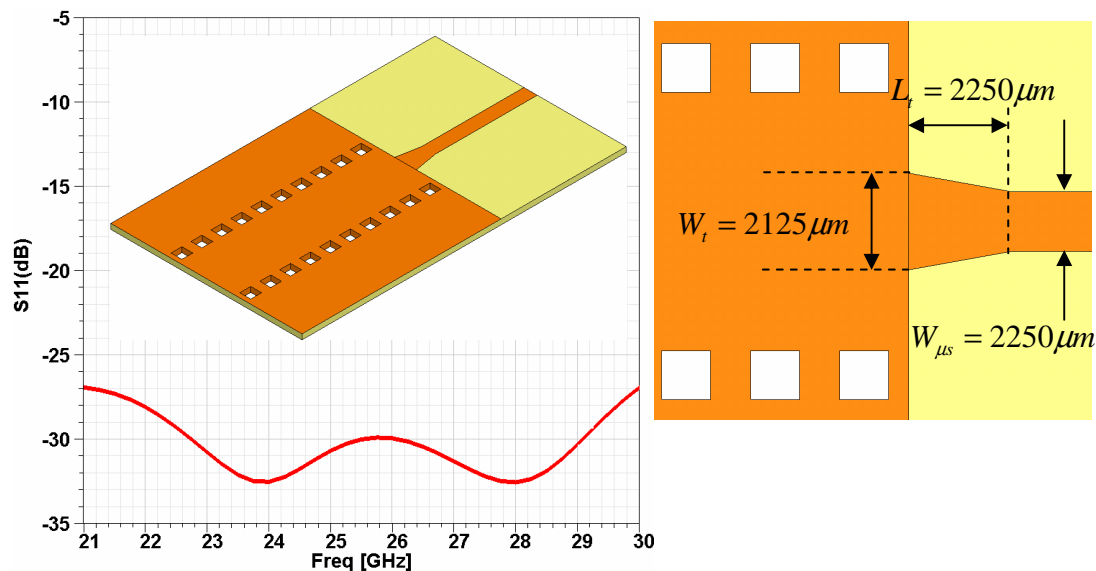


**Figure 5.28:** Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans E et H en co- et cross-polarisation pour les fréquences 21, 22, 24, 26, 28 et 30 GHz.



Les résultats obtenus en termes de diagrammes de rayonnement et de coefficient de réflexion (figures 5.27 et 5.28) représentent une nette amélioration (une largeur de bande de 35.3 % a pu être atteinte) par rapport aux performances présentées aux figures 5.14 et 5.16, et dans des bandes de fréquences très proches.

Pour mesurer cette ALTSA, une transition de guide SIW à ligne microruban peut être utilisée sans pour autant dégrader le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne. Les dimensions d'une telle transition ainsi que le coefficient d'adaptation sont donnés à la figure 5.29. On peut voir que l'adaptation est inférieure à -27 dB dans l'intervalle 21–30 GHz.

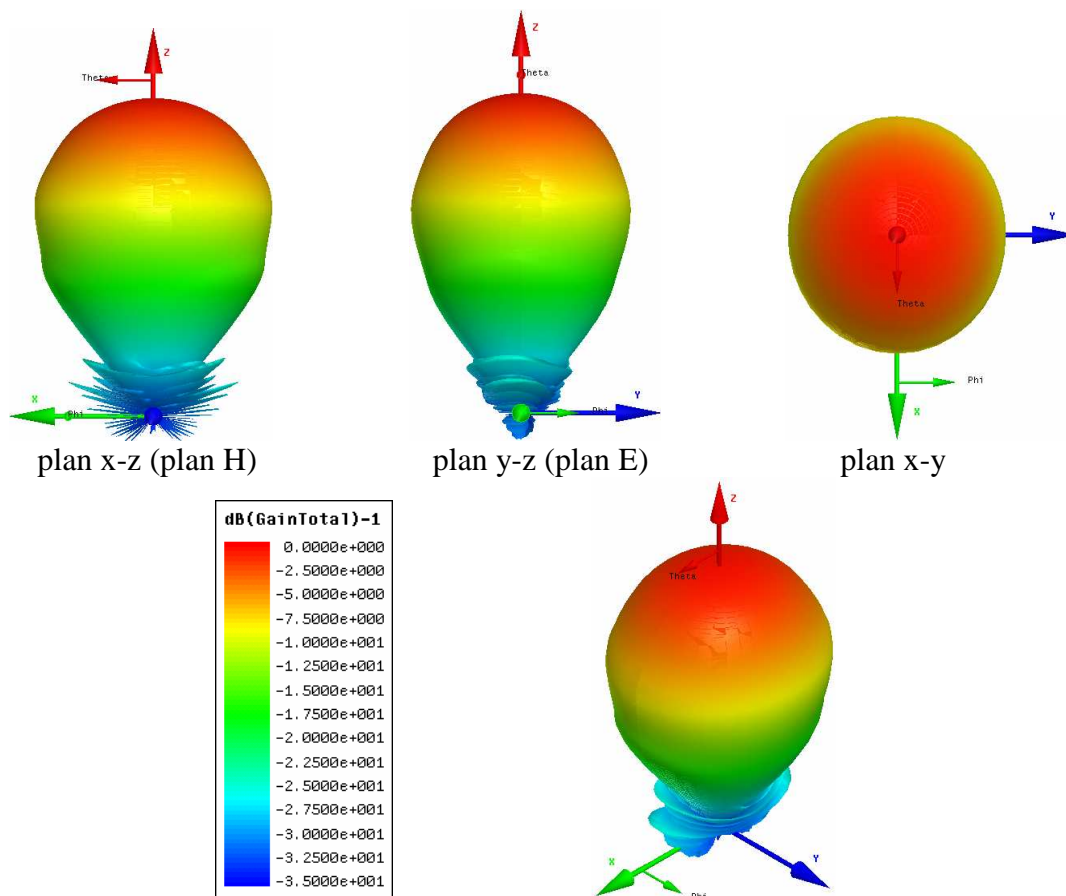


**Figure 5.29:** Adaptation de la transition SIW-microruban en fonction de la fréquence.

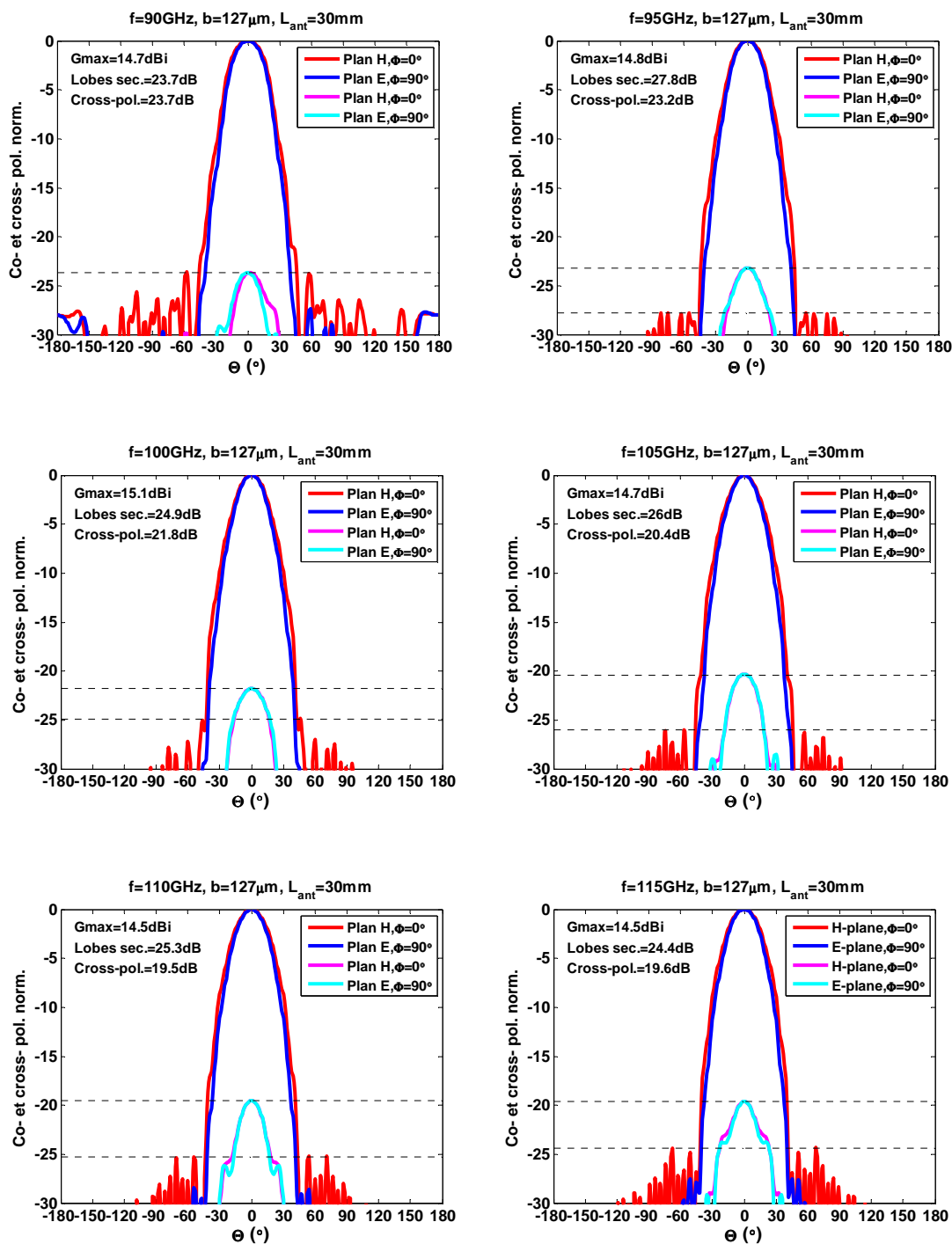
## 5.6. ALTSA alimentée par une ligne SIW dans la bande 90–115 GHz

Après avoir amélioré l'antenne originalement conçue pour une fréquence de 25 GHz, une autre ALTSA, opérant cette fois dans la bande 90–115 GHz, fut conçue. Dans cette bande de fréquence les dimensions du guide SIW sont:  $W = 1755 \mu\text{m}$ ,  $p = 508 \mu\text{m}$

et  $d_{cube} = 279 \mu m$ . Les dimensions de l'antenne sont les suivantes:  $W_a = 2.29 mm$ ,  $A_p = 1.41 mm$ ,  $d_{cut} = 9.5 mm$ ,  $L_{ant} = 30 mm$ ,  $B_W = 378 \mu m$ ,  $L_f = 440 \mu m$ ,  $X_f = 140 \mu m$  et  $W_f = 140 \mu m$ . Les diagrammes de rayonnement normalisés 3-D à la fréquence de 115 GHz sont à la figure 5.30. Les diagrammes de rayonnement normalisés pour les fréquences 90, 95, 100, 105, 110 et 115 GHz et pour les co- et cross-polarisations sont présentés à la figure 5.31. On remarquera que le niveau des lobes secondaires dans le plan E est meilleur que dans le plan H. Toutefois, on a au moins 23.7 dB entre le gain maximal des lobes principaux et le niveau des lobes secondaires sur tout l'intervalle.



**Figure 5.30:** Diagramme de rayonnement 3-D ( $G_{max} = 14.5 dBi$ ) à la fréquence de 115 GHz.



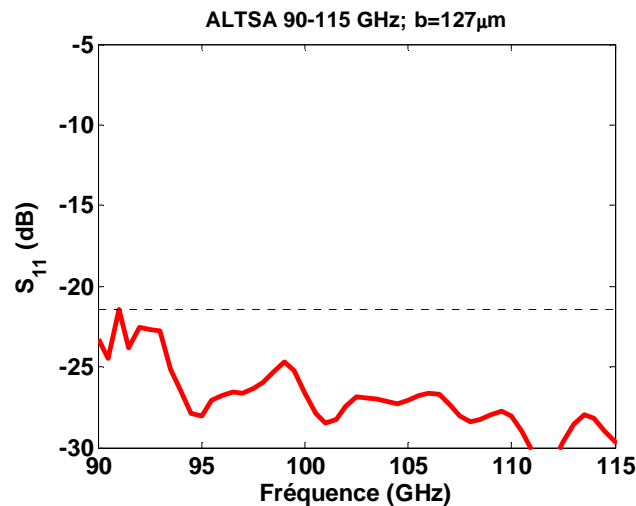
**Figure 5.31:** Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans E et H en co- et cross-polarisations pour les fréquences 90, 95, 100, 105, 110 et 115 GHz.

Les performances des antennes ALTSA dans les bandes de fréquences 21–30 GHz et 90–115 GHz sont résumées dans le tableau 5.2. Dans la bande 90–115 GHz le gain de l'antenne est compris entre 14.5 et 15.1 dB, il y a un minimum de 19.6 dB entre le gain maximal de l'antenne et le niveau de cross-polarisation. Dans le plan H, La largeur du faisceau à -3 dB est comprise entre 32 ° et 37 ° et elle est comprise entre 57 ° et 64 ° à -10 dB. La largeur à -3 dB dans le plan E est comprise entre 30 ° et 33 ° et elle comprise entre 52 ° et 57 ° à -10 dB.

**Tableau 5.2:** Gains, niveaux des lobes secondaires, niveaux de cross-polarisation et largeurs de faisceau des antennes ALTSA dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz.

Bande de fréquence	21-30GHz	90-115GHz
Epaisseur de substrat	508 $\mu$ m	127 $\mu$ m
Gain (dBi)	21GHz: 14.9 22GHz: 15 24GHz: 15 26GHz: 15 28GHz: 15.1 30GHz: 15.3	90GHz: 14.7 95GHz: 14.8 100GHz: 15.1 105GHz: 14.7 110GHz: 14.5 115GHz: 14.5
Niveau des lobes secondaires dans le plan H (dB)	21GHz: -24.3 22GHz: -24.2 24GHz: -23.3 26GHz: -21.7 28GHz: -19.8 30GHz: -19.4	90GHz: -23.7 95GHz: -27.8 100GHz: -24.9 105GHz: -26.0 110GHz: -25.3 115GHz: -24.4
Niveau de Cross-pol (dB)	21GHz: -22.7 22GHz: -21.6 24GHz: -19.3 26GHz: -17.7 28GHz: -17.1 30GHz: -16.8	90GHz: -23.7 95GHz: -23.2 100GHz: -21.8 105GHz: -20.4 110GHz: -19.5 115GHz: -19.6
Largeur de faisceau à -3dB pour $\varphi=0$ : pour $\varphi=90^\circ$	21GHz: 42:38 22GHz: 40:36 24GHz: 39:36 26GHz: 39:35 28GHz: 38:35 30GHz: 36:32	90GHz: 37:33 95GHz: 34:31 100GHz: 32:30 105GHz: 34:31 110GHz: 36:33 115GHz: 36:32
Largeur de faisceau à -10dB pour $\varphi=0$ : pour $\varphi=90^\circ$	21GHz: 68:62 22GHz: 68:62 24GHz: 66:61 26GHz: 65:59 28GHz: 65:58 30GHz: 62:57	90GHz: 57:52 95GHz: 60:53 100GHz: 60:55 105GHz: 63:56 110GHz: 64:57 115GHz: 62:57

L'antenne fonctionnant à 100 GHz a une longueur plus grande que celle opérant à 25 GHz proportionnellement à la longueur d'onde, ce qui explique les différences de largeurs de faisceaux. Les gains sont quant à eux légèrement inférieurs (cf. tableau 5.2). Une augmentation de la longueur de l'antenne permet également d'améliorer légèrement les niveaux de cross-polarisations et de lobes secondaires. Le coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne ALTSA,  $S_{11}$ , est donné à la figure 5.32. On a  $S_{11} < -21.4\text{dB}$  sur toute la largeur de bande considérée.

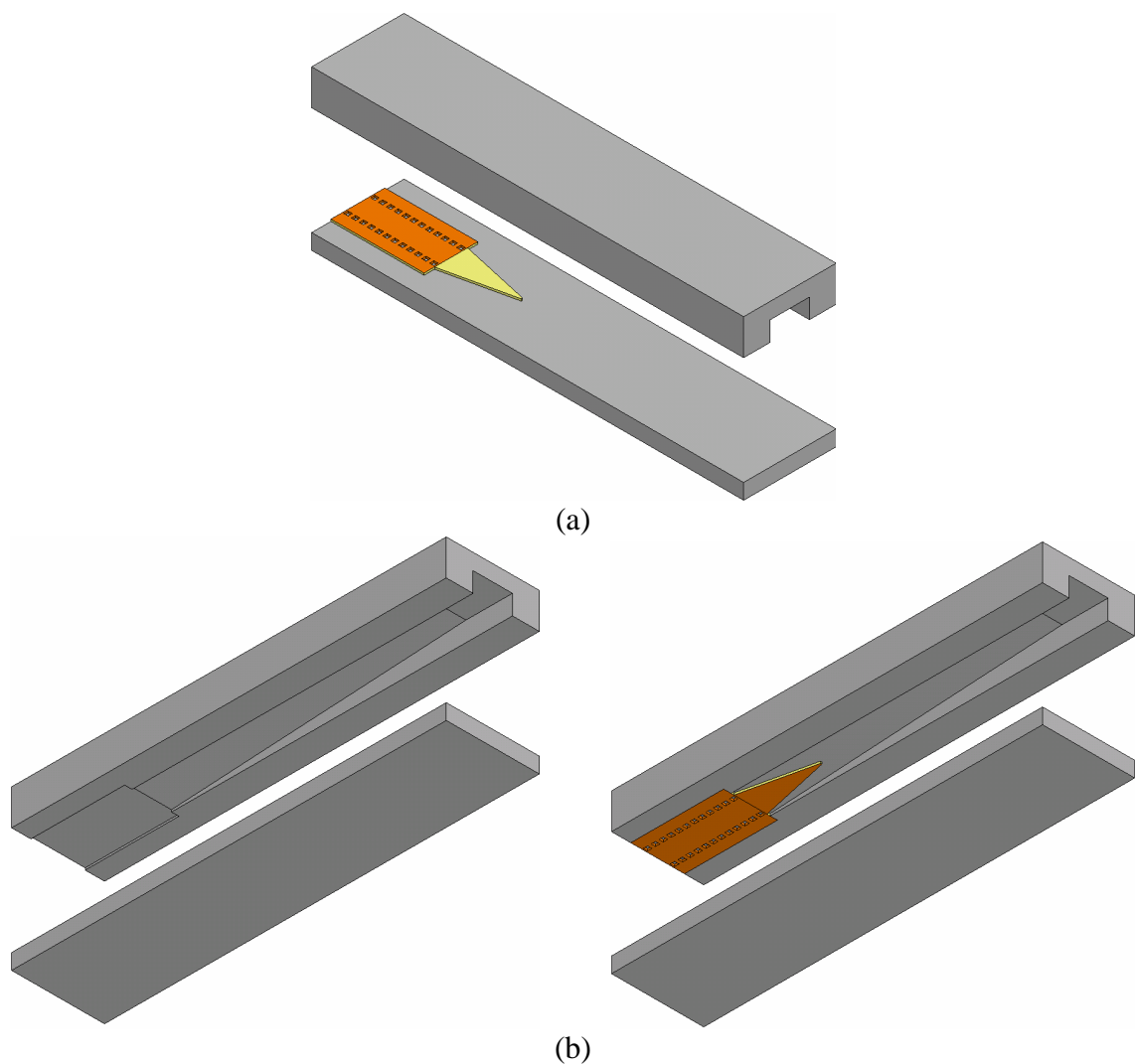


**Figure 5.32:** Adaptation de l'antenne ALTSA en fonction de la fréquence.

Pour mesurer cette ALTSA, une transition de guide SIW à guide rectangulaire (RWG) standard peut être utilisée sans pour autant dégrader le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne. La transition utilisée pour la mesure de l'antenne diffère légèrement de celle conçue pour la mesure du diviseur de puissance et des coupleurs SIW (cette dernière est redonnée à la figure 5.33). En effet, dans ces derniers cas, le changement progressif de la hauteur du guide d'onde s'effectue sur une courte distance, donc un élargissement de la largeur du guide SIW est ajouté pour compenser cette faible distance tout en conservant un bon coefficient de réflexion. Le but était de réduire autant que possible les dimensions des blocs d'aluminium permettant la mesure des circuits SIW.

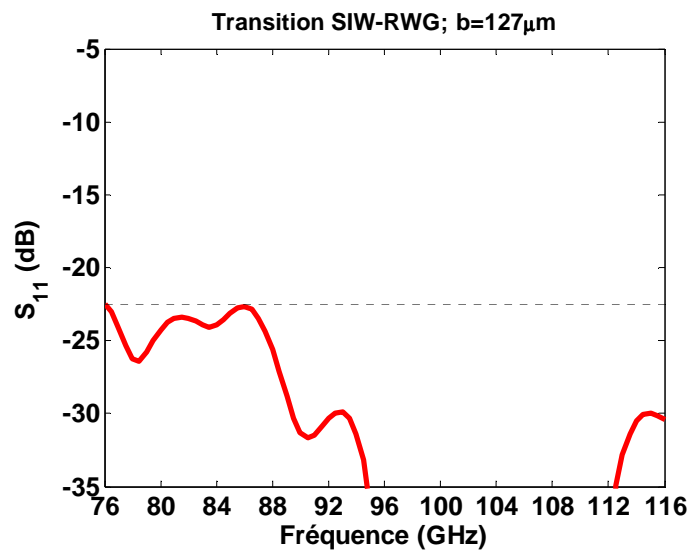


Une transition SIW-RWG basée sur un changement progressif de la hauteur du guide d'onde est préférable à un transformateur d'impédance en marche d'escaliers (tronçons quart d'onde), comme celui présenté à la figure 2.53 (réf. [2.24]), car le coefficient de réflexion est moins sensible aux tolérances de fabrication. Un autre avantage de cette transition est que seulement trois paramètres d'optimisation sont nécessaires pour sa conception.



**Figure 5.35:** Vues en perspective de la transition SIW-RWG utilisée pour la mesure de l'antenne AL TSA; (a): circuit SIW avec les deux blocs d'aluminium et (b): les deux blocs d'aluminium sans et avec le circuit SIW.

Le coefficient d'adaptation simulé pour la transition SIW-RWG est montré à la figure 5.36. On peut voir que l'adaptation est inférieure à -22.5 dB dans l'intervalle 76–116 GHz (soit BW= 41.7 %) et inférieure à -29 dB dans l'intervalle 89–116 GHz (soit BW= 26.3 %). Ces résultats permettront de mesurer l'antenne dans cette dernière bande de fréquence dans les meilleures conditions.



**Figure 5.36:** Adaptation pour la transition SIW-RWG en fonction de la fréquence.

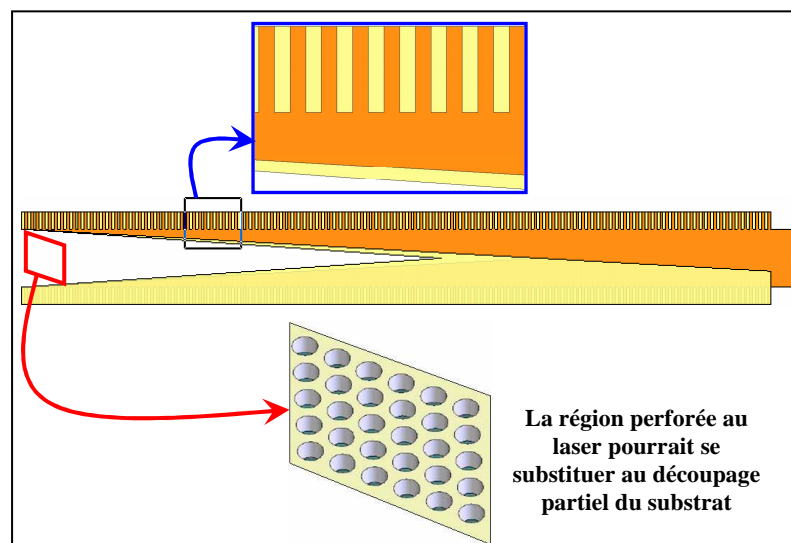
Pour des raisons de délais de fabrication, les antennes ALTSA alimentées par une ligne SIW qui opèrent dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz n'ont pas été fabriquées et mesurées dans le cadre de cette thèse. Toutefois, elles le seront ultérieurement et pourront faire l'objet d'une publication.

## 5.7. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, conçu deux antennes ALTSA alimentées par un guide SIW. Dans les deux cas un gain simulé d'environ 15 dBi a pu être obtenu. Les performances obtenues dans la bande 90–115 GHz, en termes de niveaux de cross-polarisations (< -19.5 dB) et de lobes secondaires (< -23.7 dB), de symétrie de faisceau



et de coefficient de réflexion ( $< -29$  dB), ont montré que ce type d'antenne peut être utilisé pour une application en radioastronomie, offrant ainsi une solution compacte et de poids réduit. Toutefois, le substrat Rogers/Duroid RT6002 présente des pertes diélectriques trop élevées et devra être remplacé par un matériau à faibles pertes afin de minimiser la température de bruit. Le fait de découper le substrat (en forme de "V") en son milieu peut éventuellement provoquer un désalignement entre les deux côtés de l'antenne (par un affaissement plus important d'un côté), dégradant ainsi les performances de cette dernière. Une solution alternative serait de perforer la région centrale du substrat au laser pour en diminuer la permittivité (voir figure 5.37).



**Figure 5.37:** Alternative possible au découpage partiel du substrat de l'antenne ALTSA.

## CHAPITRE VI

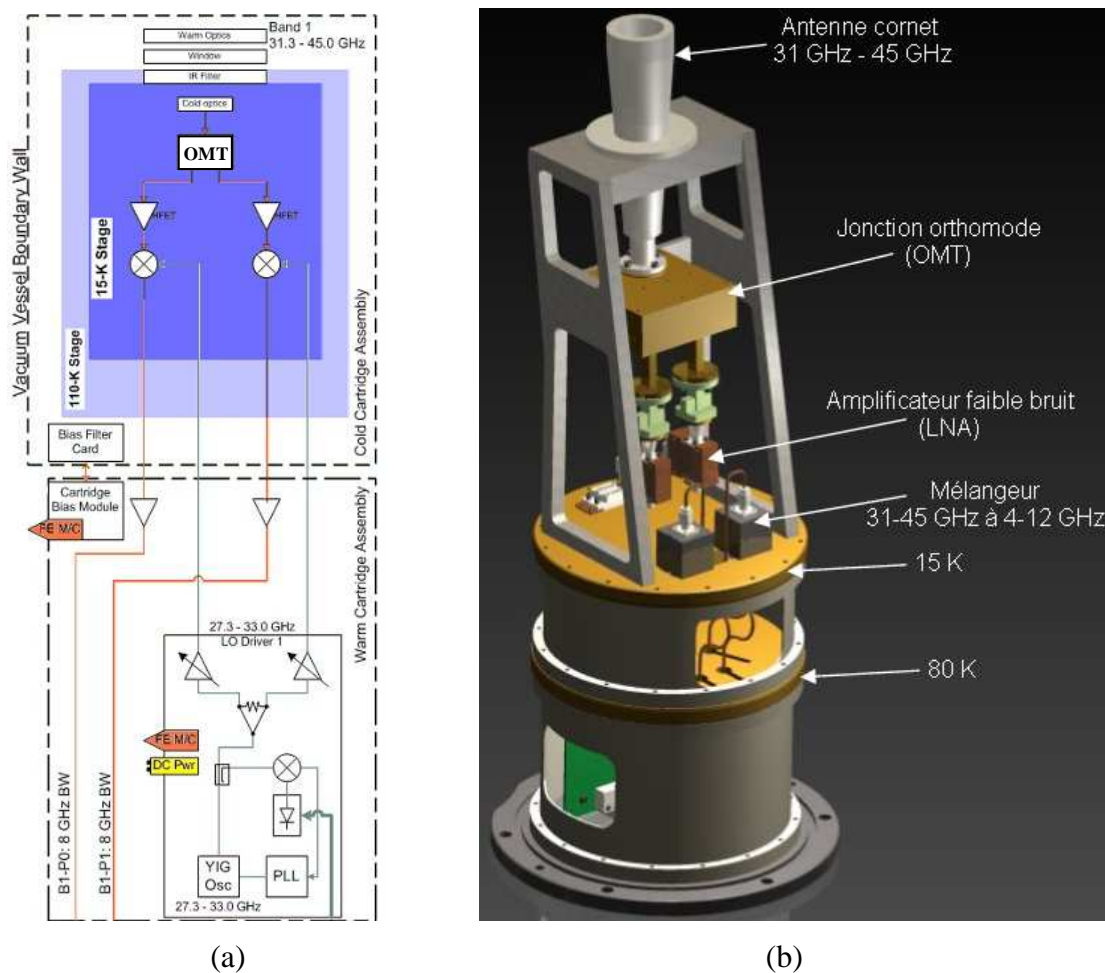
### CONCEPTION D'UNE JONCTION ORTHOMODE (OMT) DANS LA BANDE 1 D'ALMA (31–45 GHz)

Ce chapitre est consacré à la conception d'un nouvel OMT en guide d'onde opérant dans la bande 31–45 GHz pour le prototype du récepteur de la bande 1 du projet ALMA.

#### 6.1. Configuration de la bande 1 du projet ALMA

Dans le cadre de cette thèse l'opportunité s'est offerte, au sein du groupe d'ondes millimétriques de HIA-NRC, de travailler sur l'élaboration d'un prototype de récepteur opérant dans la bande 1 du projet ALMA. En effet, la conception et la production de ce récepteur n'a pas encore été assignée à un pays, c'est la raison pour laquelle plusieurs laboratoires de recherches travaillent sur ce récepteur. L'expérience de l'HIA acquise dans le développement du récepteur hétérodyne de la bande 3 représente un atout pour développer un récepteur bande 1 performant qui rencontre les spécifications du projet ALMA (cf. tableau 1.1). Dans le cas du récepteur bande 1 il n'y a pas de mélangeur à jonction supraconductrice avant l'amplificateur faible bruit (InP/HEMT). La translation de la bande de fréquence RF (31.3–45 GHz) vers la bande IF (4–12 GHz) peut s'effectuer en utilisant un mélangeur classique à diode ou à transistor (toujours à l'étude) et un oscillateur local opérant dans la bande 27.3–33 GHz. Un mélangeur commercial peut éventuellement être utilisé à la température physique de 15 K ou bien à température ambiante, une comparaison des performances obtenues dans chacun des cas devra être menée. La détection de façon simultanée des polarisations orthogonales peut s'effectuer en utilisant une seule antenne de réception (une antenne cornet corrugée) et une jonction orthomode (OMT). La figure 6.1a montre une architecture possible du récepteur bande 1 [6.1]. La figure 6.1b présente une vue de l'assemblage des différents composants du récepteur bande 1 en cours de développement à HIA-NRC. Notre travail fut donc de

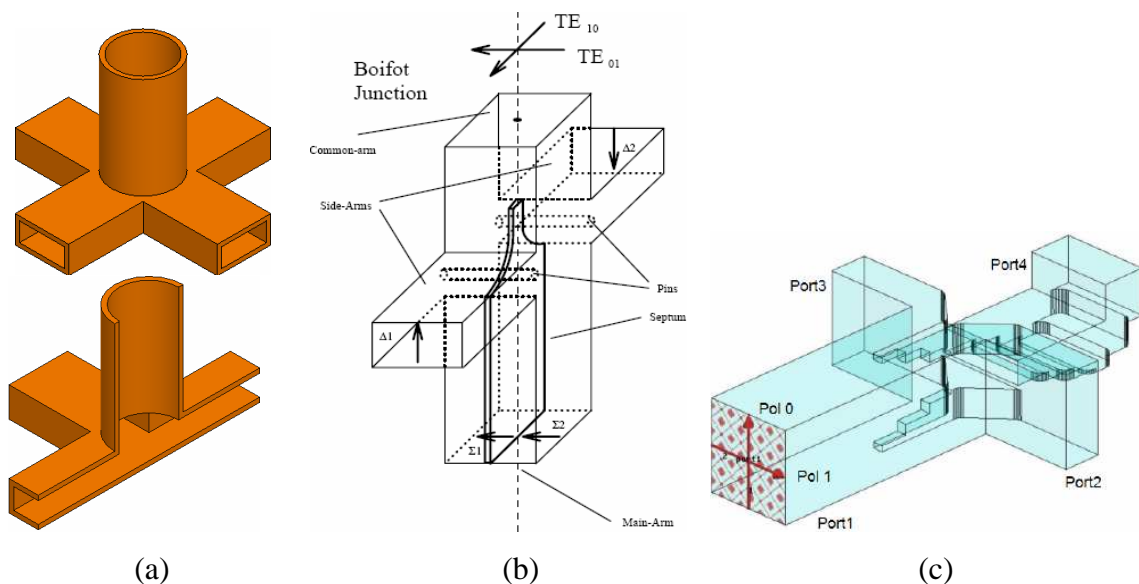
concevoir un OMT en utilisant la technologie du guide d'onde et ayant les caractéristiques suivantes: une isolation entre les deux sorties de l'OMT supérieure à 35 dB, des pertes d'insertion inférieures à 0.5 dB, un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB et une largeur de bande d'au moins 35 %. L'OMT devait également être aussi compact que possible pour permettre dans son insertion dans le volume alloué dans le cryostat d'ALMA, tout en sachant que le point focal de la bande 1 est désaxé par rapport à l'axe de la cartouche (comme on peut le voir à la figure 1.10). L'OMT devait également pouvoir être fabriqué en utilisant une fraiseuse à commande numérique standard.



**Figure 6.1:** (a): architecture possible du récepteur bande 1 [6.1] et (b): Prototype du récepteur bande 1 en cours de développement à HIA-NRC [6.2].

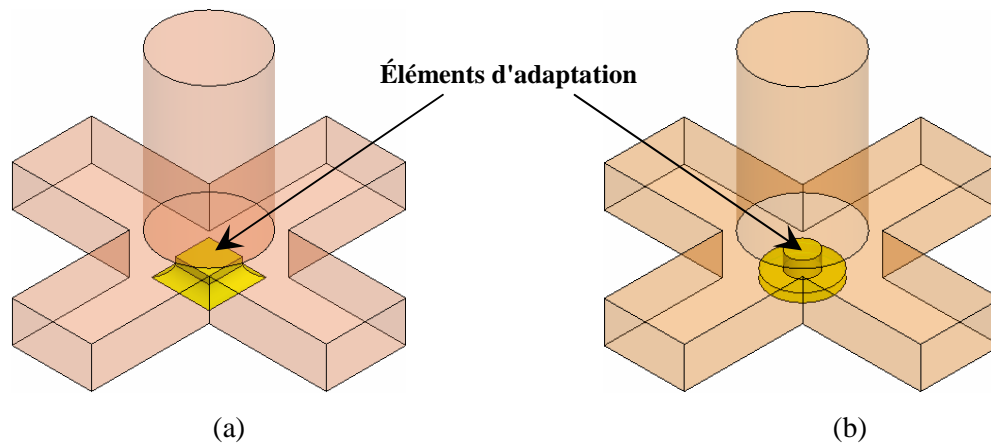
## 6.2. Brève revue des jonctions orthomode existantes

Les OMTs permettent donc de combiner ou de séparer deux polarisations orthogonales à l'intérieur d'une même bande de fréquence. La majorité des OMTs peuvent se classer en trois grandes catégories, la première représente les OMTs basés sur une jonction tourniquet (figure 6.2a), c'est-à-dire un réseau à cinq ports comportant un guide d'onde circulaire ou carré en entrée et quatre guides d'ondes rectangulaires aux sorties. Un élément d'adaptation peut être placé au centre de la jonction pour améliorer l'adaptation sur la bande de fréquence considérée. La deuxième catégorie utilise des jonctions dites de Boifot (figure 6.2b). Le nombre de ports est identique mais la séparation des signaux orthogonaux s'effectue cette fois en utilisant un septum de faible épaisseur placé parallèlement à l'une des deux polarisations. Des piliers inductifs (les "pins" à la figure 6.2b) sont parfois utilisés pour améliorer le coefficient de réflexion. La dernière catégorie utilise une jonction à double-arête (figure 6.2c) qui permet d'adapter l'impédance du guide carré (port 1 sur la figure 6.2c) à celle du guide rectangulaire (port 4 sur la figure 6.2c).



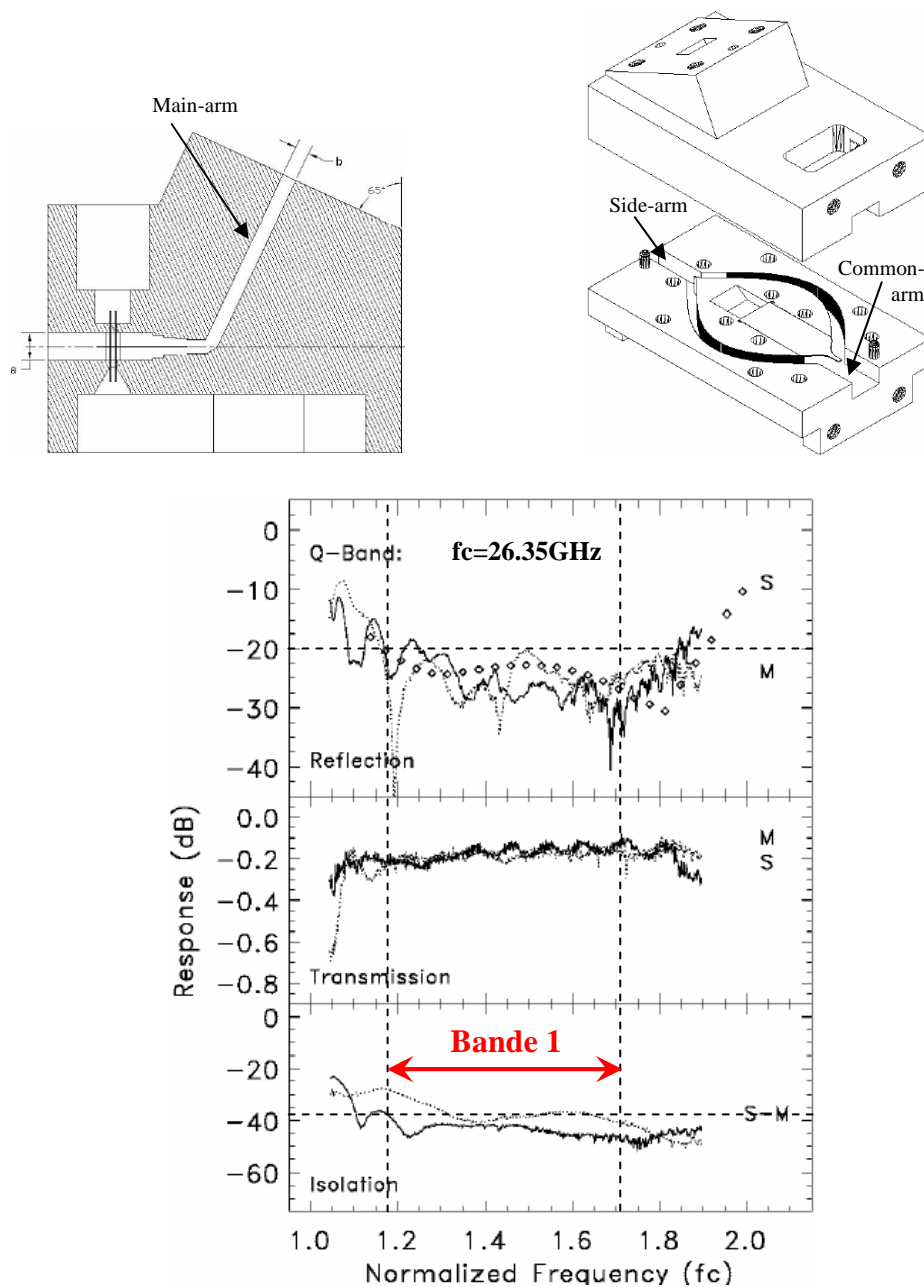
**Figure 6.2:** Jonction (a):tourniquet, (b): Boifot [6.3], (c): double ridge [6.4].

Un OMT basé sur une jonction en tourniquet avec un élément d'adaptation (tel que montré à la figure 6.3) donne globalement de meilleurs résultats en termes d'adaptation et de niveau d'isolation qu'un OMT avec une jonction de Boifot.



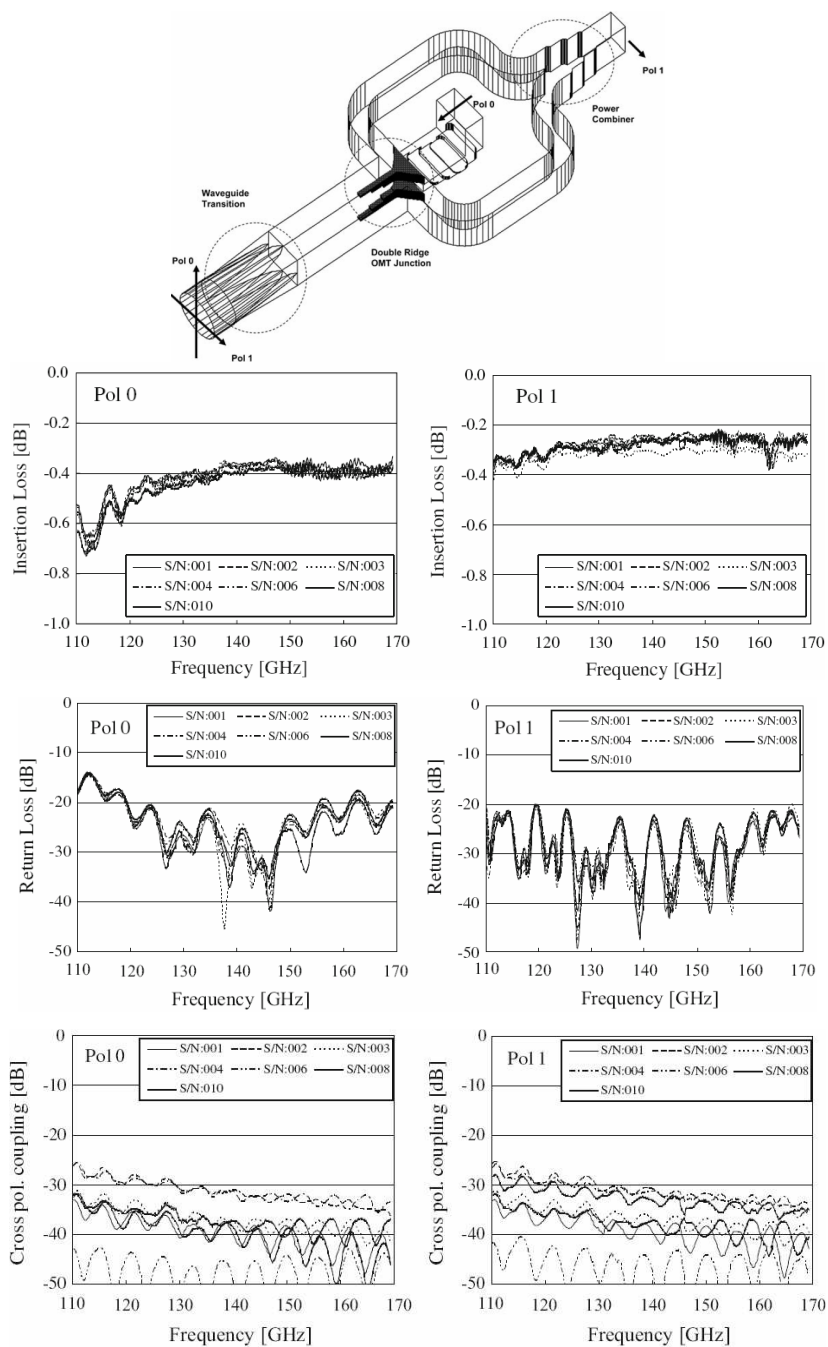
**Figure 6.3:** Jonction tourniquet avec (a) une pyramide tronquée [6.5] et (b) deux cylindres superposés [6.6] comme éléments d'adaptation.

Un autre avantage de la configuration avec une jonction tourniquet est l'absence de piliers inductifs, dont le diamètre peut être considérablement faible pour les applications à hautes fréquences, et de pièces mobiles telles qu'un septum, dont l'usinage et le positionnement sont également délicats à effectuer. Enfin, le fait d'avoir une entrée en guide d'onde circulaire permet de connecter plus facilement l'antenne cornet corrugée à l'OMT. Parmi les OMTs présentés dans la littérature et basés sur une jonction de Boifot, on peut citer celui d'E.J. Wollack [6.7]. Son prototype présente l'avantage d'opérer dans la bande 1, ce qui fera un bon élément de comparaison avec notre OMT. Sa topologie ainsi que les paramètres d'adaptation, de transmission et d'isolation sont donnés à la figure 6.4. Le coefficient de réflexion est inférieure à  $-19$  dB, les pertes d'insertion sont d'environ  $0.2$  dB et on a une isolation entre les deux sorties (en guides d'ondes rectangulaires) d'au moins  $38$  dB avec une charge au "Common-arm".



**Figure 6.4:** OMT basé sur l'utilisation d'une jonction de Boifot [6.7] dans la bande 1 (Les courbes en traits pleins et celles en pointillés représentent les réponses fréquentielles mesurées pour l'adaptation et la transmission pour les "Side-arm" et "Main-arm", respectivement. La courbe avec des marqueurs en formes de diamants représentant la réponse simulée pour le "Side-arm". La courbe en trait plein et celle en pointillée représente l'isolation quand on place une charge et une plaque métallique au "Common-arm", respectivement).

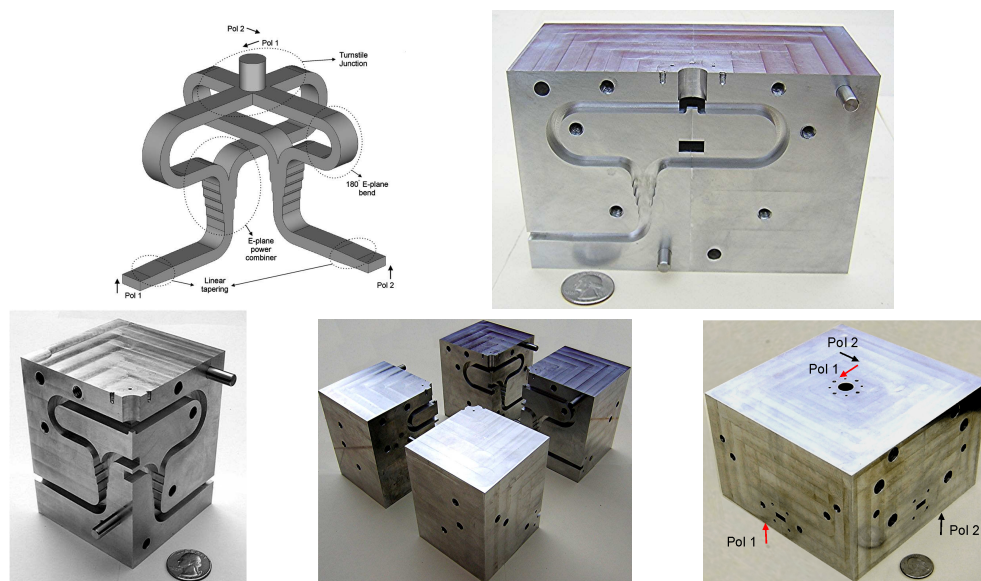
La figure 6.5 montre un OMT basé sur l'utilisation d'une jonction dite "double-ridge", opérant dans la bande 125–163 GHz (BW=26.4 %), ainsi que les adaptations, les pertes d'insertion et les niveaux de cross-polarisation pour sept prototypes [6.4].



**Figure 6.5:** OMT basé sur l'utilisation d'une jonction "double-ridge" [6.7].



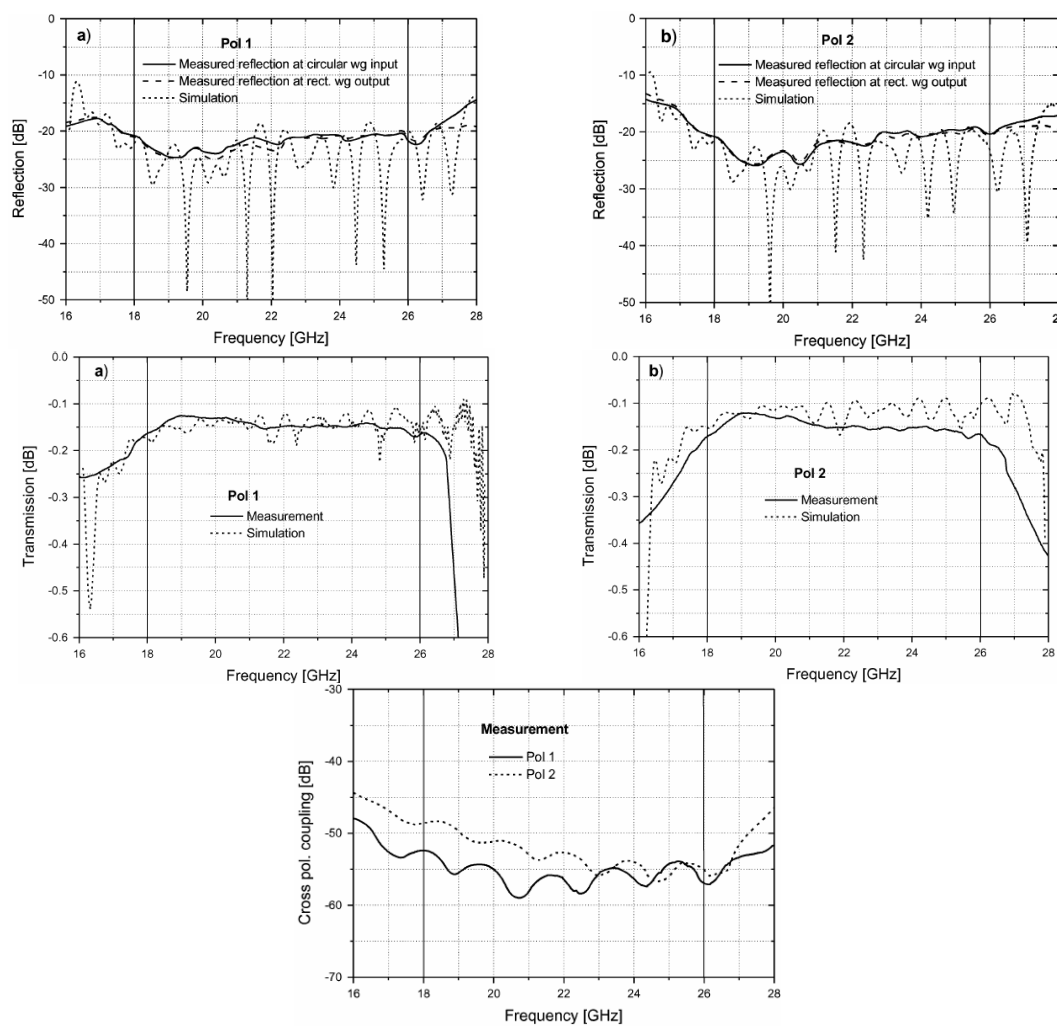
Les adaptations sont inférieures à  $-18$  dB, les pertes d'insertion sont inférieures à  $0.5$  dB et les niveaux de cross-polarisation sont d'au moins  $28$  dB pour l'ensemble des prototypes et pour les deux polarisations. Le niveau d'isolation entre les deux sorties n'est cependant pas indiqué par l'auteur. Les performances sont inférieures à celles obtenues par E.J. Wollack [6.7] et on peut voir sur la figure 6.5 que les niveaux de cross-polarisation, pour chacune des deux polarisations, fluctuent fortement (de  $28$  à  $42$  dB) suivant le prototype. Ce qui montre que cet OMT est très sensible vis-à-vis des tolérances de fabrication et donc difficile à envisager pour une production importante. En outre, la largeur de bande est de seulement  $26.4\%$ , il est donc très peu probable que ce type d'OMT puisse afficher un niveau de performance acceptable sur la totalité de la bande de fréquence originale de la bande 1 et qui est de  $36.8\%$ . Parmi les OMTs présentés dans la littérature le plus intéressant fut celui conçu par A. Navarrini [6.5] et fonctionnant dans la bande  $18\text{--}26$  GHz (soit une largeur de bande de  $36.4\%$ ). La topologie de cet OMT est montrée à la figure 6.6. Il se compose en entrée d'une jonction tourniquet, munie d'une pyramide tronquée comme élément d'adaptation, suivie par deux combineurs de puissance. La fabrication de cet OMT est basée sur l'assemblage de quatre blocs d'aluminium.



**Figure 6.6:** OMT basé sur l'utilisation d'une jonction tourniquet [6.5].



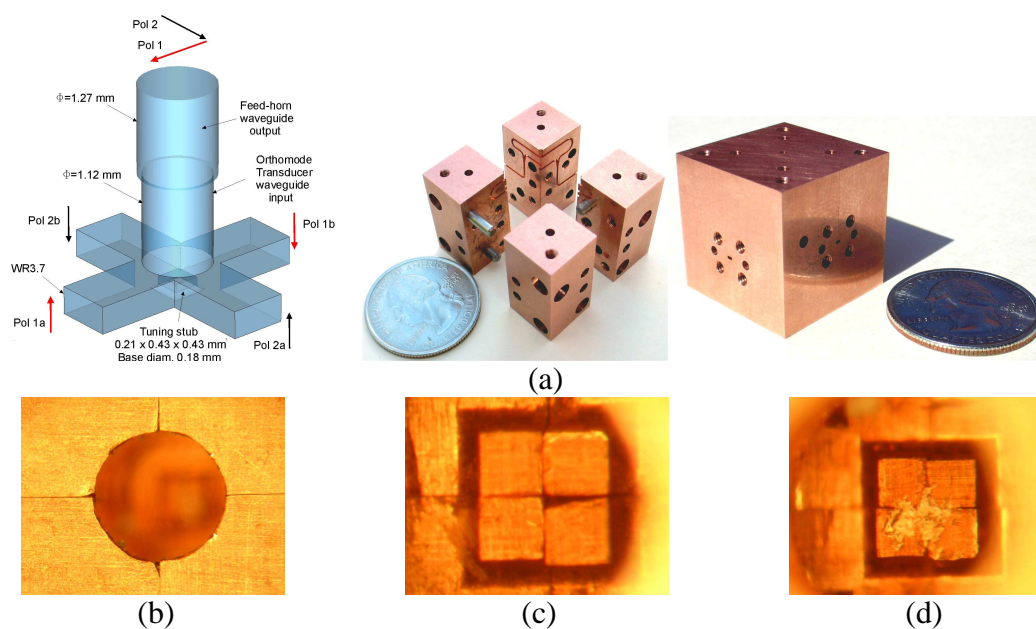
La figure 6.7 présente les pertes d'insertion ( $<0.17$  dB), les coefficients de réflexion ( $<-19$  dB) ainsi que les niveaux de cross-polarisation ( $>47$  dB) mesurés pour les deux polarisations. On peut voir que même si les coefficients de réflexion sont légèrement supérieurs à  $-20$  dB, le niveau de cross-polarisation est particulièrement intéressant.



**Figure 6.7:** Performances de l'OMT avec la jonction tourniquet [6.5].

Si l'utilisation d'une jonction tourniquet semblait être la meilleure option pour l'OMT de la bande 1, la fabrication de ce dernier posait toutefois de sérieux problèmes. En effet, la difficulté d'alignement les quatre blocs avec précision et les pertes d'intégrité du guide cylindrique d'entrée et de l'élément d'adaptation peuvent être à l'origine d'une

perte significative du niveau des performances RF globales, et plus particulièrement aux fréquences millimétriques et au-delà. La figure 6.8, qui présente un OMT également conçu par A. Navarrini [6.8] dans la bande 200–270 GHz, illustre ce problème. Malgré l'ajout de pâte d'indium pour combler les aspérités qui sont dues à un usinage et à des alignements non parfaits, l'auteur rapporte des pertes d'insertion supérieures à 0.8 dB, des coefficients de réflexion supérieures à -12 dB et des niveaux de cross-polarisation et d'isolation inférieures à 25 dB. Pour palier à ce problème de fabrication, et également dans le but d'améliorer les coefficients de réflexion, nous avons conçu une version modifiée de cet OMT.

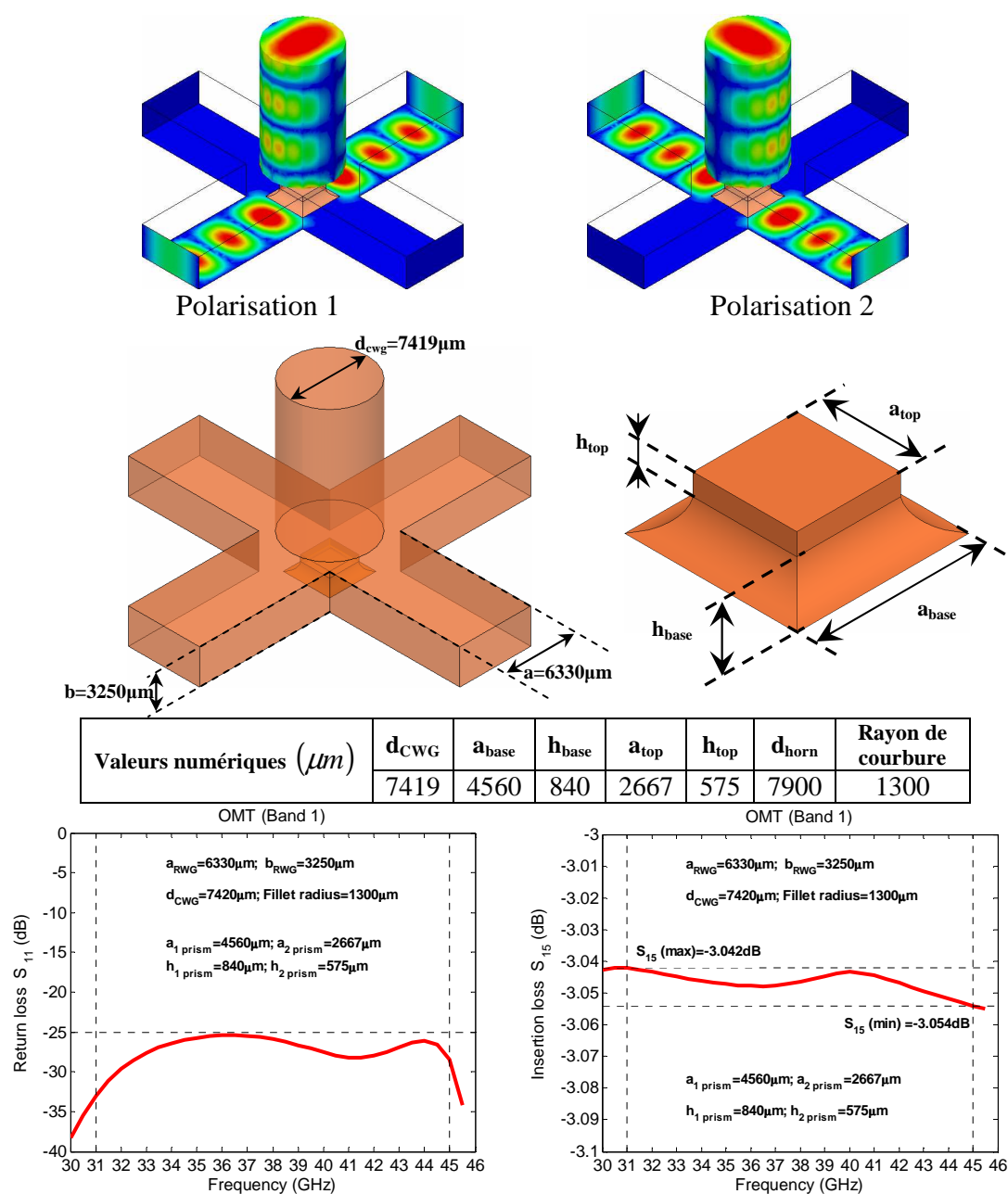


**Figure 6.8:** (a): OMT avec une jonction tourniquet pour la bande 200–270 GHz [6.8], (b): Guide cylindrique d'entrée, (c) élément d'adaptation seul et (d) élément d'adaptation avec pâte d'indium.

### 6.3. Jonction tourniquet avec divers éléments d'adaptation

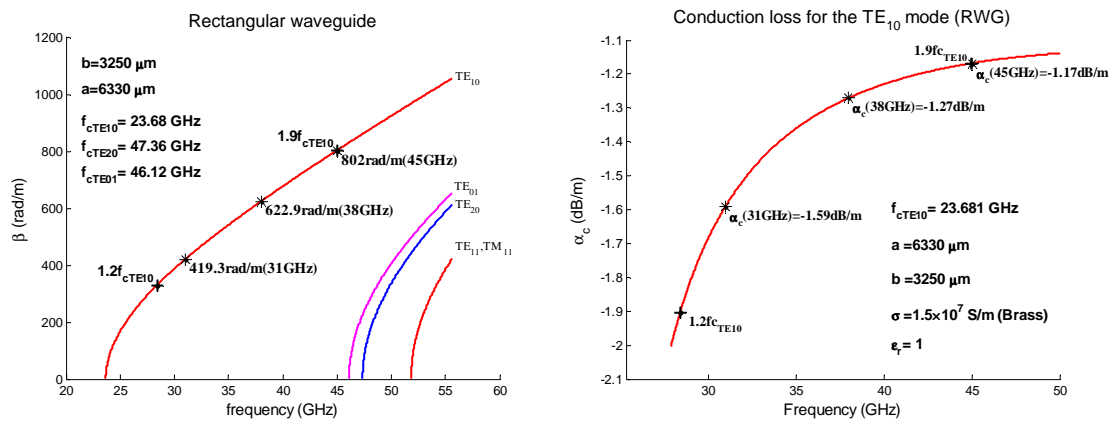
L'amélioration globale des coefficients de réflexion à l'entrée et aux sorties de l'OMT ne pouvait se faire qu'en optimisant le coefficient de réflexion de chaque élément

constituant l'OMT. Tout d'abord, une pyramide tronquée similaire à celle utilisée dans [6.5] fut conçue pour opérer dans la bande 31–45 GHz. La figure 6.9 montre la topologie, les dimensions, les pertes d'insertion et l'adaptation à l'entrée de la jonction.



**Figure 6.9:** Topologie, pertes d'insertion et adaptation simulées de la jonction tourniquet avec pyramide tronquée.

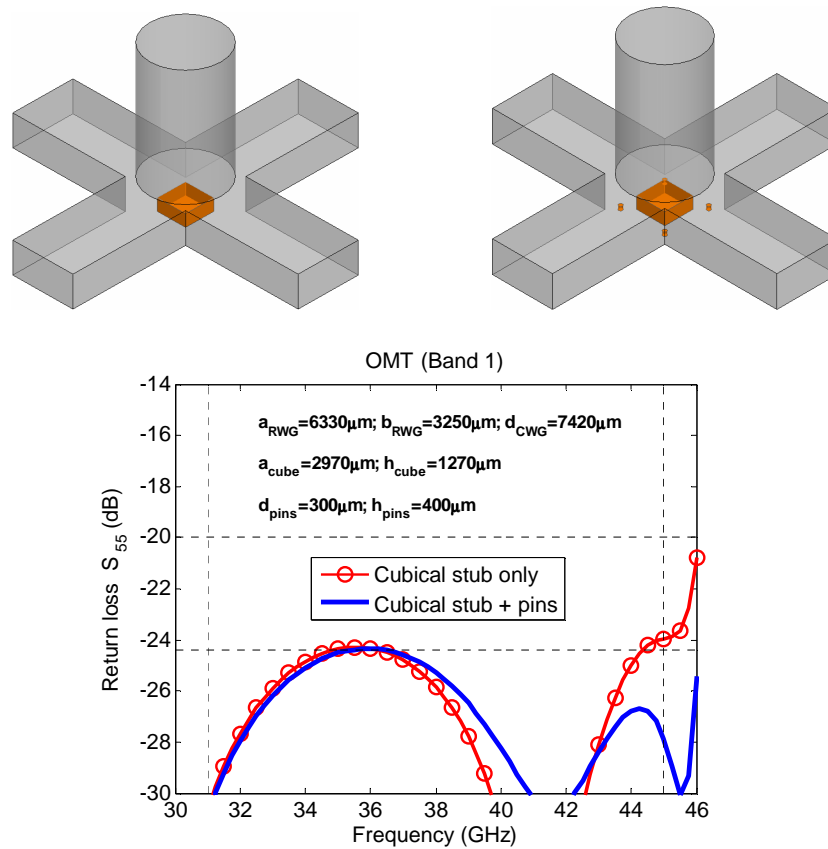
Les dimensions des guides rectangulaires des quatre branches de l'OMT sont 6.33 mm de largeur pour une hauteur de 3.25 mm (WR-25). Elles ont été choisies ainsi dans le but de minimiser les pertes d'insertion ( $<1.6$  dB/m) et d'opérer dans la zone la plus linéaire de la constante de propagation. La figure 6.10 montre les pertes et la constante de propagation calculées dans la bande 31–45 GHz. Le diamètre du guide circulaire est de 7.42 mm, ce qui permet d'adapter l'impédance d'onde du guide rectangulaire à celle du guide circulaire ( $Z_{TE}^{38GHz} = 482\Omega$ ).



**Figure 6.10:** Constante de propagation et pertes d'insertion pour le guide rectangulaire WR-25.

À partir de la figure 6.9, on peut voir que le coefficient de réflexion est inférieur à  $-25$  dB sur toute la bande considérée. On a bien une division égale de puissance lors du passage de l'onde électromagnétique du guide circulaire aux sorties de guides d'ondes rectangulaires. C'est pour cette raison que deux combineurs de puissance sont nécessaires pour recombinaison des signaux constituant chaque polarisation. Mais la pyramide tronquée comme élément d'adaptation fut usinée par une machine à commande numérique dont le foret était perpendiculaire au champ TE<sub>10</sub> se propageant dans les guides rectangulaires. Ce qui explique la présence d'un certain rayon formant les quatre arêtes de la base de la pyramide. Pour un usinage parallèle au champ TE<sub>10</sub>, d'autres formes géométriques pouvaient être envisagées pour l'élément d'adaptation. La figure 6.11 montre les

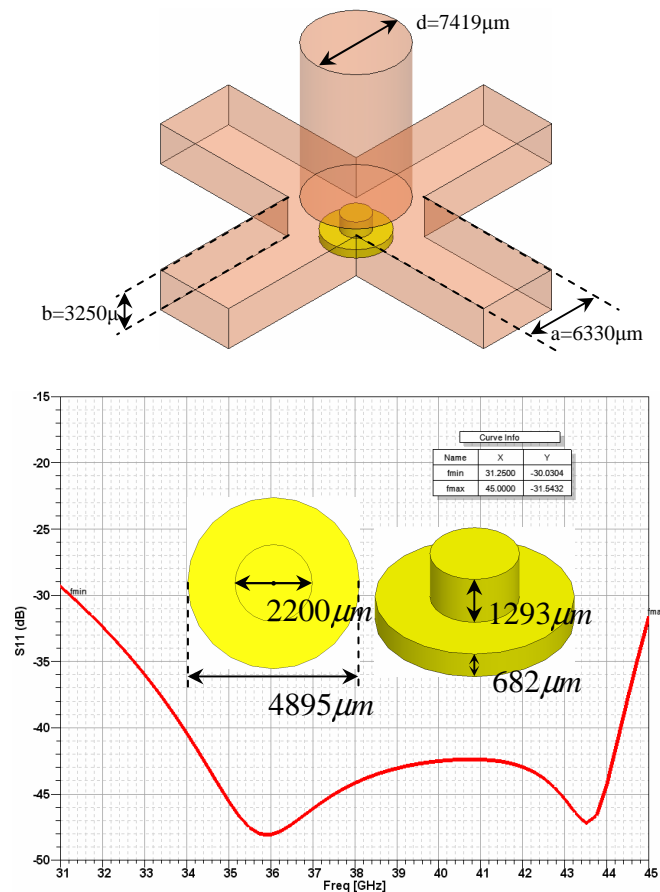
coefficients de réflexion à l'entrée du guide circulaire en utilisant un simple parallélépipède sans et avec des piliers inductifs.



**Figure 6.11:** Adaptations simulées d'une jonction tourniquet basée sur l'utilisation d'un parallélépipède sans et avec des piliers inductifs.

Si le fait d'ajouter des piliers inductifs améliore l'adaptation pour la bande de fréquence supérieure, les dimensions physiques de ces derniers peuvent être trop difficiles à réaliser pour des fréquences de l'ordre de 100 GHz et au-delà. Nous avons finalement opté pour deux cylindres superposés, proposé par M. A. Meyer en 1955 [6.6], comme élément d'adaptation (figure 6.12). Le coefficient de réflexion est inférieure à  $-29$  dB sur toute la bande de fréquence considérée. Cette solution présente également l'avantage de pouvoir être usinée très facilement avec des forets standards. En effet, un

foret en carbure d'un diamètre de 1.5 mm, pour une profondeur de coupe de 6 mm, peut être utilisé pour usiner les deux cylindres.

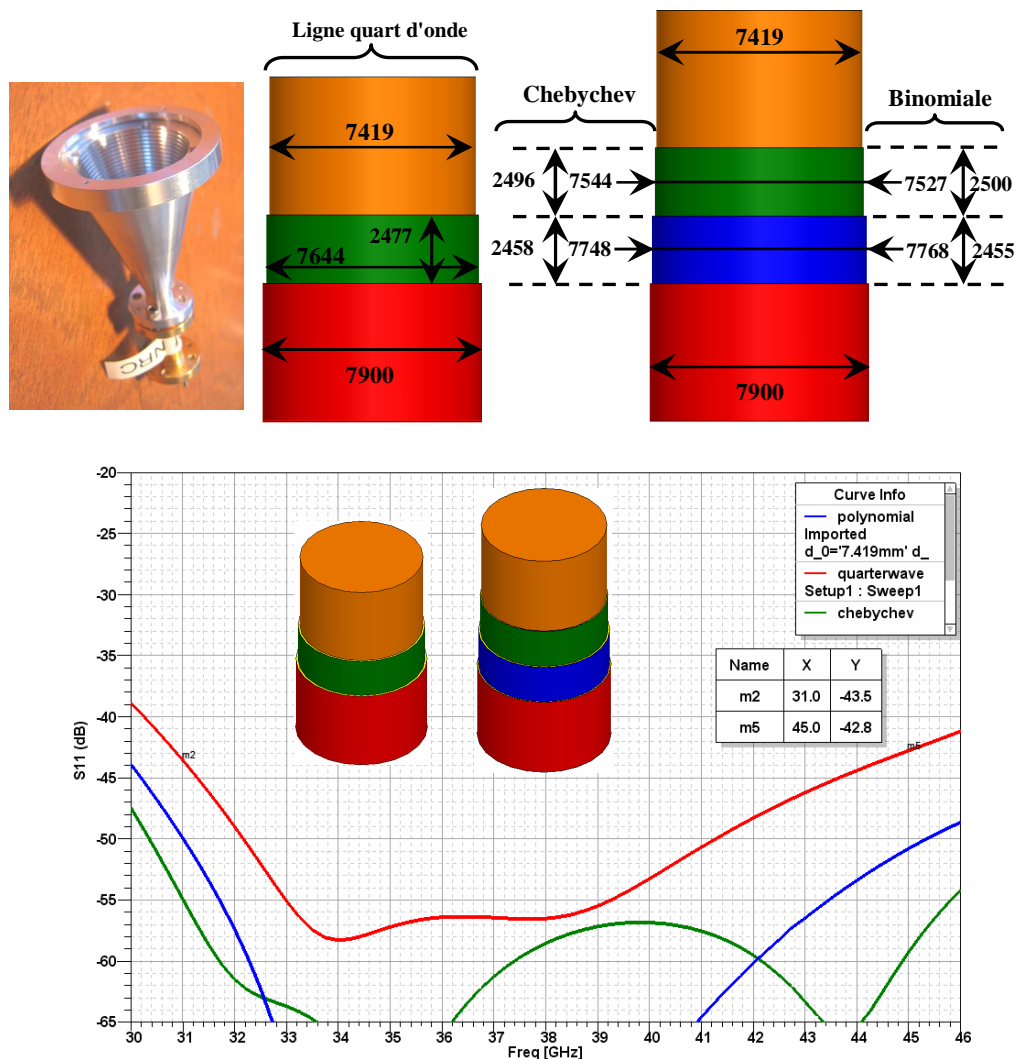


**Figure 6.12:** Adaptation simulée d'une jonction tourniquet basée sur l'utilisation de deux cylindres superposés.

#### 6.4. Transition du guide circulaire de 7.42 mm vers celui de 7.9 mm

L'antenne corrugée (figure 6.13) conçue pour fonctionner dans la bande 1 [6.9] ayant un diamètre de 7.9 mm, il était nécessaire d'utiliser une transition afin de le réduire jusqu'à obtenir un diamètre de 7.42 mm à l'entrée de la jonction tourniquet. Trois configurations furent envisagées. La première utilise une seule section quart d'onde, la deuxième et la troisième comportent deux sections de guides calculées à partir d'un

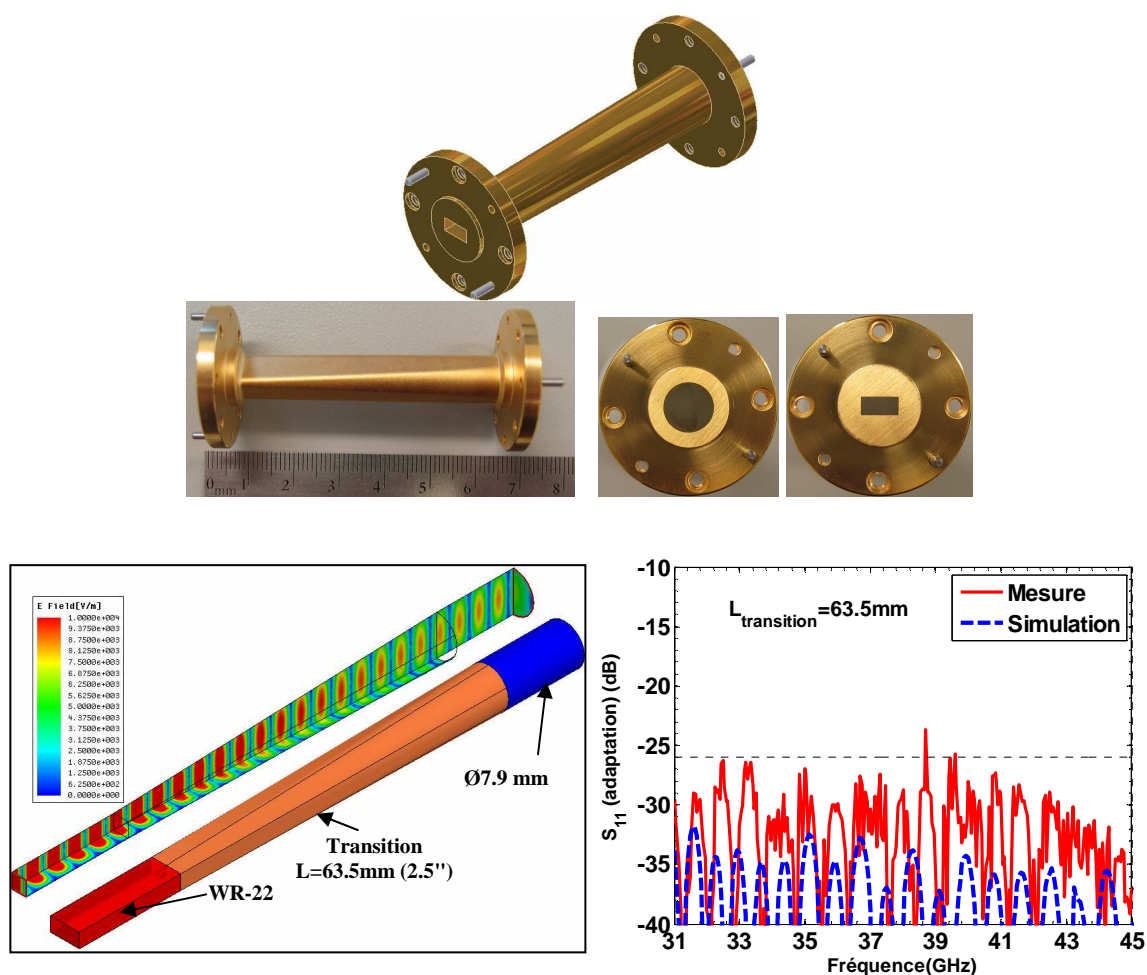
polynôme de Chebychev et d'une expression binomiale. Le transformateur d'impédance basé sur le polynôme de Chebychev est finalement choisi avec une adaptation inférieure à  $-55$  dB dans la bande 31–45 GHz (les dimensions sont en  $\mu\text{m}$  sur la figure 6.13). Un foret en carbure d'un diamètre standard de 6 mm (pour une profondeur de coupe de 20 mm) peut être utilisé pour usiner les différentes sections cylindriques.



**Figure 6.13:** Coefficients de réflexion simulés des transitions pour guides circulaires (7.9 mm à 7.42 mm) en utilisant une section de guide quart d'onde, des sections de guides basées sur un polynôme de Chebychev et en utilisant une expression binomiale.

### 6.5. Transition du guide circulaire de 7.9 mm vers le guide WR-22

Dans le but de pouvoir connecter l'entrée de l'OMT à l'analyseur de réseaux vectoriels (VNA), une transition de guide circulaire de diamètre 7.9 mm vers un guide rectangulaire WR-22 a été conçue. Afin de maintenir une faible valeur du coefficient de réflexion, la longueur de la transition doit être d'au moins 63 mm. La transition a été fabriquée par la compagnie Custom Microwave Inc. en utilisant l'électroformage. La figure 6.14 montre la transition ainsi que la mesure et la simulation de deux transitions placées dos à dos. Le coefficient de réflexion mesuré est inférieur à  $-26$  dB.



**Figure 6.14:** Transition de guide circulaire ( $d=7.9$  mm) à guide WR-22.



## 6.6. Transition du guide rectangulaire WR-25 vers le guide WR-22

Pour permettre d'interfacer les deux sorties de l'OMT (qui sont en guides rectangulaires WR-25) avec le VNA, une simple transition de guide WR-25 à guide WR-22 d'une longueur de 26.6 mm a été conçue. Elle fut également fabriquée par la compagnie Custom Microwave Inc. En utilisant l'électroformage. On peut voir sur la figure 6.15 que l'ajout d'une transition de 26.6 mm de longueur permet d'améliorer de façon significative le coefficient de réflexion ( $< -47$  dB au lieu de  $< -26$  dB).

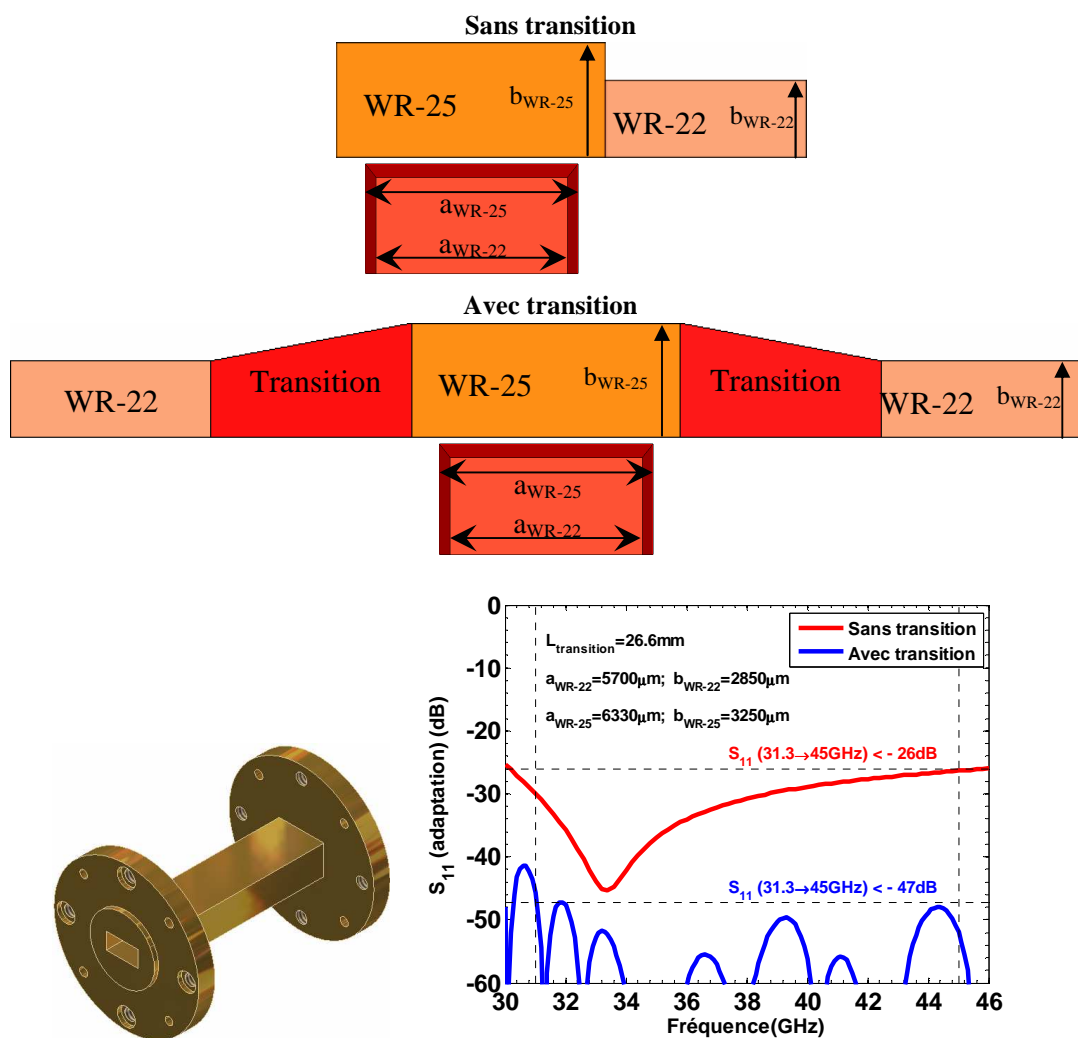
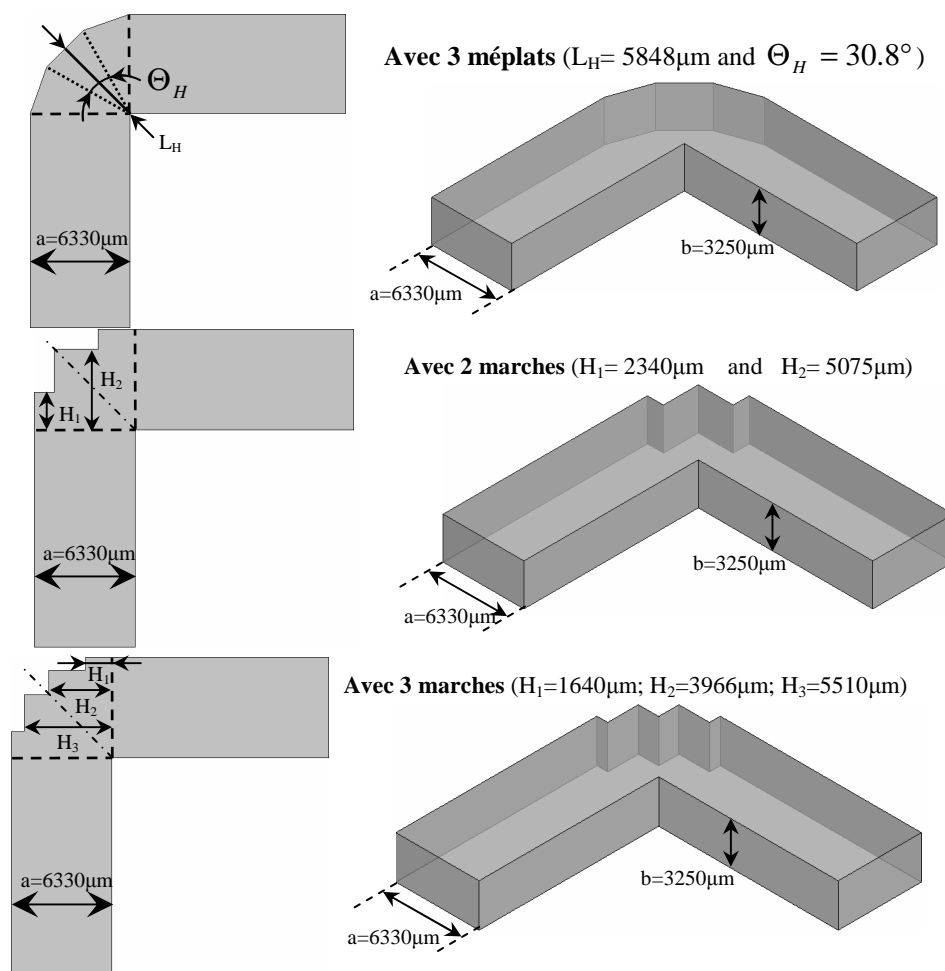


Figure 6.15: Transition de guide WR-25 à guide WR-22.

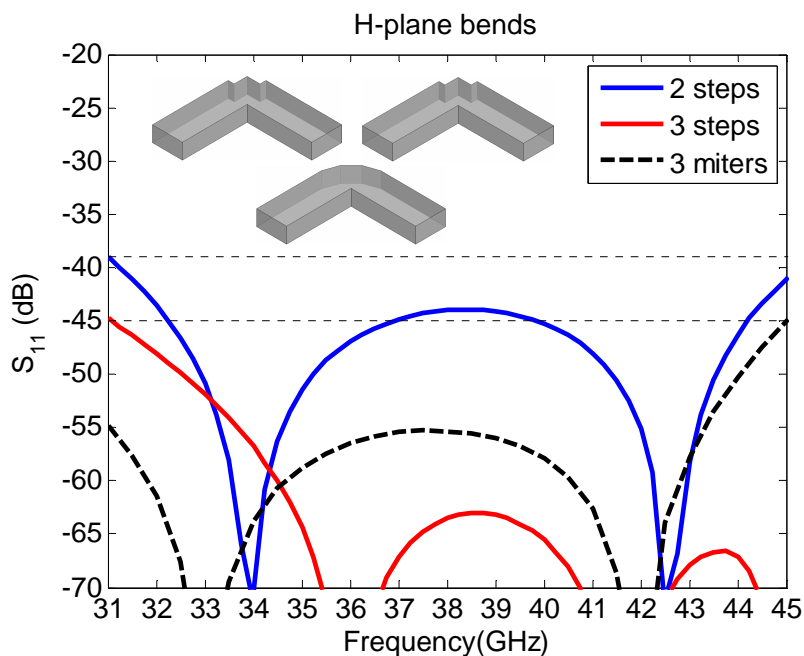
## 6.7. Coudes 90 ° pour guide rectangulaire WR–25

Il a été montré dans le troisième chapitre que des coudes 90° ayant un angle droit et présentant un bon coefficient de réflexion, et ce, sur une largeur de bande d'au moins 30 %, pouvait être conçu en utilisant la configuration à trois méplats (voir figure 3.25 du troisième chapitre). Cependant, un coude en marches d'escalier peut également être envisagé à condition d'avoir un nombre de marches supérieur ou égal à deux. La figure 6.16 montre les configurations avec trois méplats et avec deux et trois marches d'escalier.



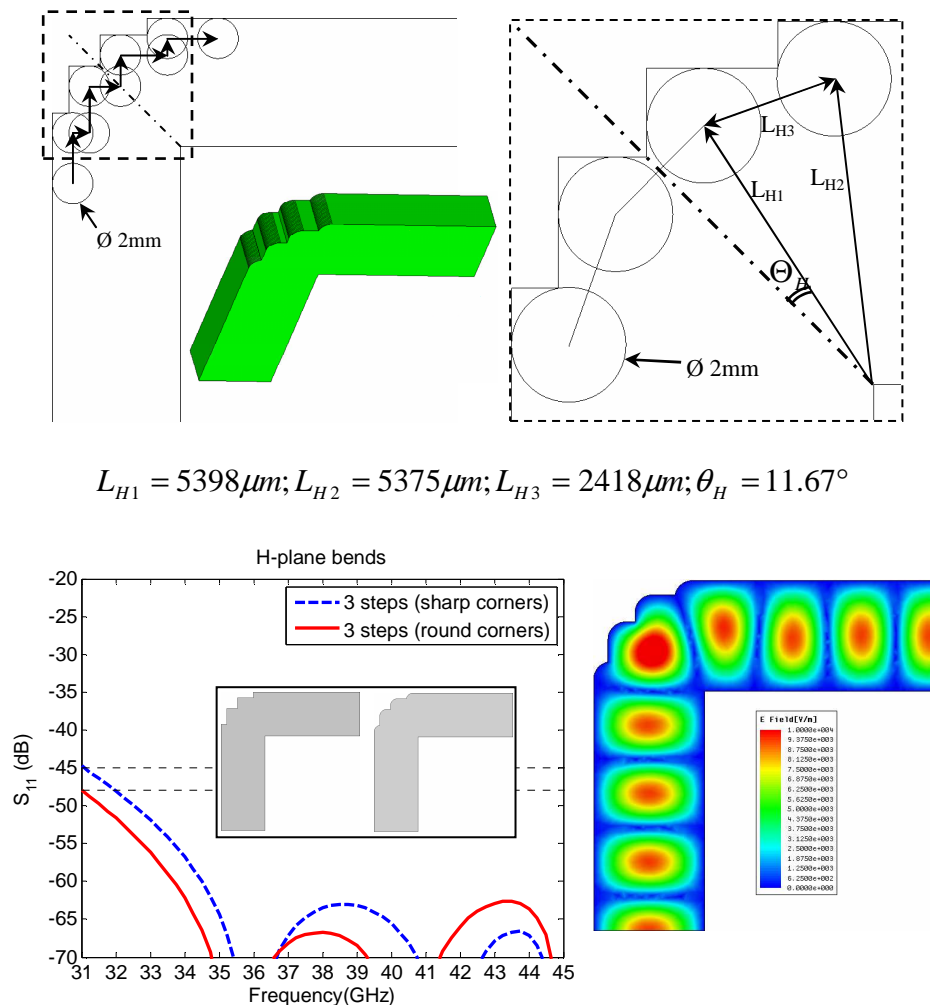
**Figure 6.16:** Coudes 90 ° dans le plan H avec méplats et marches d'escalier.

Les simulations des coefficients de réflexion associés à ces trois coudes sont données à la figure 6.17. On remarque que les coudes à trois méplats et à trois marches d'escalier sont plus performants avec une adaptation inférieure à -45 dB de 31 à 45 GHz.



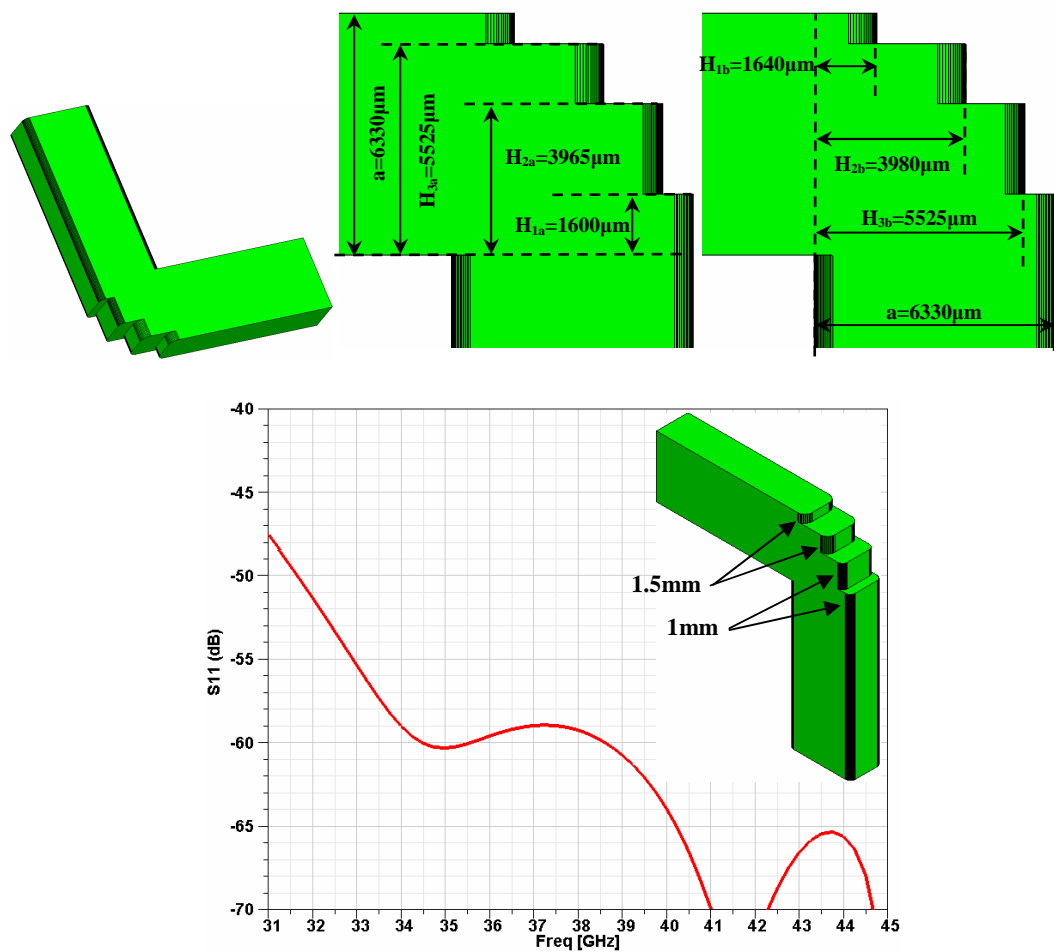
**Figure 6.17:** Adaptation des coudes 90 ° avec méplats et marches d'escalier.

Pour la conception de notre OMT et en tenant compte du fait que les pièces mécaniques devaient être usinées en utilisant une machine à commande numérique, des coude 90 ° dans les plans E et H furent conçus et simulés avec les diamètres des forets standards. Le premier fut le coude 90 ° à trois marches d'escalier conçu dans le plan H avec un usinage perpendiculaire à la largeur du guide rectangulaire. Le diamètre du foret est de 2 mm pour une profondeur de coupe maximale de 9 mm. Dans notre cas, la profondeur de coupe est de seulement 3.25 mm, soit la hauteur du guide WR-25. La figure 6.18 présente les dimensions du coude ainsi qu'une comparaison des coefficients de réflexion dans le cas du coude avec arêtes droites et celui avec des coins arrondis permettant de tenir compte du diamètre du foret.



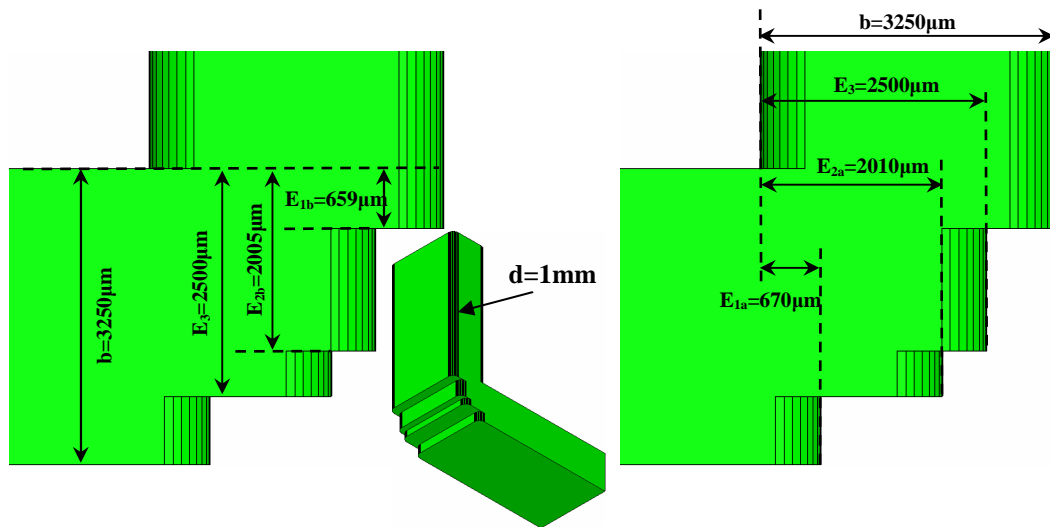
**Figure 6.18:** Adaptations des coudes 90 ° avec marches d'escalier idéales et non-idéales (en tenant compte du diamètre du foret).

On peut voir que le coefficient de réflexion n'est pas dégradé lorsque le coude est simulé avec un diamètre de foret de 2 mm. L'autre coude considéré est également dans le plan H mais cette fois l'usinage se fait perpendiculairement aux murs latéraux du guide rectangulaire WR-25. Le coefficient de réflexion étant dans ce cas plus sensible à la taille du foret, deux diamètres furent utilisés, 1 mm et 1.5 mm (qui ont des profondeurs de coupe maximales de 4 mm et de 6 mm, respectivement). La topologie de ce coude et ses dimensions et le coefficient de réflexion simulé sont présentés à la figure 6.19.

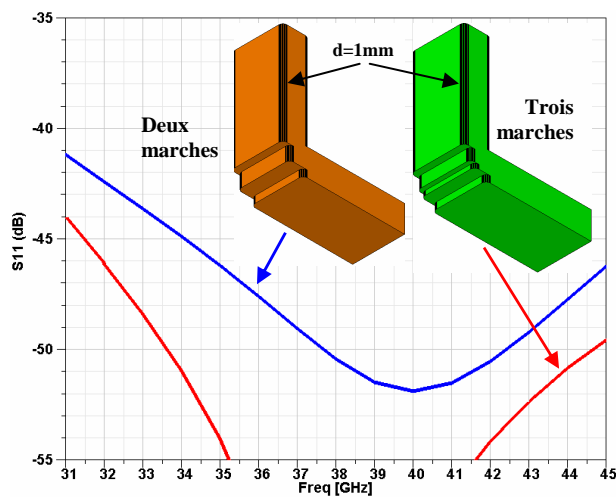


**Figure 6.19:** Adaptation du coude 90 ° dans le plan H non-idéal (en tenant compte du diamètre des forets).

L'utilisation conjointe de deux différents diamètres permet de maintenir un coefficient de réflexion simulé inférieur à -47 dB sur toute la largeur de bande considérée. Pour le dernier coude 90 ° à concevoir dans le plan E cette fois deux configurations furent étudiées, en utilisant deux et trois marches d'escalier. L'usinage étant perpendiculaire à la largeur de guide rectangulaire WR-25, il a été possible d'utiliser un foret de 1 mm de diamètre pour une profondeur de coupe de 3.25 mm (soit la hauteur du guide). Les topologies de ces coudes ainsi que leurs dimensions et les coefficients de réflexion simulés sont présentés à la figure 6.20.



<b>d = 1mm</b>	$E_{1a}$ ( $\mu m$ )	$E_{1b}$ ( $\mu m$ )	$E_{2a}$ ( $\mu m$ )	$E_{2b}$ ( $\mu m$ )	$E_3$ ( $\mu m$ )
2 marches d'escalier	765	755	2419		
3 marches d'escalier	670	659	2010	2005	2500

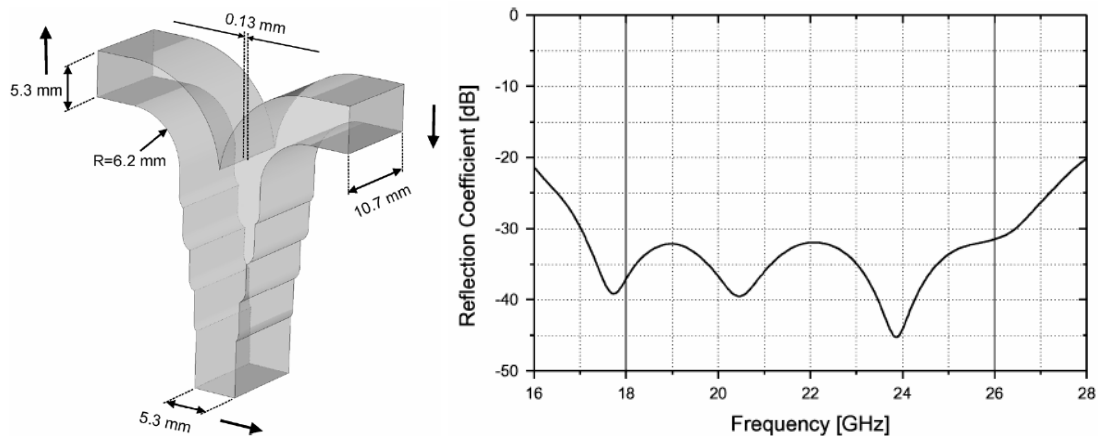


**Figure 6.20:** Adaptations des coudes  $90^\circ$  dans le plan E avec marches d'escalier non-idéales (avec un foret de 1 mm de diamètre).

On peut voir qu'une amélioration notable du coefficient de réflexion est obtenue en utilisant trois marches d'escalier ( $S_{11} < -44 \text{ dB}$ ). Le dernier composant passif à concevoir pour compléter l'OMT fut le combineur de puissance dans le plan E.

## 6.8. Combineur de puissance dans le plan E

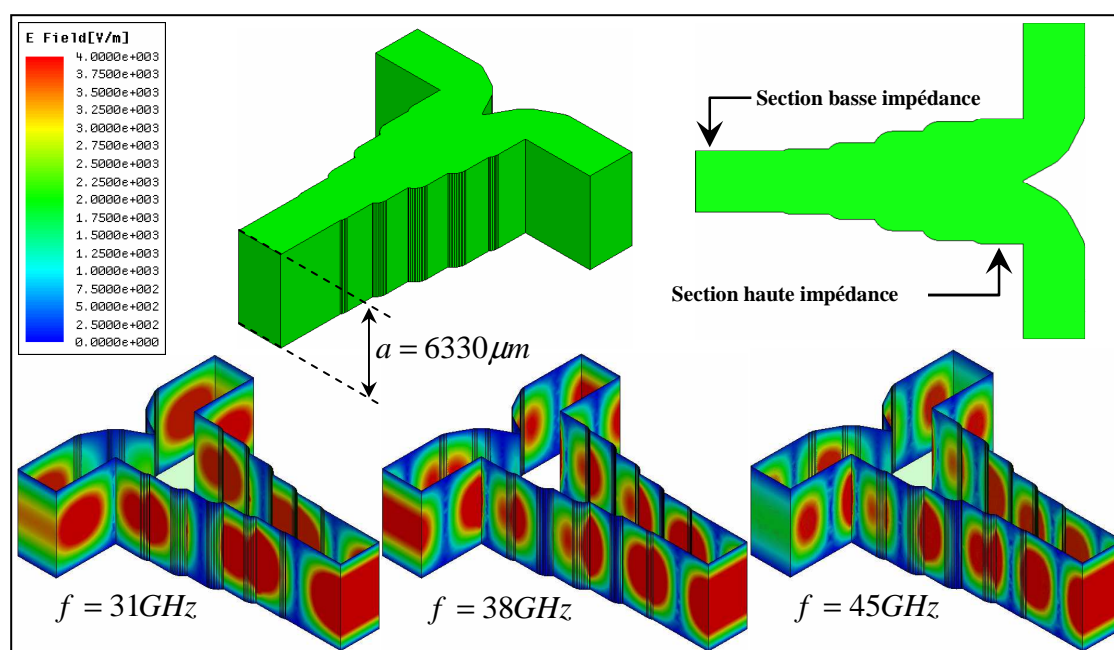
Comme on a pu le voir à la figure 6.9, l'onde électromagnétique pour une polarisation donnée en provenance de l'antenne cornet est divisée en deux signaux de mêmes amplitudes à la sortie de la jonction tourniquet. Il était donc nécessaire de concevoir un combineur de puissance dans le plan E qui soit large bande et dont le coefficient de réflexion à sa sortie soit inférieure à -35 dB, et ce, pour ne pas dégrader les performances globales de l'OMT (en l'occurrence l'adaptation de la jonction tourniquet, qui représente le maillon "faible" de l'OMT). Comme on peut le voir sur la figure 6.21 le combineur de puissance proposé dans [6.5] a un coefficient de réflexion inférieur à -32 dB sur près de 40 % de largeur de bande.



**Figure 6.21:** Combineur de puissance dans le plan E basé sur l'utilisation d'un transformateur d'impédance en marches d'escalier (3 sections) et de coudes avec rayon de courbure [6.5].

Le combineur de puissance conçu pour la bande 1 devait également être aussi compact que possible afin de réduire les pertes d'insertion et son encombrement. La topologie proposée est donnée à la figure 6.22. Il se compose d'un transformateur d'impédance dit de Chebychev à quatre sections et de deux coudes 90 ° avec trois méplats chacun. La méthode développée dans [4.1], qui est basée sur des polynômes de

Chebyshev, a été utilisée pour le calcul des dimensions des sections du transformateur d'impédance. Cette méthode permet en effet de prendre en considération les effets des discontinuités des jonctions non-idéales (le circuit équivalent d'un changement de largeur dans le plan E pour un guide d'onde rectangulaire peut être modélisé par une jonction idéale avec une capacité placée en parallèle) et de les compenser. Pour atteindre une adaptation inférieure à -35 dB sur la totalité de la bande 31–45 GHz, un transformateur d'impédance composé de quatre sections a été requis. Pour tenir compte des contraintes de fabrication, le combineur de puissance a été simulé en utilisant un diamètre de 2 mm pour le foret (ce qui représente le diamètre minimal pour atteindre une profondeur d'usinage de 6.33 mm). Les champs électriques pour les fréquences 31, 38 et 45 GHz sont également donnés à la figure 6.22. Les dimensions (qui sont données en micromètre) du combineur de puissance ainsi que le coefficient de réflexion simulé sont présentés à la figure 6.23. On peut voir que l'adaptation est inférieure à -40.5 dB sur toute la largeur de bande.



**Figure 6.22:** Combineur de puissance dans le plan E basé sur l'utilisation d'un transformateur d'impédance en marches d'escalier (4 sections) et de coudes 90 ° avec trois méplats.



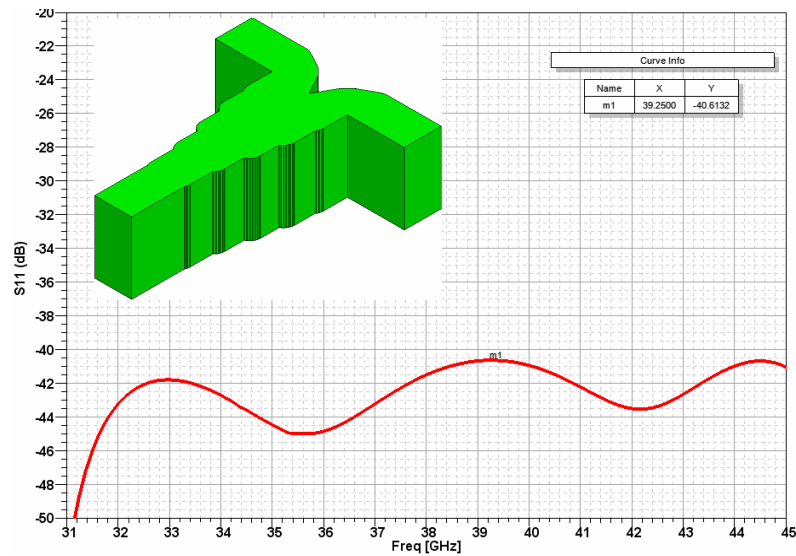
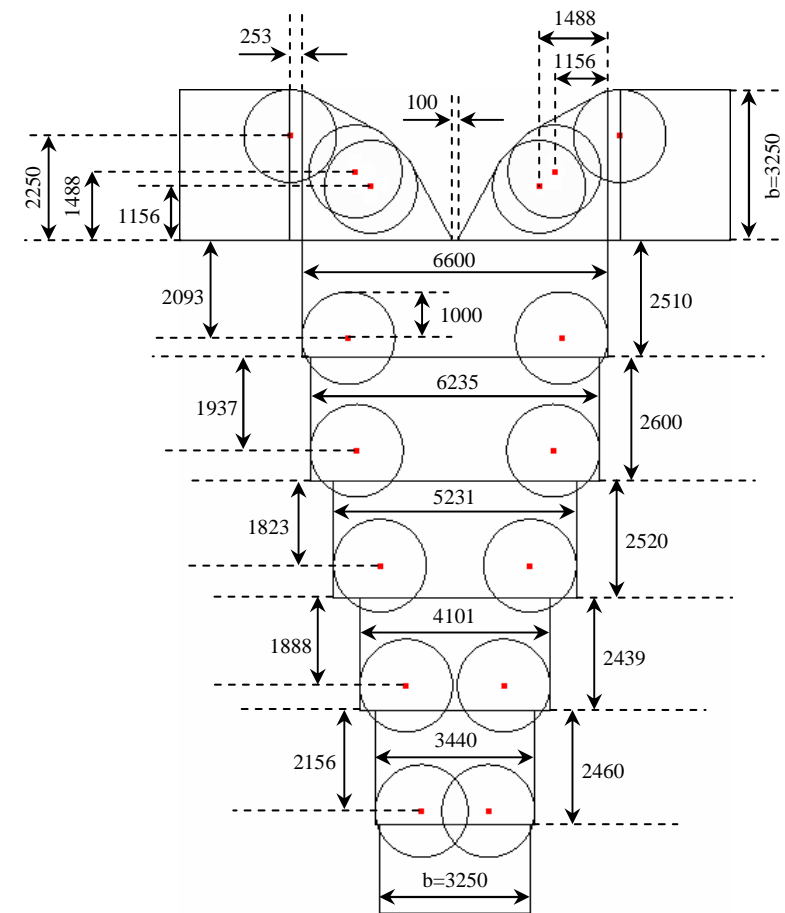
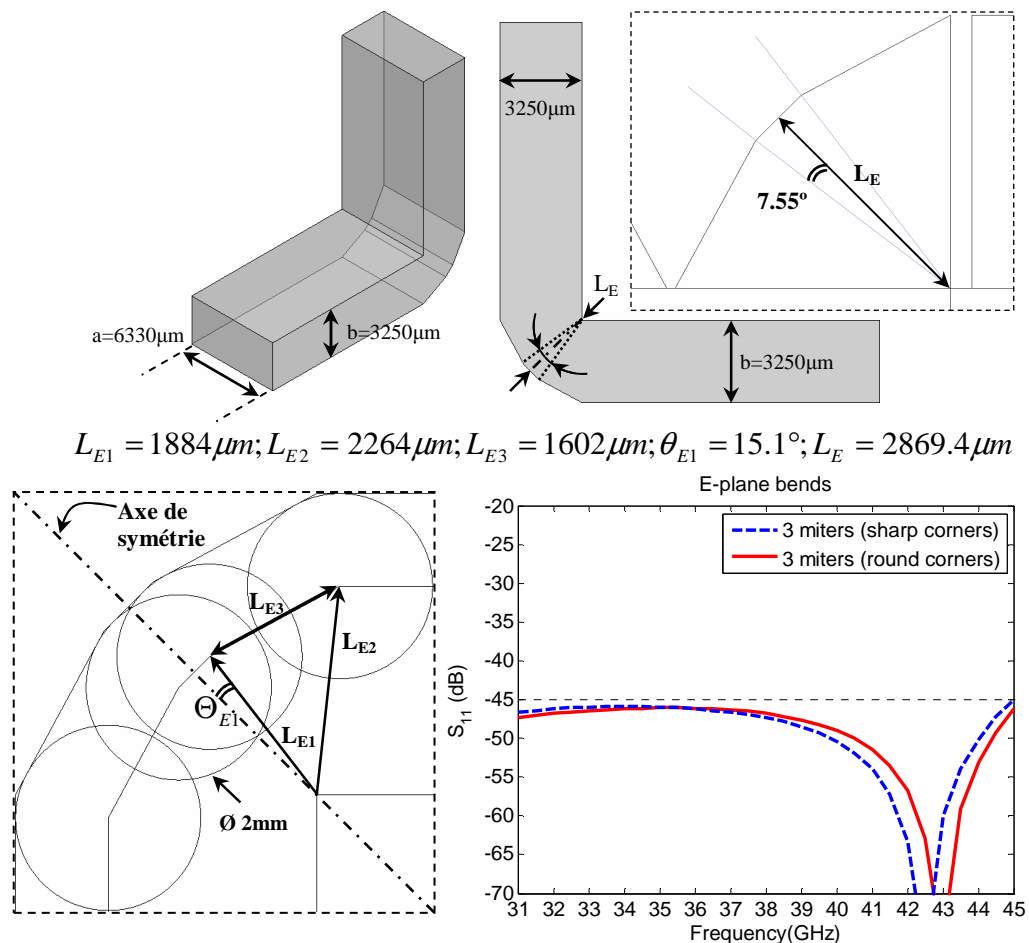


Figure 6.23: Dimensions ( $\mu m$ ) et adaptation du combineur de puissance.

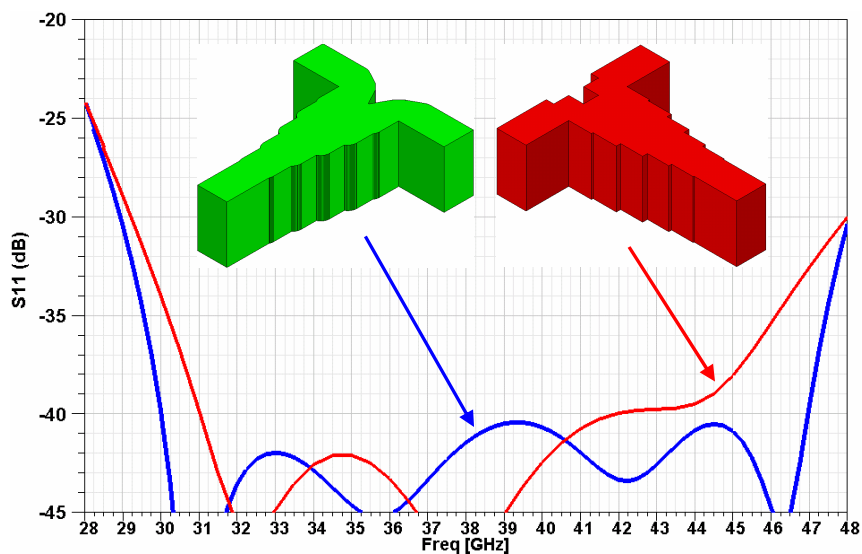
Le coude 90 ° avec trois méplats fut utilisé car il représentait la meilleure option en termes de performances par rapport aux coudes basés sur des marches d'escalier. Comme le montre la figure 6.25 l'utilisation d'un foret de 2 mm ne dégrade pas le coefficient de réflexion, on a toujours  $S_{11} < -45 \text{ dB}$ .



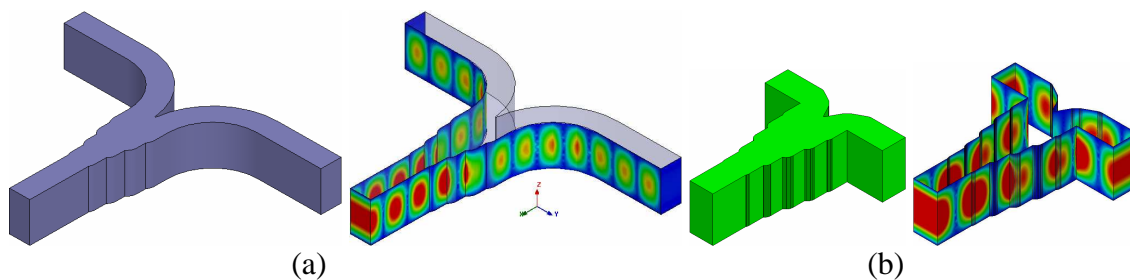
**Figure 6.24:** Dimensions et adaptation du coude 90 ° avec trois méplats dans le plan E dans le cas idéal et en tenant compte de l'usinage avec un foret de 2 mm de diamètre.

La figure 6.25 montre une comparaison des coefficients de réflexion entre le combineur de puissance proposé (basé sur l'utilisation de coude 90 ° avec méplats non idéaux) et un combineur de puissance utilisant deux marches d'escalier idéales (c'est-à-

dire sans prendre en compte le diamètre de 2 mm du foret). Si les résultats sont assez similaires, le coefficient de réflexion du combineur avec marches d'escalier serait dégradé en pratique par des marches d'escalier avec rayon de courbure. En conclusion, le combineur de puissance proposé a l'avantage de pouvoir être fabriqué très facilement tout en ayant un très bon coefficient de réflexion à sa sortie. La figure 6.26 montre qu'il est aussi très compact comparé aux combineurs avec des coudes à rayons de courbure.



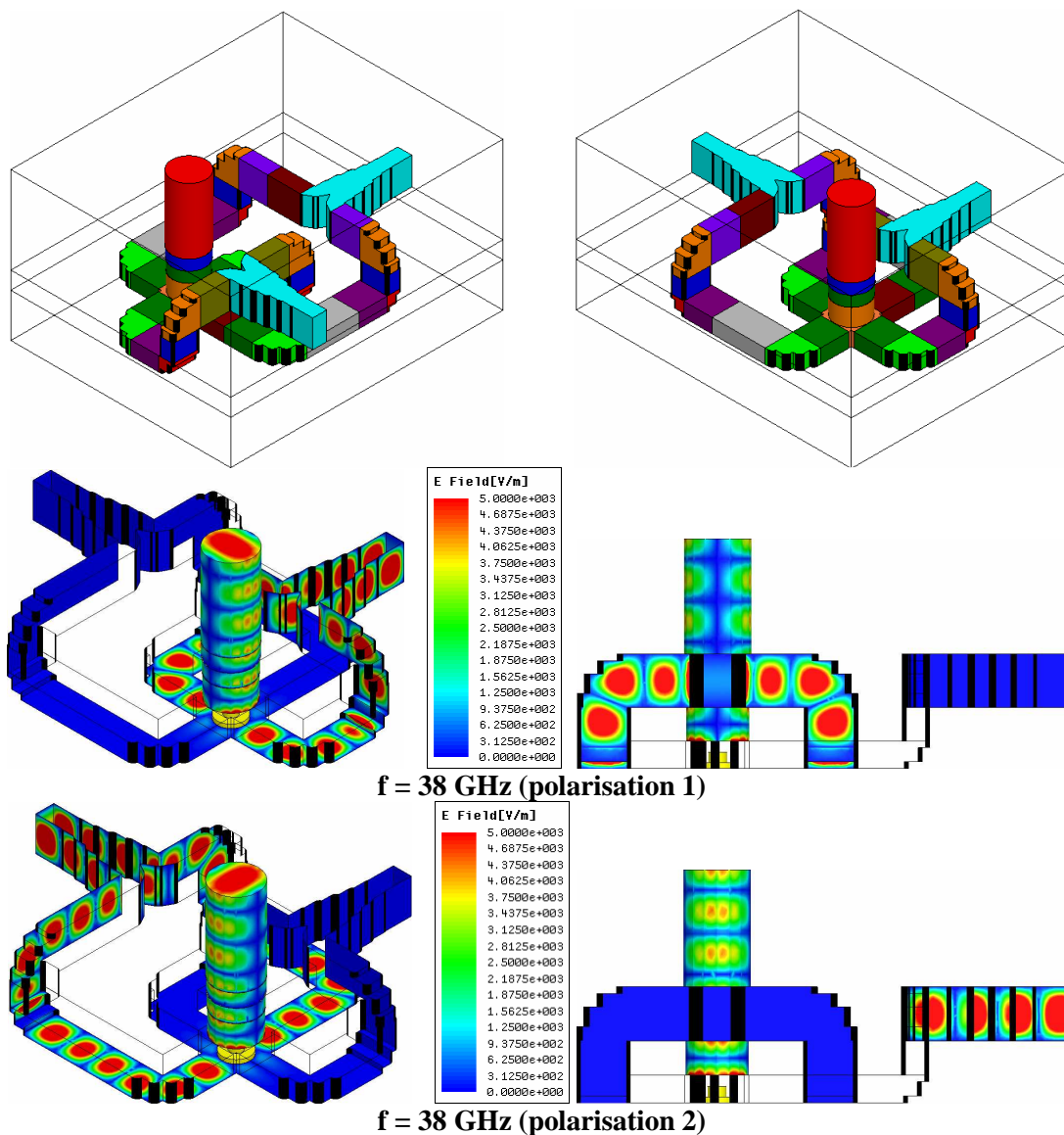
**Figure 6.25:** Adaptations des combineurs de puissance avec coude 90° avec trois méplats (cas non idéal) et avec deux marches d'escalier (cas idéal) dans le plan E.



**Figure 6.26:** Comparaison entre (a): le combineur de puissance dans le plan E avec coudes à rayons de courbure [6.5] et (b): celui proposé dans cette thèse.

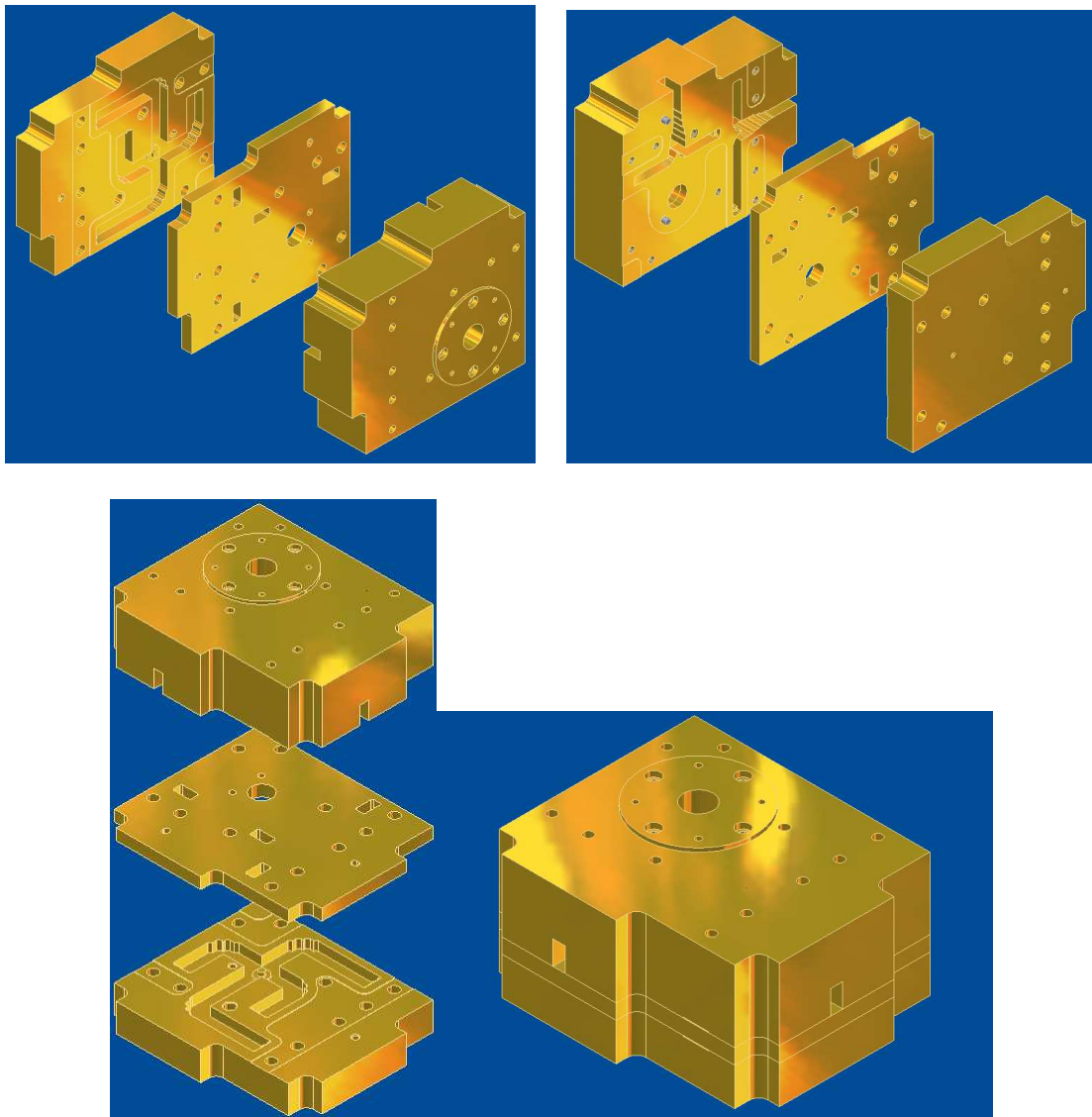
### 6.9. Simulations de la configuration optimale de l'OMT bande 1

Après avoir conçu chaque élément composant l'OMT, une simulation globale a été effectuée. La figure 6.27 montre la nouvelle topologie proposée pour l'OMT ainsi que le champ électrique à travers la structure à la fréquence de 38 GHz pour chacune des deux polarisations.

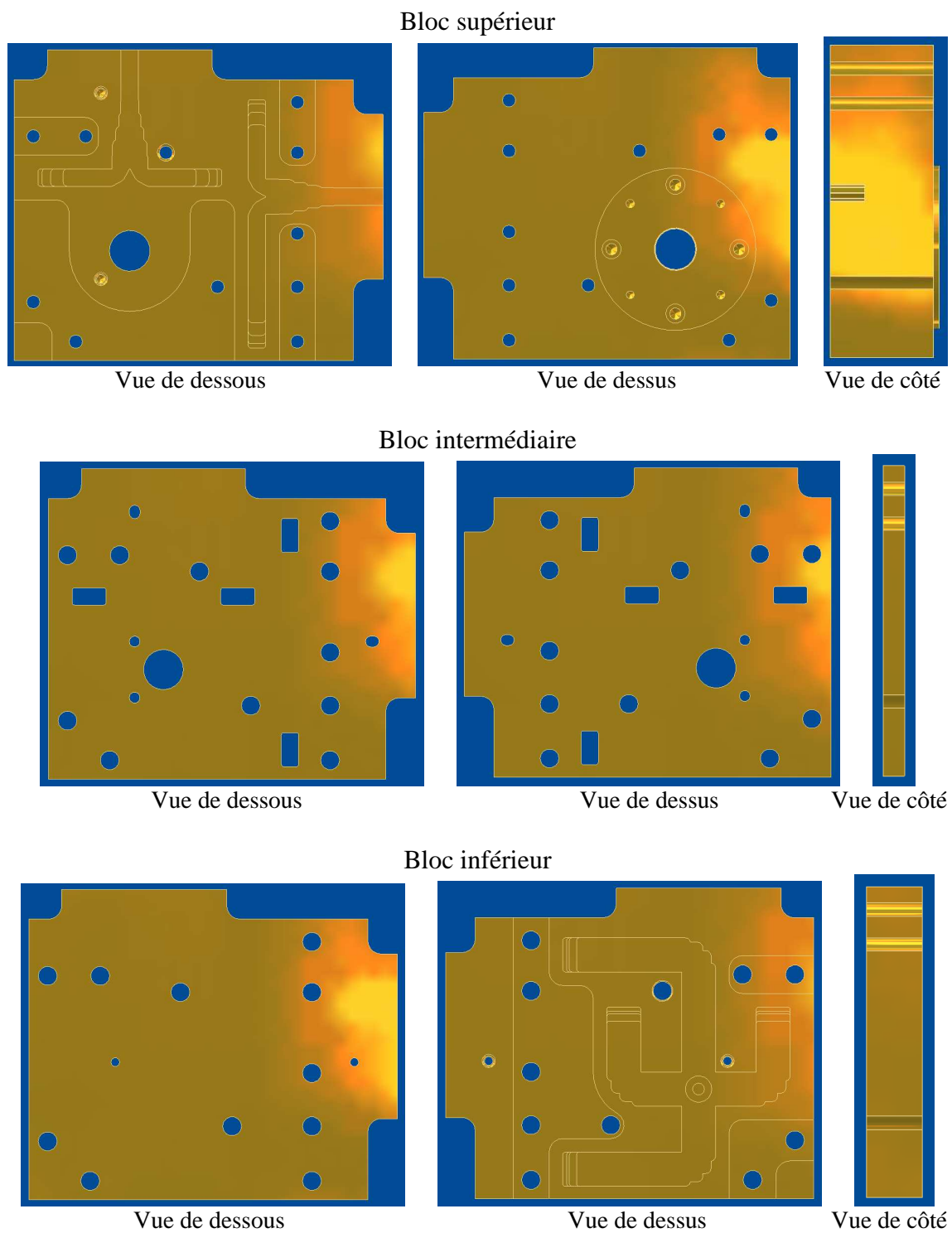


**Figure 6.27:** Topologie du nouvel OMT et le champ électrique à travers la structure à la fréquence de 38 GHz pour les deux polarisations.

Pour une polarisation donnée l'onde incidente en provenance de l'antenne cornet corruguée se propage à l'intérieur du guide circulaire avant d'être divisée en deux signaux de même amplitude et en phase au centre de la jonction tourniquet. Puis ces deux signaux sont finalement recombinaés en utilisant le combineur de puissance. D'un point de vue pratique, trois blocs d'aluminium (le laiton peut également être utilisé) usinés par une fraiseuse à commande numérique sont utilisés pour construire l'OMT. Les figures 6.28 et 6.29 présentent les trois pièces d'assemblage.



**Figure 6.28:** Vues des pièces d'assemblage du nouvel OMT pour la bande 1.



**Figure 6.29:** Vues de dessous, de dessus et de côté des pièces d'assemblage du nouvel OMT pour la bande 1.

Les simulations des paramètres S de l'OMT ont été effectuées en utilisant le logiciel HFSS-ANSYS, qui est basée sur la méthode des éléments finis (FEM). La conductivité de l'aluminium,  $\sigma = 3.8 \cdot 10^7 S/m$ , fut utilisée pour les simulations. Les définitions des ports d'entrée et sorties de l'OMT sont données à la figure 6.30. Le signal de sortie correspondant à la 1<sup>ère</sup> polarisation se situe au niveau du port 3 tandis que le port 2 transmettra le signal de sortie de la 2<sup>ème</sup> polarisation. La figure 6.31 montre les pertes d'insertion pour chacune des polarisations. On peut voir que les pertes simulées sont comprises entre 0.06 et 0.09 dB sur la bande 31– 45 GHz, avec des valeurs moyennes de 0.082 dB et 0.066 dB pour les polarisations 1 et 2, respectivement.

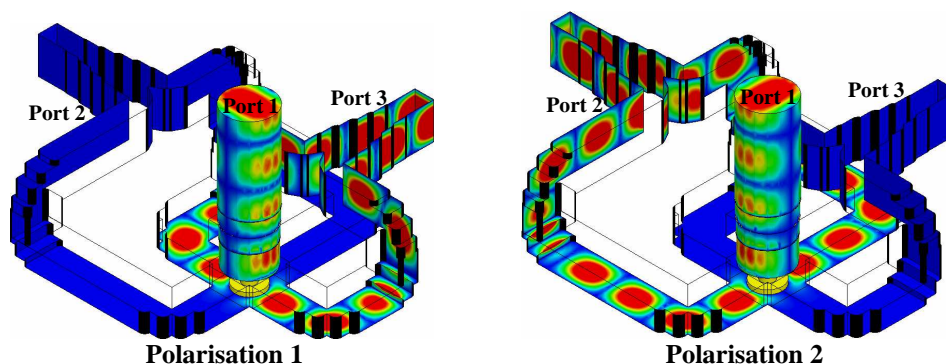


Figure 6.30: Définition des trois ports de l'OMT pour la bande 1.

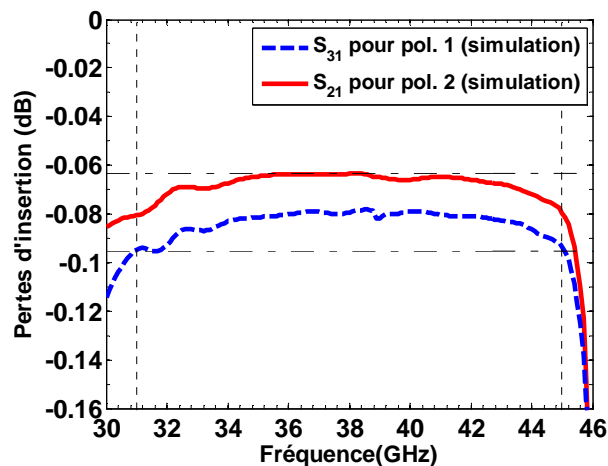
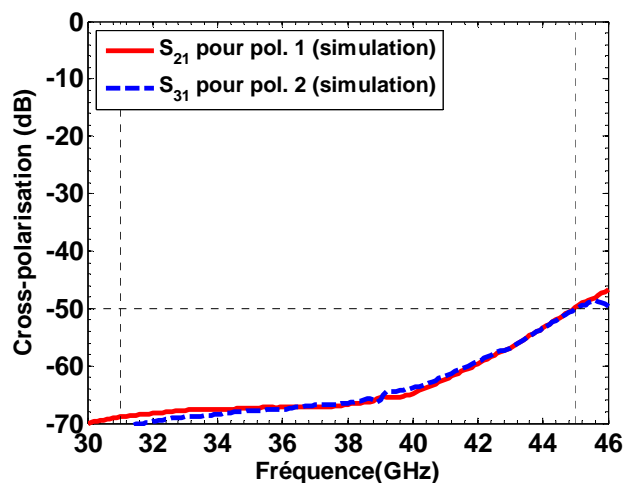
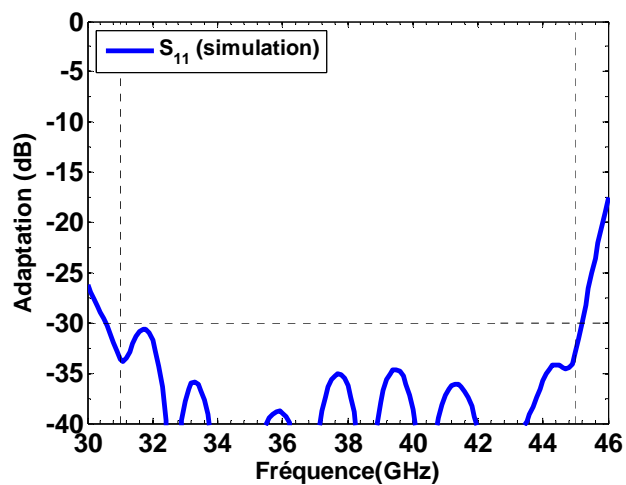


Figure 6.31: Pertes d'insertion simulées  $S_{31}$  et  $S_{21}$  pour les polarisations.

La figure 6.32 présente les niveaux de cross-polarisation simulés, qui sont définis par les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$  pour les polarisations 1 et 2, respectivement. Dans les deux cas, les niveaux de cross-polarisation sont inférieurs à -50 dB sur toute la largeur de bande considérée. Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'OMT (guide circulaire) est donné à la figure 6.33. On a  $S_{11} < -30$  dB sur l'intervalle 31–45 GHz.



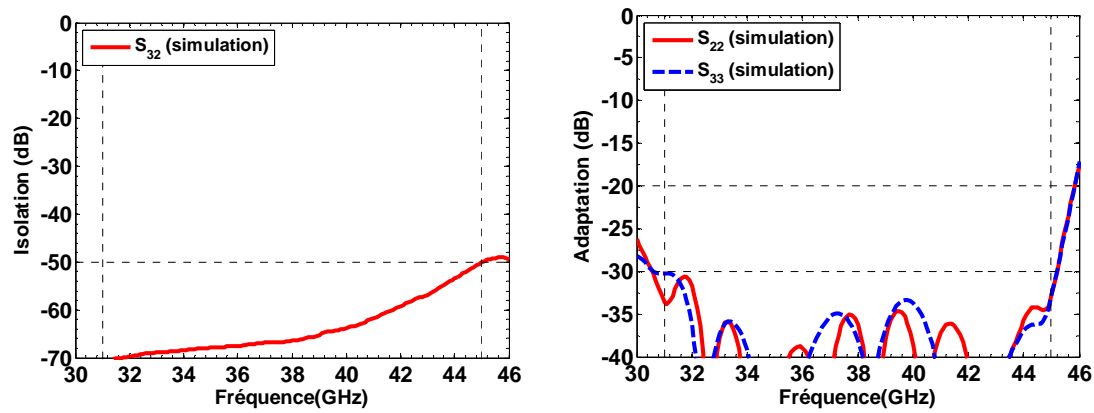
**Figure 6.32:** Niveaux de cross-polarisation simulés  $S_{31}$  (pol. 2) et  $S_{21}$  (pol. 1) pour l'OMT.



**Figure 6.33:** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  à l'entrée de l'OMT.



L'isolation simulée entre les deux sorties en guides rectangulaires de l'OMT ainsi que les coefficients de réflexion simulés pour chacune d'entres-elles sont présentés à la figure 6.34. Une isolation d'au moins 50 dB est obtenue sur la totalité de la largeur de bande. Les coefficients de réflexion simulés,  $S_{22}$  et  $S_{33}$ , sont dans les deux cas inférieurs à -30 dB dans la bande 1.



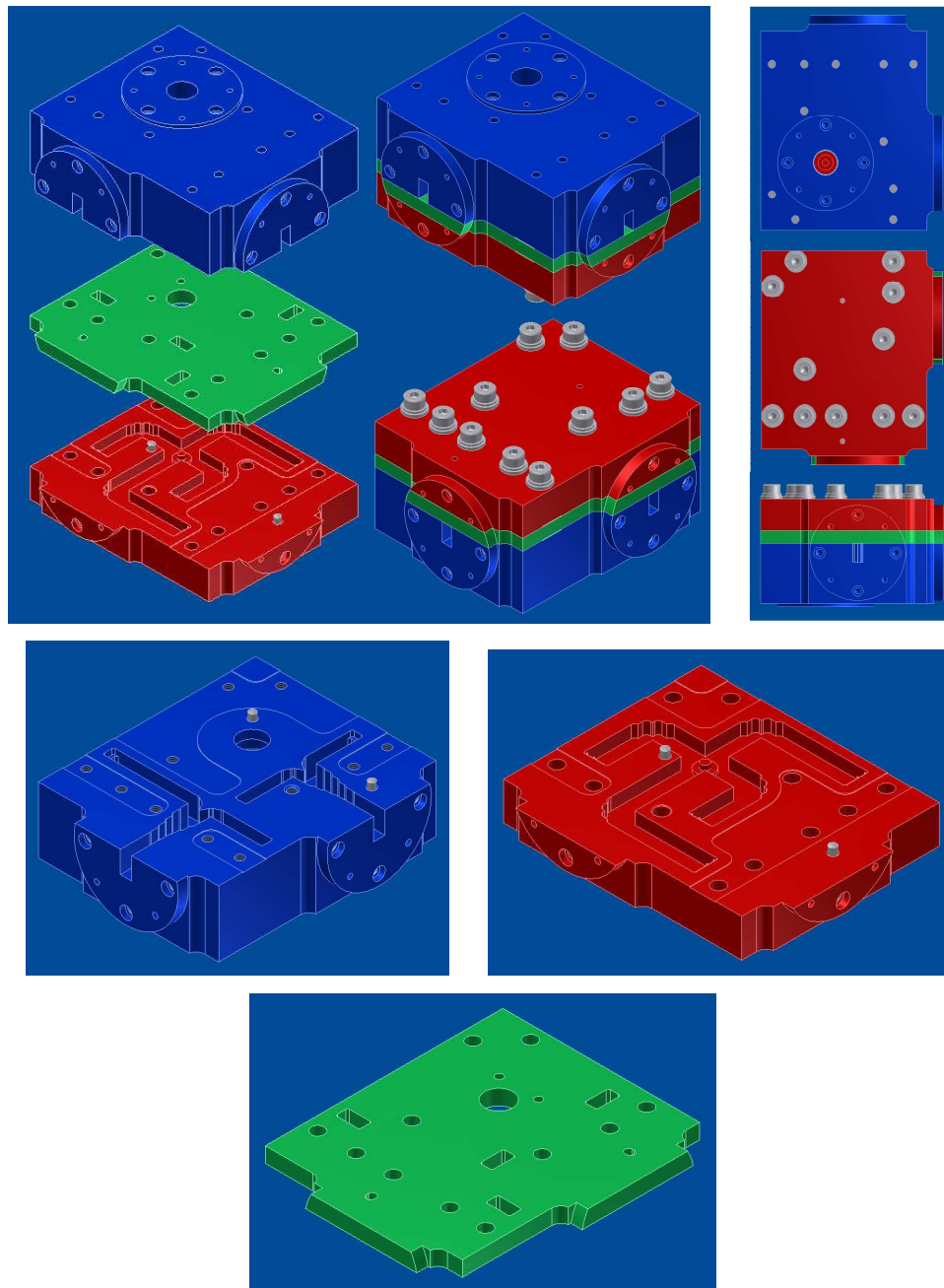
**Figure 6.34:** Isolation simulée,  $S_{32}$ , entre les deux sorties de l'OMT et les coefficients de réflexion simulés,  $S_{22}$  et  $S_{33}$  pour chacune d'entres-elles.

Les résultats obtenus en simulation ont montré tout le potentiel de ce nouvel OMT. En effet, de très bons résultats ont pu être obtenus sur une largeur de bande aussi importante que 39 %. En outre, la structure basée sur la superposition de trois blocs permet de conserver l'intégrité mécanique du guide circulaire d'entrée et de l'élément d'adaptation placé au centre de la jonction tourniquet. Ainsi, cet OMT peut être utilisé pour des applications à plus hautes fréquences (> 100 GHz) et peut être fabriqué en utilisant une fraiseuse à commande numérique classique et des forets standards.

## 6.10. Fabrication des prototypes de l'OMT

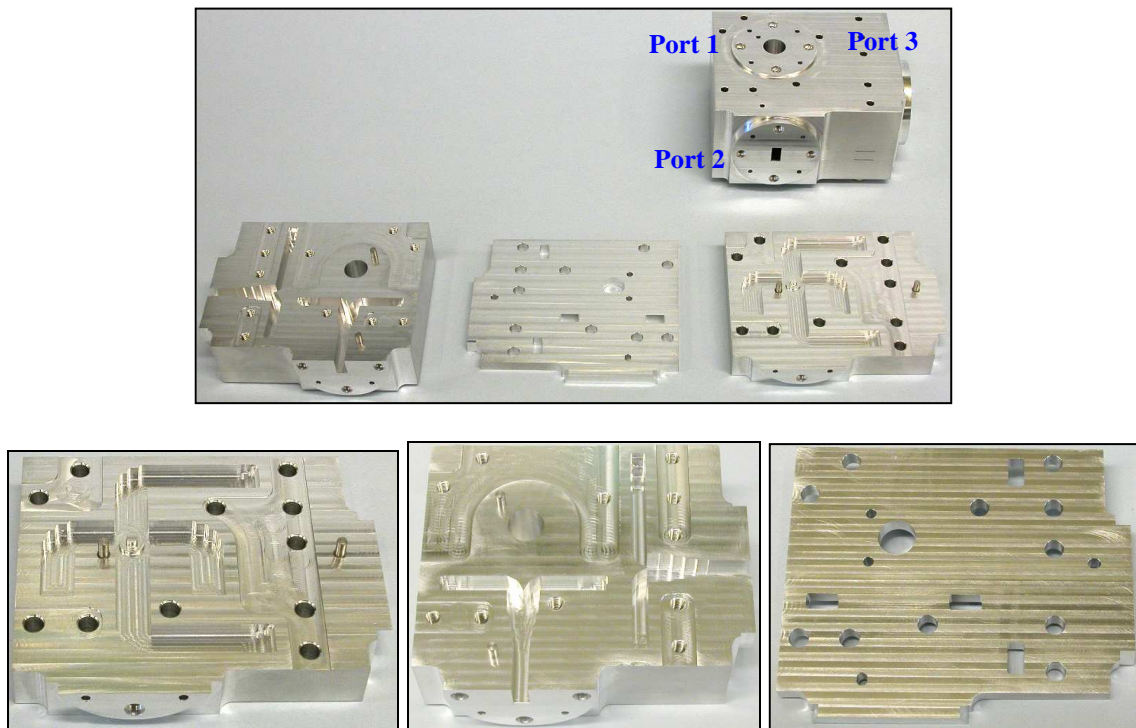
Les plans mécaniques de l'OMT ont été conçus par le groupe mécanique de l'institut Herzberg. La fabrication a été quant à elle confiée à la compagnie JS Foster de Victoria,

Colombie-Britannique. Cinq prototypes ont été fabriqués et quatre ont été retenus car ils présentaient de bonnes performances. La figure 6.35 montre les vues en perspective de l'OMT tel qu'il a été conçu pour la fabrication.



**Figure 6.35:** Vues de la conception mécanique de l'OMT.

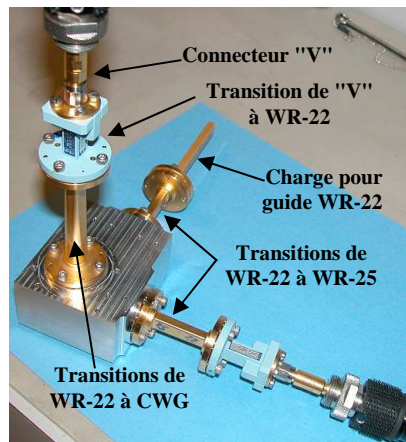
La figure 6.36 présente les vues en perspective de l'OMT après le processus de fabrication. L'aluminium a été utilisé car c'est un matériau facile à usiner et il permet d'éliminer les risques de corrosion.



**Figure 6.36:** Vues des pièces de l'OMT après le processus de fabrication.

### 6.11. Montages de test pour la mesure des paramètres S de l'OMT

L'analyseur de réseaux Anritsu a été utilisé pour mesurer les paramètres-S des prototypes. Des transitions de câble coaxial (avec connecteur "V") à guide rectangulaire WR-22 (Maury Microwave Corporation S/N: J237B6) ont permis d'interfacer les OMTs avec le VNA. Les montages de mesure du niveau de cross-polarisation et des pertes d'insertion (ainsi que le coefficient de réflexion à l'entrée de l'OMT) pour chaque polarisation sont présentés à la figure 6.37. Une charge adaptée (de la compagnie Quinstar Tech. Inc.) est connectée à chaque port non utilisé.



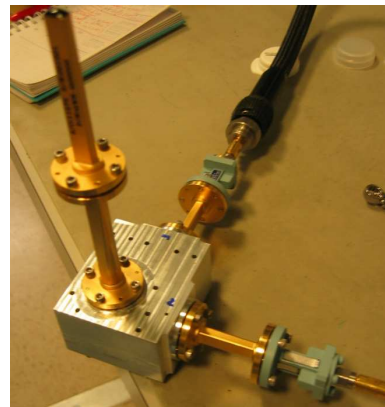
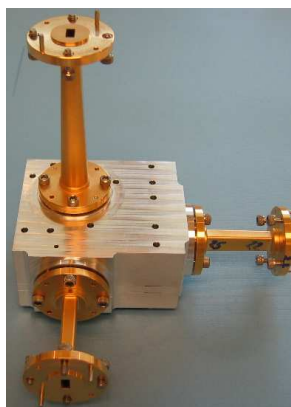
Polarisation 1



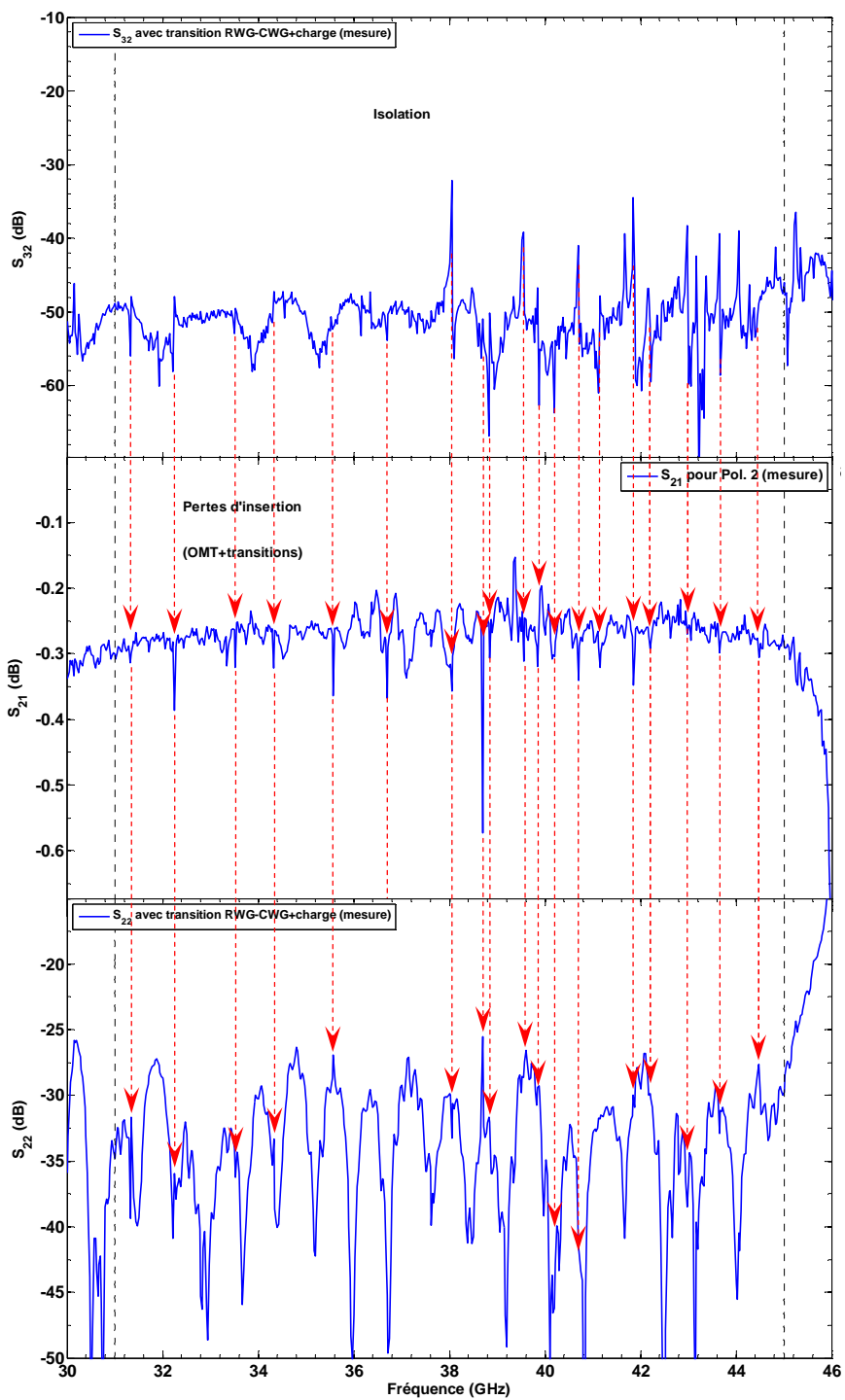
Polarisation 2

**Figure 6.37:** Montages pour la mesure des niveaux de cross-polarisation de l'OMT.

Pour les mesures des coefficients de réflexion aux deux sorties de l'OMT (guides rectangulaires), et du niveau d'isolation entre ces dernières, deux montages furent considérés. Le premier est illustré à la figure 6.38. Le VNA est connecté aux ports de sorties de l'OMT tandis qu'une transition de guide WR-22 à guide circulaire (CWG) et une charge adaptée pour guide WR-22 sont connectées à l'entrée de l'OMT (port 1). La figure 6.39 montre les mesures de l'isolation et de l'adaptation en utilisant le montage de la figure 6.38 et les pertes d'insertion mesurées à partir du montage de la figure 6.37.

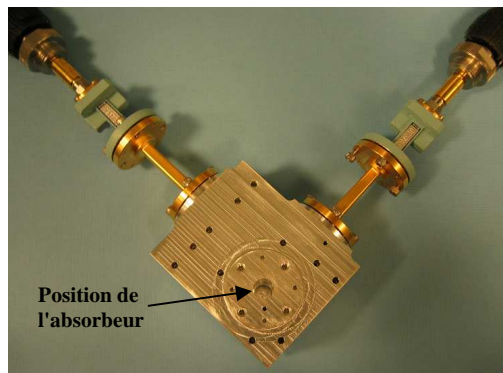


**Figure 6.38:** Premier montage pour la mesure des adaptations aux sorties de l'OMT (ports 2 et 3) et du niveau d'isolation.



**Figure 6.39:** Mesures de l'isolation ( $S_{32}$ ) et de l'adaptation ( $S_{22}$ ) en utilisant le montage de la figure 6.38 et mesure des pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) à partir du montage de la figure 6.37.

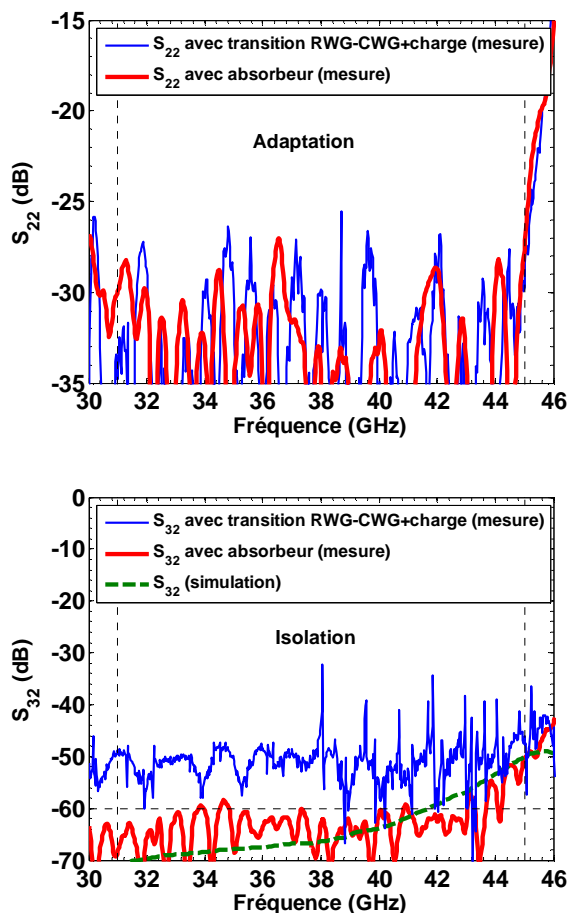
Les pertes d'insertion inclus l'OMT, la transition de guide WR-22 à câble coaxial (avec connecteur "V") ainsi que la transition de guide WR-22 à guide circulaire. On peut observer la présence de pics d'amplitudes pour les paramètres d'adaptation, d'isolation et de transmission dans la bande de fréquence considérée. Par ordre croissant, les paramètres les plus affectés par ces pics sont l'adaptation, les pertes d'insertion et enfin le niveau de cross-polarisation. Une autre constatation importante est que quelque soit le montage de mesure utilisé (celui de la figure 6.37 ou bien celui de la figure 6.38) les fréquences centrales de ces pics sont les mêmes, ce qui nous a laissé penser que la transition de guide WR-22 à guide circulaire pouvait être à l'origine de ce problème de conversion de modes. Dans le but de vérifier l'influence de la transition sur la réponse fréquentielle de l'OMT, les paramètres d'isolation et d'adaptation ont été mesurés cette fois en plaçant un matériau absorbant à l'entrée du guide d'onde circulaire de l'OMT. Ce second montage de mesure est présenté à la figure 6.40.



**Figure 6.40:** Second montage pour la mesure des adaptations aux sorties de l'OMT (ports 2 et 3) et du niveau d'isolation (le matériau absorbant n'apparaît pas sur la figure).

Idéalement, c'est-à-dire pour adapter de façon optimale l'entrée de l'OMT une charge spécifique pour guide d'onde circulaire serait requise. Ne disposant pas d'une telle charge, un matériau absorbant de la compagnie Emerson & Cuming fut utilisée. La figure 6.41 montre une comparaison des mesures d'adaptation et d'isolation obtenues avec le premier et le second montage (des figures 6.38 et 6.40, respectivement).

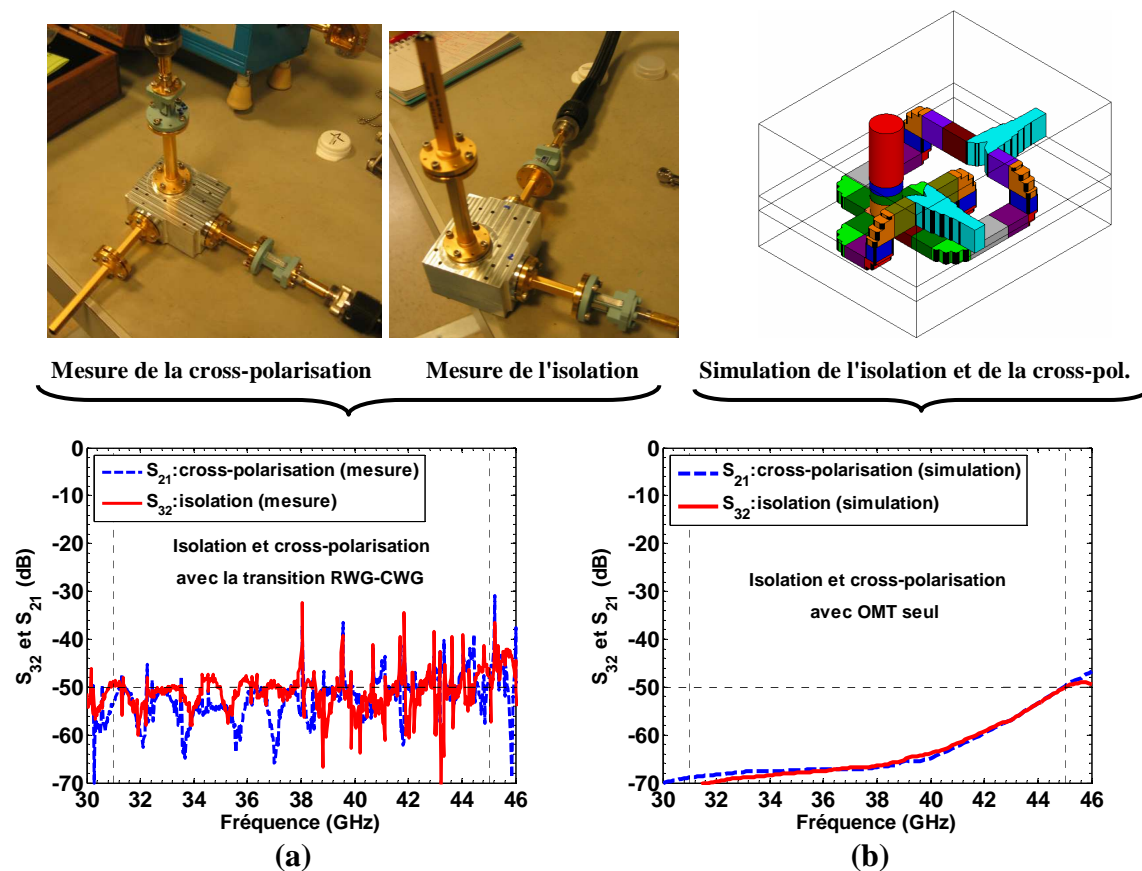




**Figure 6.41:** Mesure de l'adaptation ( $S_{22}$ ) et de l'isolation ( $S_{32}$ ) en utilisant le montage de la figure 6.40 (avec absorbeur à l'entrée de l'OMT).

On peut constater tout d'abord l'absence de pics d'amplitude lorsqu'on a uniquement de l'absorbeur à l'entrée de l'OMT. De plus, si dans le cas de l'adaptation, le niveau de performance est assez similaire, on note cependant une nette amélioration du niveau d'isolation en utilisant l'absorbeur. L'isolation mesurée pour le second montage est très proche de la valeur simulée. La légère différence qui apparaît à plus basse fréquence ( $f < 38$  GHz) entre la valeur mesurée et celle simulée est due à la limite de détection du VNA en utilisant les transitions de guide WR-22 à câble coaxial et le kit de calibration pour guide WR-22 de la compagnie Maury Microwave Corporation (modèle J7005G), qui se situe à environ  $-60$  dB. Le dernier test fut de comparer les mesures de l'isolation

et du niveau de cross-polarisation lorsque la transition de guide WR-22 (RWG) à guide circulaire est utilisée, et d'autre part de comparer les simulations de ces mêmes paramètres entre eux. Les résultats sont présentés à la figure 6.42. On peut voir que dans chacun des cas, il y a une similarité entre les valeurs de l'isolation et celles de la cross-polarisation. Or, on a vu précédemment (figure 6.41) que le niveau réel mesuré (c'est-à-dire sans l'influence de la transition RWG-CWG) de l'isolation était beaucoup plus proche de la valeur simulée. Cela signifie que la mesure de la cross-polarisation par l'utilisation de la transition (absolument nécessaire pour ce genre de mesure) donne une valeur qui ne reflète pas la réalité (étant dégradée par la présence de la transition).



**Figure 6.42:** (a): Mesures du niveau de cross-polarisation ( $S_{21}$ ) et de l'isolation ( $S_{32}$ ) en utilisant les montages des figures 6.37 et 6.38, respectivement. (b): Simulations du niveau de cross-polarisation ( $S_{21}$ ) et de l'isolation ( $S_{32}$ ) de l'OMT seul.



## 6.12. Comparaison entre les simulations et les mesures de l'OMT

Les performances RF du premier prototype d'OMT, à savoir les adaptations au port d'entrée et aux deux ports de sorties, les pertes d'insertion, les niveaux de cross-polarisation et l'isolation, sont présentées à la figure 6.43.

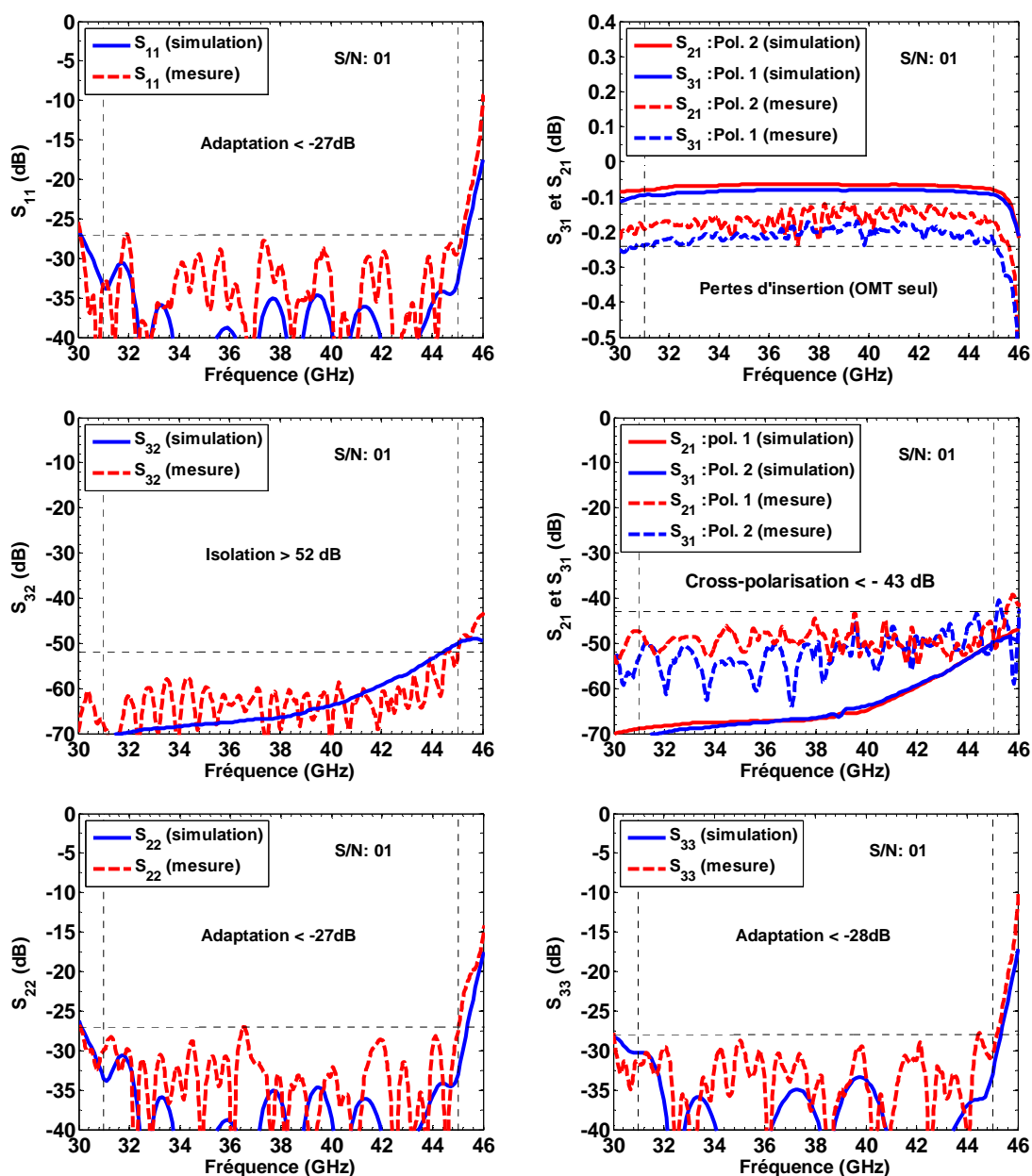
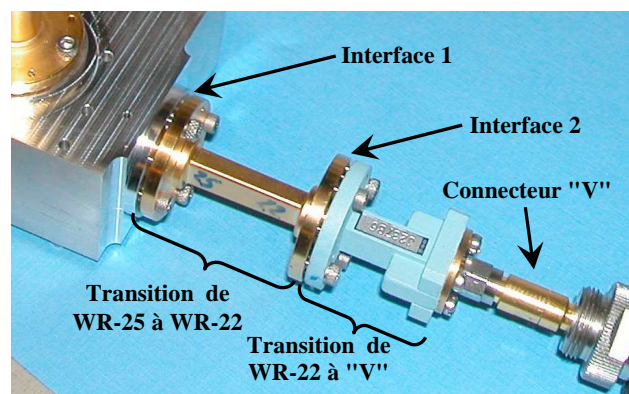


Figure 6.43: Mesures des performances du prototype S/N:01 en fonction de la fréquence.

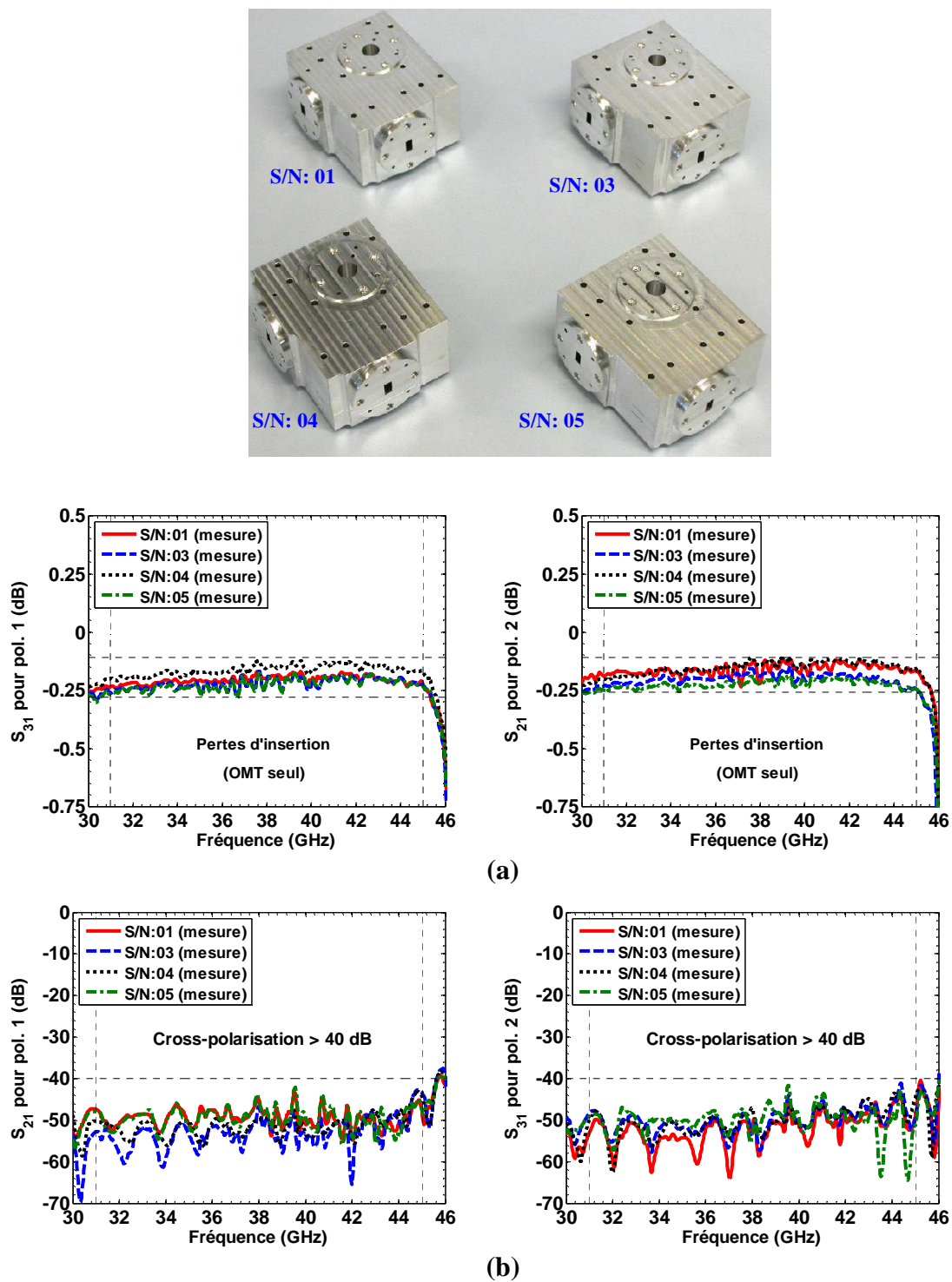
Les adaptations mesurées sont inférieures à  $-27$  dB dans la bande 31–45 GHz. La différence entre les coefficients de réflexion mesurés et simulés en milieu de bande est probablement due à l'imperfection des deux interfaces (alignements non parfaits des brides et usinages de qualité différente des coins des guides) entre les sections de guides d'onde (telles que montrées à la figure 6.43). La première interface est entre la transition de guide WR-22 à câble coaxial et la transition de guide WR-22 à guide WR-25. La deuxième interface est entre l'OMT et la transition de guide WR-22 à guide WR-25. Les pertes d'insertion sont comprises entre 0.12 et 0.24 dB pour les polarisations 1 et 2 et dans les deux cas les pertes sont constantes sur toute la bande de fréquence considérée. L'isolation entre les deux sorties est d'au moins 52 dB et les niveaux de cross-polarisation sont inférieurs à  $-43$  dB. Ces valeurs de cross-polarisation représentent les cas les plus défavorables (comme il a été montré dans la section 6.11).



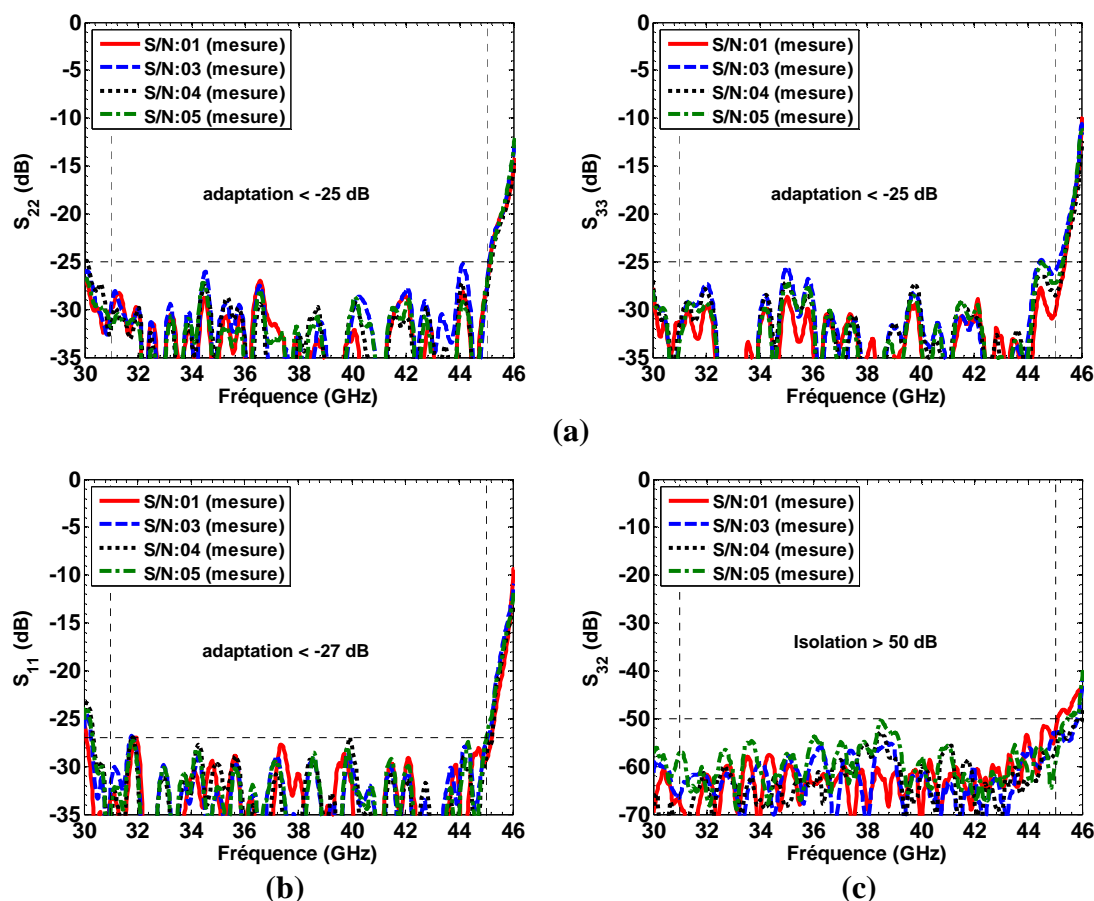
**Figure 6.44:** Visualisation des interfaces entre les différentes sections de guides d'onde pour la mesure des paramètres S de l'OMT.

### 6.13. Comparaison des performances des prototypes d'OMT

L'OMT a été conçu pour être facilement fabriqué en utilisant une fraiseuse à commande numérique et des forets standards. Dans le but de tester la sensibilité de notre conception au processus de fabrication, plusieurs prototypes ont été usinés. Les performances RF de quatre prototypes d'OMT sont présentées aux figures 6.45 et 6.46.



**Figure 6.45:** Comparaison des (a): pertes d'insertion et des (b): niveaux de cross-polarisation pour les quatre prototypes en fonction de la fréquence.



**Figure 6.46:** Comparaison des (a): adaptations aux deux sorties de l'OMT, de (b): l'adaptation à l'entrée de l'OMT et de (c): l'isolation entre les ports de sorties de l'OMT.

Les pertes d'insertion pour les polarisations 1 et 2 sont comprises entre 0.12 et 0.28 dB et 0.11 et 0.26 dB, respectivement. Les niveaux de cross-polarisation sont tous inférieurs à -40 dB pour les deux polarisations. Les adaptations sont inférieures à -25 dB pour les quatre OMTs dans la bande 31–45 GHz et les variations d'un OMT à un autre sont très faibles. Les isolations sont toujours supérieures à 50 dB et les différences, qui sont visibles en milieu de bande, s'expliquent par la difficulté de placer l'absorbeur de manière identique à l'entrée circulaire de chaque OMT lors de la mesure d'isolation (à partir du montage de la figure 6.40). On peut donc voir que globalement, le procédé de fabrication est reproductible sans différences notables des performances RF.

## 6.14. Conclusion

Un nouvel OMT, basé sur l'utilisation d'une jonction tourniquet a été proposé. L'absence de pièces mobiles, telles qu'un septum, ou de piliers inductifs de faibles diamètres permet de rendre le processus de fabrication plus aisée et moins sensible aux tolérances. Un autre avantage de cette conception est l'élément d'adaptation placé au centre de la jonction tourniquet, à savoir les deux cylindres superposés, ainsi que les sections de guide cylindriques formant l'entrée de l'OMT peuvent être usinés dans un seul bloc de métal. En effet, cette caractéristique est particulièrement intéressante pour des applications à plus hautes fréquences (au-delà de 100 GHz) pour obtenir de bonnes performances.

Les résultats de mesure de ce nouvel OMT montrent qu'il peut être très performant sur environ 37 % de largeur de bande. Il rencontre également les spécifications pour le récepteur bande 1 du projet ALMA avec des niveaux d'adaptations à l'entrée et aux sorties inférieures à -25 dB, des pertes d'insertion inférieures à 0.28 dB, une isolation d'au moins 50 dB et des niveaux de cross-polarisation, pour les deux polarisations orthogonales, inférieures à -40 dB. Dans le but d'améliorer les résultats de mesure obtenus pour les niveaux de cross-polarisation, c'est-à-dire de déterminer si ces niveaux sont effectivement meilleurs que -40 dB, il pourrait être envisagé d'utiliser une transition de guide WR-22 à guide circulaire (CWG) de longueur plus importante, mettant ainsi en évidence l'influence de cette dernière. Une autre possibilité serait de mesurer les niveaux de cross-polarisation en condition réelle en utilisant une antenne cornet corrugée.

## CONCLUSION

La radioastronomie est une science relativement jeune qui a fait ses débuts dans les années 1930 avec la découverte du premier signal radio en provenance de l'espace capté sur Terre par Karl Jansky en 1933 [c.1]. Mais ce n'est qu'après la seconde guerre mondiale que les projets de radiotélescopes ont développés. Mais que ce soit pour le réseau de 27 antennes paraboliques (de 25 m de diamètre chacune), construit dans les années soixante dix au Nouveau-Mexique, formant le VLA (Very Large Array) [c.2] ou bien pour le réseau ALMA (Atacama Large Millimeter Array) implanté au Chili, c'est la technologie du guide d'onde qui a été utilisée pour la conception des éléments passifs des récepteurs. En effet, en l'absence de pertes diélectriques et en abaissant la température physique des récepteurs jusqu'à 4 K, cette technologie présente l'avantage d'être faibles pertes et applicable jusqu'à des fréquences de plusieurs centaines de GHz. Pour les projets tels que ALMA seulement une centaine de récepteurs était nécessaire, ce qui a rendu l'utilisation du guide d'onde possible. Cependant, pour des réseaux tels que SKA (Square Kilometre Array) où des milliers d'antennes sont considérées, la technologie du guide n'est plus envisageable, et ce, pour une raison de coût. Les circuits intégrés sur substrat, appelés SICs (Substrate Integrated Circuits), permettent d'envisager une alternative à l'utilisation de guides d'ondes. Parmi les représentants de la famille des SICs, à savoir le SINRD, le SIIG et le SIW, seul ce dernier s'est avéré être un bon candidat pour des applications en radioastronomie avec une largeur de bande utilisable de plus de 40 % et une absence de pertes par radiation.

- **Travail accompli et contributions**

Dans cette thèse, les propriétés électriques du guide SIW, en termes de pertes d'insertion, de constantes de phase, d'impédances de Bloch et de bandes de propagation interdites (qui sont dues à la structure périodique du guide SIW) ont été analysées. Il a également été montré que l'utilisation de fentes métallisées à la place de trous

cylindriques ou parallélépipédiques n'était possible que dans certaines conditions sur la période normalisée  $(p/\lambda_c)$ , et ce, afin d'éviter la présence de BPIs dans la bande d'intérêt. Une nouvelle équation empirique a été proposée pour la conception de guides SIWs. Elle permet en effet de calculer la largeur optimale, " $W$ ", du guide SIW en fonction du diamètre, " $d$ ", des vias et de la distance centre à centre, " $p$ ", entre deux vias consécutifs. La nouvelle équation est basée sur l'utilisation de polynômes (de degrés 6 maximum), d'une fonction en cosinus et de fractions rationnelles. Malgré un nombre plus important de paramètres par rapport aux précédentes équations analytiques proposées dans la littérature, cette nouvelle équation permet de s'assurer que les constantes de propagation du guide SIW et du guide rectangulaire rempli de diélectrique équivalent sont quasiment identiques. La méthode des deux lignes a été utilisée pour extraire la constante de propagation du guide SIW. De plus, dans le but de minimiser les pertes d'insertion et de radiation et de rendre négligeable l'influence de la première BPI, une zone optimale de conception de guide SIW a été nouvellement proposée (figure 2.42). Une nouvelle transition de guide SIW à guide rectangulaire WR-10, permettant d'interfacer les circuits SIW avec les systèmes de mesure standards (VNA), a également été proposée. La transition, tout en étant compacte, est efficace sur près de 33.5 % de largeur de bande (82–115 GHz) avec une adaptation mesurée meilleure que  $-15.5\text{ dB}$ .

Il a été montré que le calcul de la largeur optimale " $W$ " du guide SIW pouvait être efficacement utilisé dans la conception de diviseurs de puissance en " $T$ " avec des coudes à angle droit ou bien avec un ou deux rayons de courbures. Le but étant lors de cette conception de conserver la même période (espacement entre deux vias consécutifs et diamètre des vias identiques) pour toute la structure. Cependant, les contraintes de fabrication n'ont pas permis d'utiliser la configuration en " $T$ " pour le nouveau diviseur de puissance SIW opérant entre 90 et 110 GHz. L'alternative fut d'utiliser une structure pour le diviseur dite en " $Y$ ". En effet, ce genre de structure ne nécessite pas la présence de piliers inductifs de faibles diamètres, très difficiles à métalliser de façon uniforme par une simple pulvérisation cathodique. Pour notre diviseur de puissance, une adaptation

inférieure à  $-17\text{ dB}$  et des pertes d'insertion de  $5.5\text{ dB}$  ont été mesurées. Un nouveau coude  $90^\circ$  SIW, basé sur l'utilisation de vias polygonaux, fut conçu pour rendre le diviseur de puissance aussi compact que possible.

Un nouveau coupleur 3 dB SIW multicouches dans le plan E a été développé dans la bande 18.6–26.8 GHz (BW= 36.1 %). Un facteur de couplage de  $-3.2\text{ dB} \pm 0.5\text{ dB}$ , une adaptation inférieure à  $-26\text{ dB}$  et une isolation supérieure à  $26\text{ dB}$  ont pu être obtenus par simulation. Cependant, la translation de cette structure vers la bande 84–116 GHz n'a pu être envisagé car il était impossible de garantir un bon alignement entre les couches de substrat à cette fréquence. Ainsi, de nouveaux coupleurs SIW multi-branches, avec des facteurs de couplage de 3 et 23 dB et en utilisant une seule couche de substrat, furent conçus dans le plan H. Des largeurs de bande de 28.9 % et 30.3 %, respectivement, ont pu être obtenues. Ces largeurs de bande pourraient être encore augmentées en réduisant les dimensions des vias se trouvant dans les zones de couplage, mais avec une épaisseur de  $508\ \mu\text{m}$  pour le substrat, la métallisation de vias d'un diamètre inférieur à  $250\ \mu\text{m}$  aurait été compromise. Dans le cadre de cette thèse, les circuits SIW devaient pouvoir être fabriqués et manipulés facilement sans se briser ou se fissurer. C'est la raison pour laquelle un substrat ayant une bonne ductilité de faible permittivité ( $\epsilon_r = 2.94$ ) et une épaisseur de  $508\ \mu\text{m}$  a été choisi. Cette épaisseur a limité le diamètre des vias à une valeur minimale d'environ  $260\ \mu\text{m}$ , et ce, afin de conserver une métallisation homogène. Afin d'adapter les ports non utilisés des coupleurs SIW, une nouvelle charge adaptée a été conçue. Cette dernière présente une adaptation simulée inférieure à  $-28\text{ dB}$  et une atténuation également simulée d'environ  $40\text{ dB}$ . Les nouveaux coupleurs SIW permettent d'avoir une plus grande largeur de bande (par rapport aux coupleurs montrés aux figures 4.17 et 4.22) en minimisant les effets des modes d'ordre supérieures. La comparaison des mesures (figures 4.67 et 4.68) du circuit RF hybride SIW et celui conçu par le groupe d'ondes millimétriques de l'IHA en guide d'onde, montre que la technologie planaire SIW est une solution viable pour des récepteurs opérant sur



d'importantes largeurs de bande et à haute fréquence. Bien sur, les pertes d'insertion élevées du circuit hybride SIW montre que le substrat Duroid RT/6002 n'est pas un bon candidat pour les applications en radioastronomie. Les écarts importants entre les pertes d'insertion simulées et mesurées du circuit hybride SIW ne sont pas dus à un problème de fabrication, car ils ont pu être constatés avec les mesures des coupleurs et du diviseur de puissance SIW seuls. Des pertes tangentielles de  $12 \cdot 10^{-4}$  ont été utilisées pour les simulations mais d'après nos mesures elles se situeraient aux alentours de  $40 \cdot 10^{-4}$ . Ce dernier résultat est consistant avec un rapport technique de la compagnie Rogers [c.3] qui montre des pertes tangentielles mesurées de  $27 \cdot 10^{-4}$  à la fréquence de 50 GHz pour le Duroid RT/6002. En utilisant  $\tan \delta(50GHz) = 27 \cdot 10^{-4}$  et  $\sigma_{cuivre}(4K) = 501 \cdot 10^8 S/m$ , les pertes d'insertion moyennes du coupleur 23 dB SIW sont de 2.4 dB, ce qui donne une température de bruit maximale de 43.12 K (tableau c.1). Cette valeur de 43.12 K montre que ce substrat, qui présente des pertes diélectriques élevées, ne permet pas d'atteindre les spécifications en termes de température de bruit (soit  $T_{rec} < 31K$ ).

**Tableau c.1:** Température de bruit maximale du récepteur DSB avec le coupleur 23 dB SIW sur substrat Duroid RT/6002 (avec  $\tan \delta(50GHz) = 27 \cdot 10^{-4}$  et  $\sigma_{cuivre}(4K) = 501 \cdot 10^8 S/m$ ).

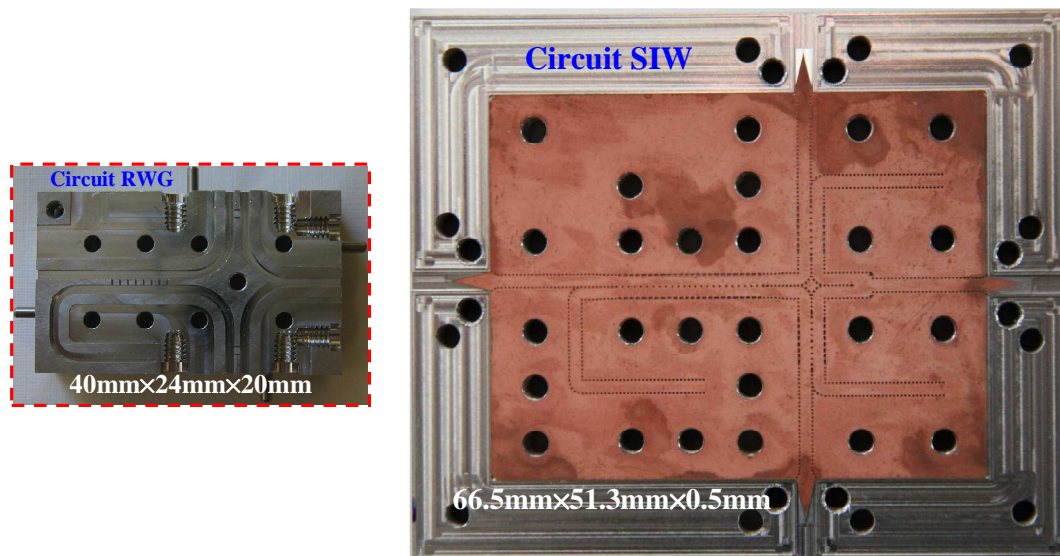
Composant	Pertes d'insertion ou gains (dB)	Trec (K)
Fenêtre d'accès	-0.02	1.36
Filtre IR	-0.02	1.72
Antenne+WR-10 section	-0.04	1.76
<b>Coupleur 23 dB SIW</b>	<b>-2.4</b>	<b>1.81</b>
Mélangeur ( $G_{m2}, T_{m2}$ )	-3 ( $T_{m2} = 10$ K)	19.51
Câbles IF-1 (Mél. Vers Iso.)	-0.1	19.85
Isolateur	-0.6	22.10
Câbles IF-2 (Iso. vers LNA)	-0.1	22.51
Amplificateur LNA	36	41.62
Câbles IF-3 (LNA vers sortie cryo.)	-0.15	41.62
Câbles IF-Hot (Sortie cryo. vers SPA)	-2.5	41.87
Chaîne chaude IF (SPA)	30 à 60	<b>43.12</b>

Des antennes planaires AL TSA alimentées par des lignes SIW ont été conçues dans les bandes 21–30 GHz et 90–115 GHz, et ce, en s'appuyant sur la structure en peigne présentée dans [5.14]. Les coefficients de réflexion à l'entrée de ces antennes sont inférieurs à –21 dB dans les bandes de fréquences considérées. Les gains des antennes, qui sont d'environ 15 dBi, pourraient être légèrement plus importants en augmentant la longueur des antennes ( $L_{ant} > 9\lambda_0$ ). Pour l'antenne opérant dans la bande 90–115 GHz, les simulations prévoient des niveaux des lobes secondaires inférieurs à –23.7 dB et des niveaux de polarisation croisée inférieurs à –19.5 dB. Ces résultats sont compatibles avec les spécifications en vigueur dans le domaine de la radioastronomie. Pour la mesure des performances des antennes, une transition de guide SIW à ligne microruban et une autre de guide SIW à guide WR-10 ont été conçues. Dans les deux cas, les coefficients de réflexion simulés sont inférieurs à –27 dB.

Enfin, un nouvel OMT permettant la détection simultanée de deux polarisations linéaires orthogonales et basé sur l'utilisation d'une jonction tourniquet a été proposé. Cet OMT a l'avantage de pouvoir être fabriqué en utilisant une fraiseuse à commande numérique standard tout en présentant d'excellentes performances. L'absence de pièces mobiles et la conservation de l'intégrité des éléments constituant cette OMT, à savoir l'élément d'adaptation au centre de la jonction tourniquet et le guide d'onde circulaire à l'entrée de l'OMT, permet d'envisager son utilisation pour des applications à plus hautes fréquences (jusqu'à plusieurs centaines de GHz en utilisant le micro-usinage). Les résultats obtenus avec les prototypes (donnés aux figures 6.45 et 6.46) ont montré une très bonne reproductibilité lors du processus de fabrication. Cette nouvelle architecture d'OMT est donc compatible avec des volumes de production importants. L'OMT a été conçu pour opérer dans la bande 31–45 GHz (BW= 36.8 %), ce qui correspond à la bande de fréquence originale de la bande 1 du projet ALMA.

- **Travaux futurs**

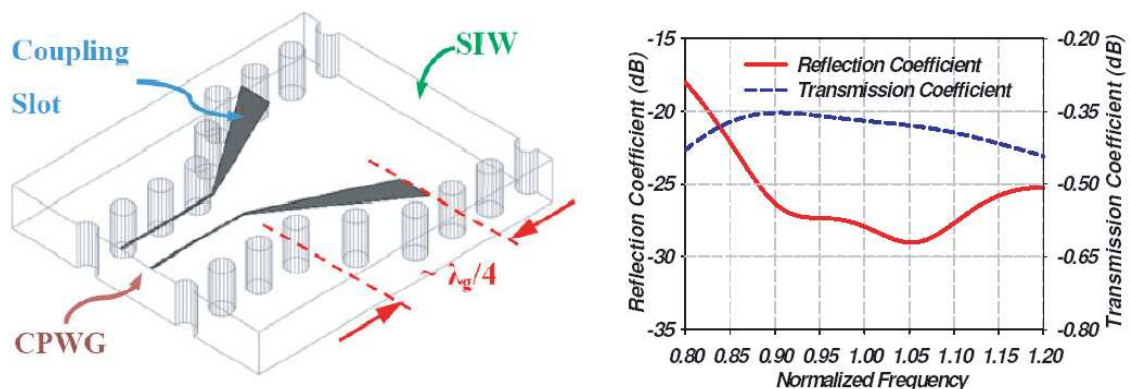
Les résultats de mesure des composants SIW, conçus dans la bande 3 du projet ALMA, ont montrés que l'utilisation de circuits planaires pouvait être envisageable dans domaine de la radioastronomie sous certaines conditions. La première condition est le remplacement du Duroid 6002 par un substrat avec des pertes diélectriques plus faibles, tels que du quartz ( $\epsilon_r = 4.4$ ), du saphir ( $\epsilon_{ry} = 11.6; \epsilon_{rx} = \epsilon_{rz} = 9.4$ ) ou encore de l'alumine ( $\epsilon_r = 9.8$ ). La nature anisotrope du saphir peut néanmoins rendre plus délicat la conception de circuit passifs. L'avantage du quartz est que sa relative faible permittivité et ses faibles pertes diélectriques le rendent très intéressant pour les applications à plusieurs centaines de gigahertz. Pour des applications en milieu cryogénique et à haute fréquence utilisant des circuits SIW, il sera nécessaire de caractériser de façon précise les matériaux utilisés en mesurant la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) et les pertes tangentielles ( $\tan \delta$ ) à la température et à la fréquence d'opération. L'utilisation de surfaces polies permettra également de réduire les pertes par effet de peau (normal et anormal), donc les pertes par conduction.



**Figure c.1:** Circuit hybride RF de la bande 3 en guide d'onde et guide SIW (à l'échelle).

Les dimensions finales de notre circuit hybride RF SIW sont  $L=66.5$  mm,  $l=51.3$  mm et  $h=0.5$  mm pour permettre l'ajout de vis qui assurent un bon contact entre le circuit SIW et la base d'aluminium (figure c.1). Ces dimensions pourraient être néanmoins réduites à  $40\text{mm}\times 25\text{mm}\times 0.5\text{mm}$  avec des transitions de ligne SIW à ligne CPW (ou microruban). Les dimensions du circuit SIW pourraient être encore réduites en utilisant un substrat de plus grande permittivité.

Dans une version finalisée du récepteur opérant en ondes millimétriques, c'est-à-dire en incluant les mélangeurs (basés sur des jonctions supraconductrices), les amplificateurs à faible bruit et l'antenne planaire, les transitions de guide SIW à guide RWG ne seront plus nécessaires. Ces dernières seront remplacées par des transitions planaires de guide SIW vers des lignes microrubans ou GCPWs (Grounded CoPlanar Waveguides). Les lignes GCPWs sont préférables aux lignes microrubans lorsque des épaisseurs de substrat plus grandes sont considérées. Une intéressante transition SIW-GCPW (figure c.2) est présentée dans [c.4]. Une adaptation inférieure à  $-25$  dB est obtenue pour  $BW > 30\%$ .



**Figure c.2:** Transition SIW-GCPW avec des fentes de couplage [c.4].

Enfin, après avoir conçu les circuits passifs SIW avec le substrat adéquat et inclus les composants actifs, une étude de sensibilité des paramètres de conception au

processus de fabrication pourrait être envisagée pour un volume de production important.

Concernant la conception de la jonction orthomode, les résultats obtenus dans la bande 31–45 GHz ont respecté les spécifications du projet ALMA. Cependant, les astronomes ont souhaité étendre la borne supérieure de la bande de fréquence jusqu'à 50 GHz, ce qui représente une largeur de bande de 50 % (30–50 GHz). Du point de vue de la transmission atmosphérique il est tout à fait possible d'aller jusqu'à 50 GHz. En effet, on peut voir sur la figure 1.3 que la transmission est d'environ 87 % à 50 GHz. A titre de comparaison, la transmission atmosphérique est de seulement 75 % à 116 GHz (borne supérieure de la bande 3). La largeur de bande maximale de notre OMT, avant une dégradation rapide des coefficients de réflexion à l'entrée et aux sorties de ce dernier, est de 43 %. La figure c.3 montre le comportement fréquentiel de l'adaptation à l'une des deux sorties de l'OMT.

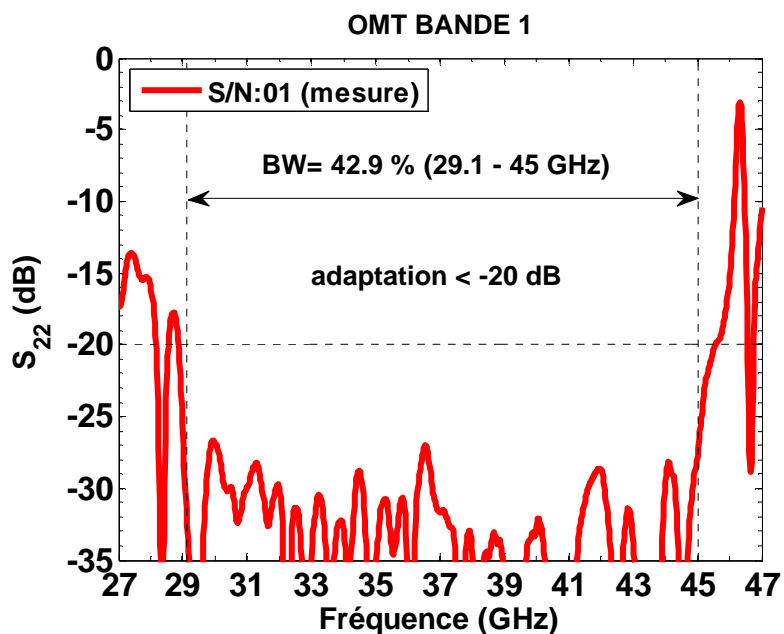


Figure c.3: Coefficient de réflexion à la sortie de l'OMT.

Dans notre conception originale, le guide rectangulaire WR-25 a été utilisé mais pour atteindre 50 GHz c'est le standard WR-22 qu'il faudrait choisir. Le point positif de ce choix est qu'il serait possible de se passer de la transition de guide WR-25 à guide WR-22, ainsi les mesures des coefficients de réflexion aux sorties de l'OMT pourraient se faire avec plus de précision. Toutefois, pouvoir atteindre les 50 % de largeur de bande n'est pas une certitude et chaque composant constituant l'OMT devra être optimisé en conséquence. Il se peut que des compromis soient nécessaires en termes de performances pour être capable d'opérer dans la bande 30–50 GHz. Par exemple, la proximité des basses fréquences de cette bande d'intérêt par rapport à la zone de dispersion du guide WR-22 rendra la conception plus délicate du point de vue des pertes, de l'adaptation et de la linéarité de la phase.

## RÉFÉRENCES

- [i.1] D. R. Vizard, "Millimetre-wave applications: from satellite communications to security systems," *Microwave Journal*, Euro-Global Edition, vol. 49, no. 7, pp. 22–36, 2006.
- [i.2] [En ligne]. Disponible: <http://alma.asiaa.sinica.edu.tw/GI/GI.html>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [i.3] [En ligne]. Disponible: <http://www.eso.org/sci/facilities/alma/observing/specifications/>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [i.4] CRAF Handbook for Radio Astronomy, European Science Foundation, édité par J. Cohen, T. Spoelstra, R. Ambrosio et W. V. Driel, troisième édition, 2005.
- [i.5] [En ligne]. Disponible: [http://www.almaobservatory.org/index.php?option=com\\_content&task=view&id=23&Itemid=39](http://www.almaobservatory.org/index.php?option=com_content&task=view&id=23&Itemid=39). [Consulté le 30 janvier 2010].
- [i.6] [En ligne]. Disponible: <http://www.jodrellbank.manchester.ac.uk/news/2007/sk-ahq/spiral.jpg>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [i.7] S. V. Robertson, L. P. B. Katehi et G. M. Rebeiz, "Micromachined W-Band Filters," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 4, pp. 598–606, 1981.
- [i.8] R. M. Knox et P. O. Toullos, "Integrated circuits for the millimetre through optical frequency range," in *Proc. Symposium on Sub-millimetre Waves*, New York, USA, pp. 497–516, 1970.
- [i.9] D. D. King, "Dielectric image line," *Journal of Applied Physics*, vol. 23, pp. 699–700, 1952.
- [i.10] T. Itoh, "Inverted strip dielectric waveguide for millimetre-wave integrated circuits," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-24, no. 11, pp. 821–827, 1976.
- [i.11] T. Yoneyama et S. Nishida, "NRD waveguide for millimetre wave integrated circuits," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no. 11, pp. 1188–1192, 1981.
- [i.12] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and non-planar

structures for microwave and millimetre-wave circuits - current status and future trend," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 2, Taipei, Taiwan, pp. 411–416, 2001.

- [i.13] K. Wu, D. Deslandes et Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," in *Proc. 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable, and Broadcast Services-TELSIKS*, pp. 3-10, 2003.
- [i.14] J. Hirokawa et M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 625-630, 1998.
- [i.15] Y. Cassivi et K. Wu, "Substrate integrated circuits concept applied to the NRD," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 6, pp. 424-433, 2005.
- [i.16] A. Patrovsky et K. Wu, "Substrate integrated image guide (SIIG) - a planar dielectric waveguide technology for millimetre-wave applications," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2872-2879, 2006.
- [i.17] Y. Cassivi, "Étude et développement de la technologie hybride circuit planaire/guide NRD dans le contexte d'un émetteur/récepteur onde millimétrique," Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, Qc, Canada, 2004.
- [i.18] A. Patrovsky et K. Wu, "Substrate integrated circuits (SICs)—Providing a low cost and low-loss approach for millimeter-wave circuit and system integration (invited paper)," in *Proceedings of the 8th MINT Millimeter-Wave Int. Symp. Seoul*, Korea, pp. 9-14, 2007.
- [i.19] S. Montusclat, F. Giancesello, D. Gloria et S. Tedjini, "Silicon integrated antenna developments up to 80 GHz for millimeter wave wireless links," *Wireless Technology*, The European Conference on, pp. 237–240, 2005.
- [i.20] F. Giancesello et al., "1.8 dB insertion loss 200 GHz CPW band pass filter integrated in HR SOI CMOS Technology," *Microwave Symposium, IEEE/MTT-S International*, pp. 453-456, 2007.
- [i.21] R. E. Collin, "Field Theory of Guided Waves," 2nd ed. New York: IEEE Press, 1991.
- [i.22] K. Solbach, "The Measurement of the Radiation Losses in Dielectric Image Line Bends and the Calculation of a Minimum Acceptable Curvature Radius,"



- IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, pp. 51–53, 1979.
- [i.23] D. Marcuse, "Curvature loss formula for optical fibers," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 66, no. 3, pp. 216-220, 1976.
- [1.1] [En ligne]. Disponible: <http://www.eso.org/sci/facilities/alma/science/papers/-ALMABeasleyJan07.pdf>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.2] W. Wild et J. Payne, "Front End Design and Development for ALMA", *Asia-Pacific Radio Science Conference AP-RASC '01*, Chuo University, Tokyo, Japan, 2001.
- [1.3] Atacama Pathfinder EXperiment APEX Chajnantor. [En ligne]. Disponible: <http://www.apex-telescope.org>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.4] CRAF Handbook for Radio Astronomy, European Science Foundation, édité par J. Cohen, T. Spoelstra, R. Ambrosio et W. V. Driel, deuxième édition, 2002.
- [1.5] M. J. McCaughrean, J. T. Rayner et H. Zinnecker, "Discovery of a molecular hydrogen jet near IC 348", *Astrophysical Journal*, Part 2 - Letters, vol. 436, no. 2, pp. L189-L192, 1994.
- [1.6] The colliding galaxies NGC 4038 and NGC 4039, A Hubble Space Telescope image, HST Image, [En ligne]. Disponible: <http://astronomy.swin.edu.au/sao/-astronomynews/astronews2005s1.xml>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.7] G. Siringo et al., "The Large APEX Bolometer Camera LABOCA", *Astronomical instrumentation*, Vol. 497, no. 3, pp. 945–962, 2009.
- [1.8] R. Laing, "ALMA Band 1", *European ALMA Instrument Scientist*, ESO, Science at Q-band, Manchester, 2009.
- [1.9] [En ligne]. Disponible: <https://safe.nrao.edu/wiki/bin/view/ALMA/25Jul08Minutes>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.10] [En ligne]. Disponible: <http://www.almaobservatory.org>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.11] P. Goldsmith, "Quasioptical Systems," Piscataway, NJ: IEEE Press, 1998.
- [1.12] H. Rudolf, "The ALMA Front End," European Southern Observatory, ALMA. [En ligne]. Disponible: [http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final\\_Papers/GM0003-F.pdf](http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final_Papers/GM0003-F.pdf). [Consulté le 30 janvier 2010].

2010].

- [1.13] A. Baryshev et al., "ALMA Receiver Optics Design". ALMA. [En ligne]. Disponible: [//www.alma.nrao.edu/projectbk/construction/archived/project\\_book\\_20020124/chap5/optics.pdf](http://www.alma.nrao.edu/projectbk/construction/archived/project_book_20020124/chap5/optics.pdf). [Consulté le 30 janvier 2010].
- [1.14] J. W. Lamb et al., "ALMA Receiver Optics Design ", ALMA Memo No. 362, 2001.
- [1.15] S. Claude et al., "Performance of the Pre-production Band 3 (84-116 GHz) Receivers for ALMA", in *Millimeter and Submillimeter Detectors and Instrumentation for Astronomy IV*, proceedings of SPIE, vol. 7020 70201B-1, Marseille, France, 2008.
- [1.16] A. Karpov, J. Blondel, D. Billon-Pierron et K.- H. Gundlach, "A 200–300 GHz single sideband SIS mixer for radio astronomy", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 11, no. 1, pp. 844, 2001.
- [1.17] C-E. Tong et R. Blundell, "A quasi optical image separation scheme for millimeter and sub-millimeter waves," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 11, pp. 2174-2177, 1994.
- [1.18] A. R. Kerr et S-K. Pan, "Design of planar image separating and balanced SIS mixers", *Proceeding of the 7th international symposium on space terahertz technology*, pp. 207-219, 1996.
- [1.19] A. R. Kerr, M. J. Feldman et S.-K. Pan, "Receiver Noise Temperature, the Quantum Noise Limit, and the Role of the Zero-Point Fluctuations", *8th Int. Symp. on Space Terahertz Tech.*, pp. 101-111, 1997.
- [1.20] S. Iguchi, "Radio Interferometer Sensitivities for Three Types of Receiving Systems: DSB, SSB, and 2SB Systems", *PASJ* 57, 643, 2005.
- [1.21] S. Matsushita et al., "FTS Measurements of Submillimeter-Wave Atmospheric Opacity at Pampa la Bola II: Supra-Terahertz Windows and Model Fitting," *Publications of the Astronomical Society of Japan*, vol. 51, pp. 603-610, 1999.
- [1.22] S. Guilloteau, "DSB versus SSB and Bandwidth/Sensitivity tradeoff", ALMA Memo 393, 2002.
- [1.23] H. B. Callen et T. A. Welton, "Irreversibility and generalized noise", *Physical Review*, vol. 83, no. 1, pp. 34-40, 1951.
- [1.24] C. M. Caves, "Quantum limits on noise in linear amplifiers," *Physical Review*

*D*, vol. 26, no. 8, pp. 1817-1839, 1982.

- [1.25] J. R. Tucker et M. J. Feldman, "Quantum detection at millimeter wavelengths," *Reviews of Modern Physics*, vol. 57, no. 4, pp. 1055-1113, 1985.
- [1.26] J. Tucker, "Quantum limited detection in tunnel junction mixers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 15, no. 11, pp. 1234- 1258, 1979.
- [1.27] E. F. Lauria et al., "A 200-300 GHz SIS Mixer-Preamplifier with 8 GHz IF Bandwidth," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques-Digest*, pp. 1645-1648, 2001.
- [1.28] J. Nianhua, S. Claude, K. Yeung et D. Garcia, "Low noise InP HEMT amplifier," *Proceedings of the SPIE-The International Society for Optical Engineering*, vol. 5489, no. 1, pp. 848-857, 2004.
- [1.29] S.-K. Pan et al., "A Fixed-Tuned SIS Mixer with Ultra-Wide-Band IF and Quantum-Limited Sensitivity for ALMA Band 3 (84-116 GHz) Receivers," *15<sup>th</sup> International symposium on space terahertz technology*, Northampton, Massachusetts, 2004.
- [1.30] P. K. Tien et J. P. Gordon, "Multiphoton Process Observed in the Interaction of Microwave Fields with the Tunneling between Superconductor Films," *Physical Review*, vol. 129, no. 2, pp. 647-653, 1963.
- [1.31] S. Shapiro, "Josephson current in superconducting tunneling: the effect of microwaves and other observations," *Physical Review Letters*, vol. 11, no.2, pp. 80-82, 1963.
- [1.32] S. M. X. Claude et al., "Design of a Sideband-Separating Balanced SIS Mixer Based on Waveguide Hybrids," ALMA Memo 316, 2000.
- [1.33] A. R. Kerr, S.-K. Pan et J. E. Effland, "Sideband Calibration of Millimeter-Wave Receivers," ALMA Memo 357, 2001.
- [1.34] S. Claude et al., "The Band 3 receiver (84-116 GHz) for ALMA," *Infrared and Millimeter Waves and 13th International Conference on Terahertz Electronics*, vol. 2, pp. 407- 408, 2005.
- [1.35] The HIA Band 3 Team, "ALMA Band 3 Progress Report," rapport interne, 2003.
- [1.36] R. E. Collin, "*Field Theory of Guided Waves, 2nd Edition*," 864 pages, Wiley-IEEE Press, 1990.

- [1.37] G. E. H. Reuter et E. H. Sondheimer, "Theory of the Anomalous Skin Effect in Metals," *Nature*, vol. 161, pp. 394-395, 1948.
- [1.38] S. R. Nagel et S. E. Schnatterly, "Frequency dependence of the Drude relaxation time in metal films," *Physical Review B*, vol. 9, no. 4, pp. 1299-1303, 1974.
- [2.1] NEC FUKUSHIMA LTD (NIDE), "Waveguide line with continuity holes in two rows in dielectric substrate - has conductor layer in at least two layers, sets distance between continuity holes in rows to value lower than cut-off wavelength," Brevet, JP6053711-A, 1994.
- [2.2] A. J. Piloto, K. A. Leahy, B. A. Flanick et K. A. Zaki, "Waveguide Filters Having a Layered Dielectric Structure," brevet, US5382931, 1995.
- [2.3] T. Takenoshita et H. Uchimura, "Dielectric waveguide line and its branch structure," Brevet, EP898322-A, 1998.
- [2.4] S. Germain, D. Deslandes et K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol.3, pp. 1921-1924, 2003.
- [2.5] Zhang-Cheng Hao, Wei Hong, Ji-Xin Chen, Xiao-Ping Chen et Ke Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2968-2977, 2005.
- [2.6] L. Yan, W. Hong, K. Wu et T. J. Cui, "Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 152, no. 1, pp. 35-42, 2005.
- [2.7] Hsin-Chia Lu et Tah-Hsiung Chu, "Equivalent circuit of radiating longitudinal slots in substrate integrated waveguide," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 3, pp. 2341-2344, 2004.
- [2.8] Y. Cassivi et al., "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, 2002.
- [2.9] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu et G. Conciauro, "Low- Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique," *European Microwave Conference, Milan, Italy, IEEE*, pp. 737-740, 2002.

- [2.10] R.E Collin, "*Field theory of guided waves*," McGraw-Hill, New York, 851 pages, 1960.
- [2.11] R. F. Harrington, "*Time-harmonic electromagnetic field*," McGraw-Hill Book Company Inc., 1961.
- [2.12] J. F. Mojica, Y. Cassivi et K. Wu, "Low-cost RF and microwave source design using SIW technique," *Proceedings - IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON*, pp. 447-450, 2004.
- [2.13] M. J. Hill, R. W. Ziolkowski et J. Papapolymerou, "A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 11, no. 6, pp. 255-257, 2001.
- [2.14] G. Conciauro, M. Guglielmi et R. Sorrentino, "The BI-RME Method," *Advance Modal Analysis, CAD Techniques for Waveguide Components and Filters*, New York: Wiley, chap. 5 et 6, 1999.
- [2.15] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro et L. Perregrini, "Generalized Y -matrix of arbitrary H-plane waveguide junctions by the BI-RME method," *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp.*, Denver, CO, pp. 211–214, 1997.
- [2.16] F. Xu et K. Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, no. 1, 2005.
- [2.17] Li Yan et al., "Simulation and experiment on SIW Slot Array Antennas," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, 2004.
- [2.18] D. Deslandes et K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," *Microwave Conference, 32nd European*, pp. 1-4, 23-26 Sept., 2002.
- [2.19] J. Mazierskaab et al., "Loss Tangent Measurements of Dielectric Substrates from 15K to 300K with Two Resonators: Investigation into Accuracy Issues," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 138-141, 2005.
- [2.20] D. Deslandes et K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, 2001.
- [2.21] A. Patrovsky, M. Daigle et K. Wu, "Millimeter-wave wideband transition from CPW to substrate integrated waveguide on electrically thick high-permittivity substrates," in *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*,

Munich, Germany, pp. 138-141, 2007.

- [2.22] M. Zedler, C. Caloz et P. Russer, "Circuitual and experimental demonstration of a 3D isotropic LH metamaterial based on the rotated TLM scheme," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, Honolulu, HI, USA, pp. 1827-1830, 2007.
- [2.23] E. Moldovan, R. G. Bosisio et K. Wu, "W-Band Multiport Substrate-Integrated Waveguide Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 625-632, 2006.
- [2.24] Y. Huang et K. L. Wu, "A Broad-Band LTCC Integrated Transition of Laminated Waveguide to Air-Filled Waveguide for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 5, pp. 1613-1617, 2003.
- [2.25] Z. Li, X. P. Chen et K. Wu, "A Surface Mountable Pyramidal Horn Antenna and Transition to Substrate Integrated Waveguide," *International Symposium on Signals, Systems and Electronics, ISSSE'07*, pp. 606-610, 2007.
- [2.26] L. Xia et al., "Broadband transition between air-filled waveguide and substrate integrated waveguide," *Electronics Letters*, vol.42, no.24, pp.1403-1407, 2006.
- [2.27] W. D' Orazio, "Study of substrate integrated waveguide circulators for millimeter wave applications," M. Sc. A., École Polytechnique de Montréal, Qc, Canada, 2004.
- [3.1] E. Moldovan, "Nouveau senseur radar anticollision à 94 GHz en technologie six-port," Ph.D, École Polytechnique de Montréal, Qc, Canada, 2006.
- [3.2] Y. Li, P. L. Kirby, O. Offranc, et J. Papapolymerou, "Silicon Micromachined W-Band Hybrid Coupler and Power Divider Using DRIE Technique," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 22-24, 2008.
- [3.3] A. R. Akbarzadeh et Z. Shen, "Waveguide power dividers using multiple posts," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 4, pp. 981-984 2008.
- [3.4] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando et N. Goto, "A full-wave analysis of waveguide T-junction with an inductive post," *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. 'Merging Technologies for the 90's'*, vol. 3, pp. 1250-1253, 1990.
- [3.5] S. Germain, D. Deslandes et K. Wu," Development substrate integrated

- waveguide power divider," *Electrical and computer engineering, IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 3, pp. 1921-1924, 2003.
- [3.6] A. A. Khan et R. Sloan, "X-band substrate integrated waveguide power combiner/divider," *Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 17th International Conference, pp. 1-4, 2008.
- [4.1] G. Matthaei et L.J. Young, "*Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*," Norwood, MA, Artech House, 1096 pages, 1960.
- [4.2] H. Andoh et al., "Numerical matrix analysis for performances of wideband 100 GHz branch-line couplers," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 24, no. 5, 2003.
- [4.3] N. Marcuvitz, "*Waveguide Handbook*," Lexington, Boston Technical Publishers. 423 pages, 1951.
- [4.4] E. Moldovan, R. G. Bosisio et K. Wu, "W-Band Multi-Port Substrate Integrated Waveguide Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 625-632, 2006.
- [4.5] I. Ohta, A. Hino, T. Kawai et Y. Kokubo, "Broad-Band Simple H-plane Directional Coupler," *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 1, pp. 41-44, Tapei, Taiwan, R.O.C, 2001.
- [4.6] Y. Cassivi, D. Deslandes et K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers," *Asia-Pacific Microwave Conference*, Kyoto, Japan, pp. 1409-1412, 2002.
- [4.7] H. Schmiedel et F. Arndt, "Field Theory Design of Rectangular Waveguide Multiple-Slot Narrow-Wall Couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, no. 7, pp. 791-798, 1986.
- [4.8] J. Uher, J. Bornemann et U. Rosenberg, "*Waveguide components for antenna feed systems: Theory and CAD*," Artech House Publishers, 476 pages, 1993.
- [4.9] S. Claude, "*LO coupling and system Noise*," rapport interne HIA-NRC, 2003.
- [4.10] [En ligne]. Disponible: <http://www.eccosorb.com/products/61/ECCOSORB%-20MF>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [4.11] F. P. Mena et A. M. Baryshev, "Design and Simulation of a Waveguide Load for ALMA-band 9," NRAO, ALMA Millimeter Array Memo, no. 513, 2005.

- [5.1] C. G. Buxton, "*Design of a Broadband Array Using the Foursquare Radiating Element*," Ph. D, Faculty of the Virginia, USA, 2001.
- [5.2] P. J. Gibson, "The Vivaldi aerial," in *Proc. 9th European Microwave Conference*, pp. 101-105, Brighton, U.K., 1979.
- [5.3] K. F. Lee et W. Chen, "*Advances in Microstrip and Printed Antennas*," New York: John Wiley and Sons, 624 p., 1997.
- [5.4] J. Zucker, "*Surface- and leaky-wave antennas*," in *Antenna Engineering Handbook*, H. Jasik, McGraw-Hill, chapitre 16, 1961.
- [5.5] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y-S. Kim, E. L. Kollberg et J. F. Johansson, "The Tapered Slot Antenna – A New Integrated Element for Millimeter Wave Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, pp. 365-374, 1989.
- [5.6] K. S. Yngvesson et al., "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, pp. 1392-1400, 1985.
- [5.7] Z. C. Hao, W. Hong, J. Chen et K. Wu, "A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, pp. 1641-1643, 2005.
- [5.8] N. Fourikis, N. Lioutas et N. V. Shuley, "Parametric Study of the Co- and Cross-Polarization of Tapered Planar and Antipodal Slotline Antennas," *IEE Proc., Pt. H: Microwaves, Opt., Antennas*, vol. 140, no. 1, pp. 17-22, 1993.
- [5.9] N. Fourikis, "*Advanced Array Systems, Applications and RF Technologies*," San Diego: Academic Press, 323 p., 2000.
- [5.10] I. Wood, D. Dousset, J. Bornemann et S. Claude, "Linear Tapered Slot Antenna with Substrate Integrated Waveguide Feed," *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Dig.*, pp. 4761-4764, 2007.
- [5.11] M. A. Palacios Lazaro et R. Judaschke, "A 150-GHz CPW-Fed Tapered-Slot Antenna," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 2, pp. 62-64, 2004.
- [5.12] J. B. Rizk et G. M. Rebeiz, "Millimeter-wave Fermi tapered slot antennas on micromachined silicon substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 379-383, 2002.



- [5.13] W. Grammer et K. S. Yngvesson, "Coplanar Waveguide Transitions to Slotline: Design and Microprobe Characterization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 9, pp. 1653-1658, 1993.
- [5.14] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori et K. Mizuno, "A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S*, vol. 2, pp. 959-962, 1997.
- [6.1] [En ligne]. Disponible: <http://www.nrc-cnrc.gc.ca/eng/programs/hia/millimetre-instrumentation.html>. [Consulté le 30 janvier 2010].
- [6.2] S. Moriarty et al., "ALMA Band 1 (31-45 GHz) Receiver Development at HIA," *American Astronomical Society, AAS Meeting #215, #479.02*; Bulletin of the American Astronomical Society, vol. 41, 2009.
- [6.3] E. Wollack, "A Full Waveguide Band Orthomode Junction," NRAO Electronics Division Internal Report 303, 1996.
- [6.4] Shin'ichiro Asayama et Mamoru Kamikura, "Development of Double-Ridged Waveguide Orthomode Transducer for the 2 MM Band," *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, vol. 30, no. 6, pp. 573-579, 2009.
- [6.5] A. Navarrini et R. L. Plambeck, "A Turnstile Junction Waveguide Orthomode Transducer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 272-277, 2006.
- [6.6] M. A. Meyer et H. B. Golberg, "Applications of the Turnstile Junction," *IRE-Transactions on Microwave Theory and Technique*, pp. 40-45, 1955.
- [6.7] E. J. Wollack, W. Grammer et J. Kingsley, "THE BØIFOT ORTHOMODE JUNCTION," rapport ALMA #425, 2002.
- [6.8] A. Navarrini et M. Carter, "Design of a dual polarization SIS sideband separating receiver based on waveguide OMT for the 275-370 GHz frequency band," in *Pro. 14th Int. Space Terahertz Technology Symp.*, Tucson, AZ, pp. 159-168, 2003.
- [6.9] R. Nesti, "ALMA band 1 horn measurements," rapport technique ACERTI, 2002.
- [c.1] K. G. Jansky, "Radio waves from outside the solar system", *Nature*, vol. 132, no. 3323, pp. 66, 1933.
- [c.2] National Radio Astronomy Observatory, "Welcome to the Very Large Array!,"

[En ligne]. Disponible: <http://www.vla.nrao.edu/> [Consulté le 30 janvier 2010].

- [c.3] A. Horn, "Dielectric constant and loss of selected grades of Rogers high frequency circuit substrates from 1–50 GHz," rapport technique no. 5788, pp. 1-17, 2003.
- [c.4] S. Lin, S. Yang, et A. E. Fathy, "Development of a novel UWB Vivaldi antenna array using SIW technology," *Progress In Electromagnetics Research*, pp. 369–384, 2009.