



**HAL**  
open science

# Nouvelle génération de solutions de filtrage pour applications SATCOM

Alexandre Bonizec

► **To cite this version:**

Alexandre Bonizec. Nouvelle génération de solutions de filtrage pour applications SATCOM. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2023. Français. NNT : 2023BRES0059 . tel-04426261

**HAL Id: tel-04426261**

**<https://theses.hal.science/tel-04426261v1>**

Submitted on 30 Jan 2024

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

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

# Thèse de doctorat de

L'UNIVERSITE  
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 644  
Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication en Bretagne Océane  
Spécialités : Electronique et photonique et Télécommunications

Par

**Alexandre BONIZEC**

## **Nouvelle Génération de Solutions de Filtrage pour Applications SATCOM**

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 26/10/2023  
Unité de recherche : Lab-STICC, UMR CNRS 6285

### **Rapporteurs avant soutenance :**

Dominique BAILLEARGEAT  
Patrice GAMAND

Professeur des Universités, CNRS create Singapore  
Ingénieur, HDR, CISTEME, Limoges

### **Composition du Jury :**

Président : Raphaël GILLARD  
Examineurs : Dominique BAILLARGEAT  
Patrice GAMAND  
Jessica BENEDICTO  
Dir. de thèse : Eric RIUS  
Co-dir. de thèse : Jean-François FAVENNEC

Professeur des Universités, IETR Rennes, CNRS UMR 6164, INSA  
Professeur des Universités, CNRS create Singapore  
Ingénieur, HDR, CISTEME, Limoges  
Maitresse de conférences, Lab-STICC, CNRS UMR 6285, UBO  
Professeur des Universités, Lab-STICC, CNRS UMR 6285, UBO  
Maitre de conférences, HDR, Lab-STICC, CNRS UMR 6285, ENIB

### **Invité(s)**

Christophe GOUJON Ingénieur DGA  
Rachid JAOUI Ingénieur DGA



## Remerciements

Je tiens à remercier l'**Agence Innovation Défense** pour avoir co-financé mes travaux de thèse.

Je remercie Mr **Patrice GAMAND** et Mr **Dominique BAILLARGEAT** pour avoir accepté de rapporter sur mes travaux ainsi que Mr **Raphaël GILLARD** pour avoir présidé le jury de thèse.

Je tiens à remercier énormément mon équipe encadrante qui a toujours répondu présent et qui m'a supporté pendant ces 3 années. **Eric RIUS**, mon directeur de thèse et sa gestion carrée qui a permis de pouvoir avancer chaque semaine sur les nouvelles topologies de filtre plus ou moins exotiques par moments, mais aussi de pouvoir rendre dans les temps les travaux qui sont présentés ci-après. **Jean-François FAVENNEC**, mon co-directeur de thèse qui a permis par une simple discussion de couloir de faire la rencontre de l'équipe et d'évoluer au-delà de l'étudiant ingénieur qu'il avait eu pendant mes études supérieures. **Jessica BENEDICTO** pour toute son aide que ça soit au niveau professionnel pour mes candidatures d'ATER, mes problèmes de calcul, de modélisation ou de simulation, mais également au niveau personnel, quant à mon après-thèse, pour discuter de tout et de rien, mais surtout de beaucoup de bêtises.

Je remercie également tous mes collègues doctorants ou étudiants et particulièrement **Alejandro, Bryan, Yanis, Benjamin, Dorian, Pierre** pour tous ces moments, ces bêtises, ces références et ces pause-café presque interminables.

Je remercie aussi tous les collègues enseignants et personnels de la faculté des sciences et techniques **Marc, Gérard, Ludo, Mélanie, Noham, Annaig, Azar, Cédric, Emanuel**, pour tous nos échanges dans les couloirs, et pour m'avoir permis d'être moniteur et de voir l'envers du décor de professeur.

Je remercie mes amis, **Emma, Alexis, Julien, Léna, Al'rick, Léo, Hugo, Lucas, Ambre, Timothy**, pour nos sorties et toutes nos soirées qui m'ont fait prendre l'air et décompresser du boulot.

Je remercie mon compagnon **Pierre**, pour m'avoir soutenu pendant tout ce temps et surtout sur la fin.

Je remercie également **mes parents** et **mon frère** pour m'avoir soutenu lorsque je suis parti étudier à l'ENIB et lorsque j'ai annoncé poursuivre en doctorat.

Je garde une pensée pour ma **Nanou** qui aurait aimé pouvoir assister à la concrétisation de mes travaux et à qui je pense chaque jour.

Et à toutes les personnes que j'aurais pu oublier dans mes remerciements, **je vous remercie !**



## Introduction

Les applications radiofréquences (RF) font parties des outils ayant permis d'améliorer les conditions de vie depuis les années 1920. Les équipements micro-ondes sont présents dans de nombreux domaines : en médecine dans les appareils de traitement et d'observation (traitement des cancers, soins du corps ...), dans les télécommunications, sans-fils (Wifi, Bluetooth), terrestre (faisceaux Hertiens), radiodiffusion (TV), détection (radar) ou spatiales (satellites, relevé de capteurs), la géolocalisation (GPS, Galileo), ou encore dans nos appareils de tous les jours (micro-onde, smartphone).

Dans le domaine spatial, les satellites jouent un rôle important dans notre quotidien. Les applications de ces outils en orbite autour de la terre vont de la simple observation d'indicateurs (environnement, météorologie ...), aux télécommunications (téléphonie, télévision) et jusqu'à des applications de défense (communication, surveillance, observation).

Les satellites de défense sont conçus avec plus de contraintes que les satellites civils et pour des missions très particulières. Il est nécessaire notamment que ces satellites aient des débits élevés, une capacité de traitement des informations conséquentes. Le Ministère des Armées français doit consacrer 6 milliards d'euros dans le renforcement des capacités spatiales d'observation, de surveillance et d'écoute d'ici à 2030.

Différents satellites de défense français sont actuellement en orbite (LEO : **L**ow **E**arth **O**rbit, MEO : **M**edium **E**arth **O**rbit ou GEO : **G**Eostationary **O**rbit) autour de la terre (ex : constellations CERES, CSO ...). De nouveaux satellites de plus en plus petits sont en développement pour augmenter les ressources spatiales de la France comme NANOTRACK ou encore YODA (**Y**eux en **O**rbite pour un **D**émonstrateur **A**gile). La miniaturisation des satellites impose aux chercheurs de trouver et proposer de nouvelles solutions dans la conception des différentes parties de la charge utile et de la plateforme.

C'est autour de la thématique du filtrage hyperfréquence que les travaux de recherches présentés dans ce mémoire sont centrés. Les filtres de fréquence sont présents dans tous les satellites, en émission ou en transmission. Pour la partie Tx, la miniaturisation impose de trouver de nouveaux compromis entre la tenue en puissance, les performances électriques et les dimensions. De plus, dans l'espace, les équipements RF sont soumis aux risques de déclenchement multipactor. C'est un phénomène se produisant dans le vide, pour lequel, un électron primaire peut arracher des électrons secondaires en percutant les parois de l'équipement et provoquer une avalanche électronique pouvant aller jusqu'à des dégradations irréversibles. Ce risque doit être pris en compte, dès le départ, dans la conception des filtres.

C'est donc sur toutes ces problématiques que la DGA a participé au co-financement de ces travaux dont le titre est : « Nouvelle Génération de Solutions de Filtrage pour Applications SATCOM ».

L'objectif des travaux est d'aller au plus près des spécifications demandées. Pour répondre le plus finement aux besoins identifiés (tenue en puissance, encombrement, pertes d'insertions) sur la problématique de filtrage, des filtres coaxiaux à saut d'impédances (SIR) sont préconisés car ils offrent de nombreux degrés de liberté, à la fois sur les plans transverses et longitudinaux. Les résonateurs SIR sont caractérisés au travers du rapport d'impédance équivalent  $M_{eq}$  permettant une grande flexibilité de conception. La déclinaison du nombre de sections, des terminaisons circuit ouvert et court-circuit, des valeurs de  $M_{eq}$  selon les résonateurs pour un même filtre, des moyens de couplage, permet d'obtenir une grande diversité de solutions dont certaines sont présentées dans ce mémoire.

Cette thèse s'est déroulée à la Faculté des Sciences et Techniques à l'UBO au laboratoire Lab-STICC à Brest du 1<sup>er</sup> octobre 2020 jusqu'au 30 septembre 2023.

La suite du document présente les résultats obtenus pendant cette période. 5 chapitres composent ce mémoire de thèse et sont ordonnés comme suit :

Le chapitre I présente le contexte de la thèse et l'état de l'art dans le milieu spatial. Il illustre les avancées techniques des satellites, la théorie du filtrage en précisant les technologies et les topologies et en détaillant en particulier les résonateurs coaxiaux à saut d'impédances et les filtres conçus sur cette base. Une explication de l'effet multipactor et des modèles le caractérisant est introduite. Enfin, un point est dédié aux techniques de fabrication, notamment sur les techniques de fabrications additives.

Le chapitre II se concentre sur la caractérisation des résonateurs coaxiaux à saut d'impédances dans l'air. Il présente la mise en équations des résonateurs généralisés à N sections, puis le cas des résonateurs en  $\lambda/4$  et en  $\lambda/2$  à 4 sections. La seconde partie du chapitre compare le comportement et les performances des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à 4 sections à travers différents exemples.

Le chapitre III propose l'étude de filtres  $\lambda/4$  couplés de façon directe. Une série de filtres  $\lambda/4$  couplés par des inverseurs d'impédance sont présentés en proposant des évolutions topologiques de ces structures pour répondre aux besoins en maîtrise de bande. Puis, la conception et la mesure d'un filtre couplé par des tiges métalliques sont présentés.

Le chapitre IV présente des filtres à résonateurs  $\lambda/2$  couplés par proximité. Les premiers filtres à base de résonateurs  $\lambda/2$  ont une terminaison CO-CO et sont comparés avec le filtre  $\lambda/4$  mesuré, détaillé à la partie précédente. Ensuite, des filtres  $\lambda/2$  avec des terminaisons CC-CC couplés à l'aide de lignes couplées sont présentés.

Pour conclure, les différentes topologies de filtre développées sont comparées à l'état de l'art et des perspectives sont proposées.

# Sommaire

Remerciements .....	3
Introduction.....	5
Sommaire .....	7
I. Chapitre I : l'état de l'art .....	11
1. Introduction.....	11
2. Satellites .....	11
A. Introduction aux satellites.....	11
B. Cubesats – Nanosats .....	12
3. Le filtrage en émission (Tx).....	13
A. Généralités sur les filtres passe-bande .....	14
B. Technologies de filtres volumiques à résonateurs coaxiaux.....	16
C. Topologies de filtres .....	18
4. Effet multipactor .....	25
A. Origine du phénomène .....	25
B. Secondary Emission Yield (SEY).....	26
C. Modèles.....	27
D. Simulateurs.....	29
5. Méthodes de fabrication.....	30
A. Fabrication soustractive – classique.....	30
B. Fabrication additive.....	30
C. Micro-fabrication additive.....	33
6. Conclusion .....	33
7. Références du chapitre .....	34
II. Chapitre II : Caractérisation des résonateurs.....	38
1. Synthèse du comportement fréquentiel des résonateurs coaxiaux à saut d'impédance .....	38
A. Généralités sur les résonateurs à n sections coaxiales .....	38
B. Résonateurs $\lambda/4$ à 4 sections coaxiales.....	40
C. Résonateurs $\lambda/2$ à 4 sections coaxiales.....	47
2. Comparaisons des comportements électriques des 2 résonateurs $\lambda/4$ et $\lambda/2$ à 4 sections coaxiales .....	54
A. Comparaison des facteurs de qualité à $M_{eq} = 1$ .....	55
B. Comparaison des facteurs de qualité à $M_{ij} = 1$ .....	57
C. Evolution du facteur de qualité en fonction de $M_{eq}$ pour une base (section X, Y) constante.....	60
D. Evolution du facteur de qualité en fonction de $M_{eq}$ pour un volume constant.....	63
E. Cas particulier (Annexe 2) .....	66
3. Conclusions.....	66
4. Références du chapitre .....	66

III.	Chapitre III : Filtres à couplages directs.....	69
1.	Filtres couplés par inverseurs d'impédances coaxiaux .....	69
A.	Modèle initial .....	69
B.	Élévation de la section d'attaque .....	88
C.	Réduction de la bande passante .....	102
D.	Conclusion .....	111
2.	Filtres couplés par tiges métalliques .....	112
A.	Présentation et conception du filtre nominal .....	112
B.	Fabrication - Mesure .....	115
C.	Rétrocouplage .....	119
D.	Transposition en bande Ku.....	120
3.	Conclusion .....	123
4.	Références du chapitre .....	68
IV.	Chapitre IV : Filtres à couplages par proximité .....	127
1.	Filtres coaxiaux $\lambda/2$ couplés par iris .....	127
A.	1 <sup>ère</sup> conception du filtre $\lambda/2$ .....	129
B.	2 <sup>de</sup> conception du filtre $\lambda/2$ – Réduction du volume RF .....	134
C.	3 <sup>ème</sup> conception – mise en parallèle .....	137
D.	Support des cylindres flottants .....	141
2.	Filtre à lignes couplées .....	146
A.	Modélisation analytique et numérique des lignes couplées.....	146
B.	Principe de la topologie.....	147
3.	Conclusion .....	167
4.	Référence du chapitre .....	169
V.	Chapitre V : Conclusion et Perspectives.....	170
1.	Conclusion générale .....	170
2.	Perspectives.....	172
3.	Publications et communications durant la thèse .....	172
VI.	Annexes .....	173
1.	Annexe 1 : Micro-fabrication additive (Chapitre I).....	173
2.	Annexe 2 : Cas particulier liant les résonateurs $\lambda/4$ et $\lambda/2$ (Complément chapitre II).....	174
3.	Annexe 3 : Outil CST Filter Designer 3D .....	174
4.	Annexe 4 : Filtre d'ordre 6 en bande Ku avec un connecteur réel (Chapitre III).....	177
5.	Références des annexes .....	177



# Chapitre I : L'état de l'art

# I. Chapitre I : l'état de l'art

## 1. Introduction

Ce premier chapitre balaye les différentes notions nécessaires à la compréhension du manuscrit et positionne cette thèse dans le milieu de la recherche.

Le chapitre est construit de la façon suivante : une présentation des satellites, systèmes accueillant le composant développé, un filtre passe-bande utilisé en émission. La seconde partie détaille la théorie du filtrage et ses différentes caractéristiques (généralités, technologie, topologie ...). Le filtre est soumis à l'effet de déclenchement multipactor. Cet effet est expliqué en 3<sup>ème</sup> partie. Le chapitre se clôture par une présentation des différentes techniques de fabrication.

## 2. Satellites

### A. Introduction aux satellites

Depuis le lancement du premier satellite « Spoutnik 1 » par l'URSS le 4 octobre 1957, les satellites sont devenus des outils indispensables au quotidien.

Chaque satellite se distingue par son application. On peut les répartir suivant différentes missions :

- Satellites de télécommunication : utilisés comme relais pour des applications de téléphonie ou de télévision.
- Satellites militaires / défense : utilisés pour la surveillance, les télécommunications confidentielles et la rapidité des communications qu'ils permettent.
- Satellites scientifiques : utilisés dans de multiples champs de recherche comme par exemple la météorologie, la compréhension du système solaire, l'observation de la terre, et au-delà.
- Les constellations de satellites de géolocalisation : utilisées pour obtenir une position GPS (ex : Galiléo [Européen], GLONASS [Russe] ou Navstar GPS [Américain]).

Au fil des années, les satellites se sont transformés, passant de satellites de grande taille à des satellites de plus en plus miniaturisés.

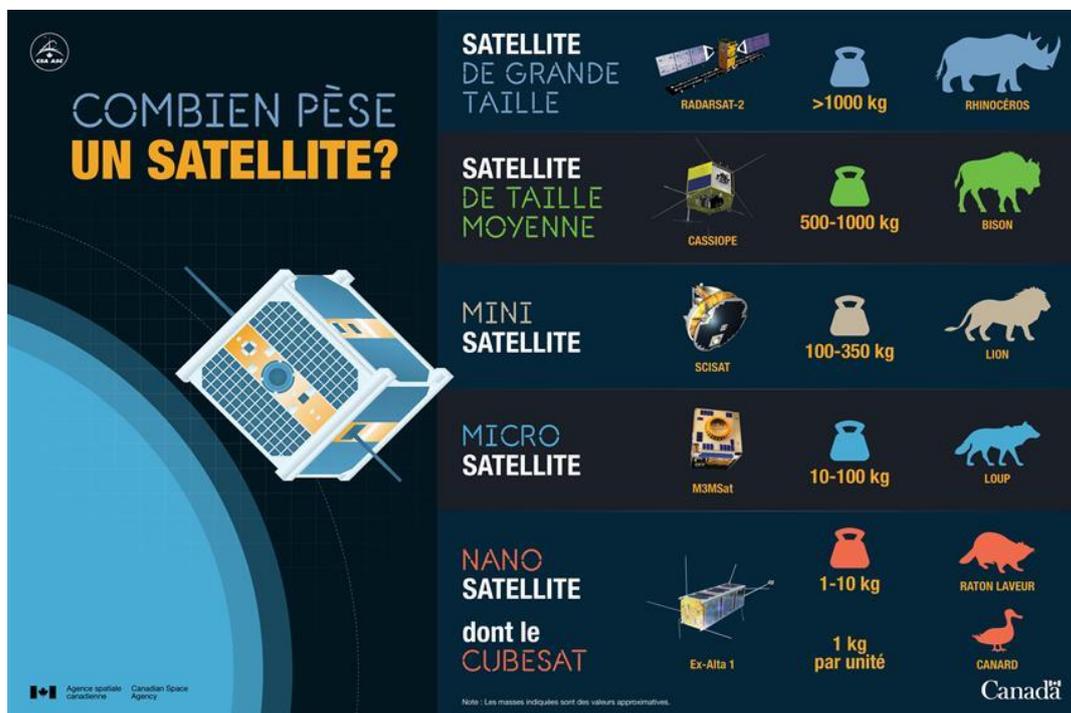


Figure I-1 : Infographie [1] sur la masse des satellites

Ainsi, le développement de petits satellites, comme les cubesats, nécessite d'innover quant aux dimensions et aux performances de leurs composants.

## B. Cubesats – Nanosats

Les cubesats et les nanosats sont conçus pour graviter en orbite basse autour de la Terre. Comparativement aux autres satellites, ils se caractérisent par leurs petites dimensions ainsi que leur faible masse. Les références [2] à [5] caractérisent un cubesat. L'unité de dimension est appelée Units (U). Un U correspond à un cube ayant un volume d'1 U soit 10 cm x 10 cm x 10 cm. La masse d'un U est d'environ 1 kg.

D'après les classifications, les cubesats ont une masse comprise entre 1 et 10 kg.

L'article [6] synthétise différentes données concernant les lancements spatiaux. On retrouve, notamment des données sur les missions des 20 dernières années. Parmi celles-ci, on remarque que le nombre de satellites en orbite a drastiquement augmenté depuis 2017. En 2021, 200 des 250 lancements dans l'espace concernaient des cubesats. Ces satellites sont généralement destinés à des applications commerciales. Les constellations de cubesats et de nanosats comportent un grand nombre de satellites. Par exemple, les constellations Starlink [7] et OneWeb [8] sont actuellement formées de 3600 et 588 satellites fonctionnels, tous en orbite basse (~550 km).

En plus de celles introduites en début de chapitre, ils effectuent des missions éducatives, de recherche scientifique, d'exploration spatiale, de traçage aérien et maritime ou encore d'imagerie haute résolution.

Concernant les différents avantages de ces satellites, les références [2] – [6] et [9] exposent les points suivants :

- Une fabrication rapide
- Une technologie simple
- Un faible coût
- Peu de débris spatiaux
- Accès à l'espace facilité

Cependant, la conception des cubesats représente un défi. Le volume étant grandement restreint, il faut parvenir à y intégrer toutes les parties du système du satellite.

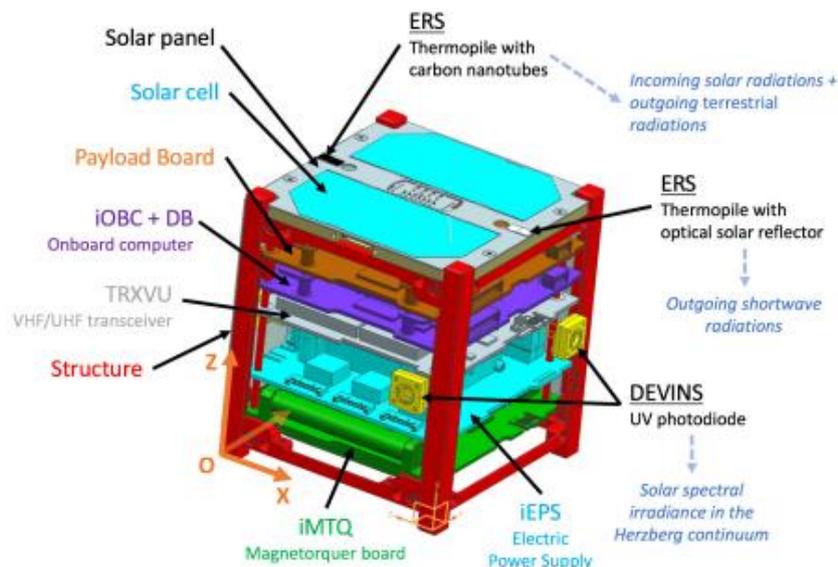


Figure I-2 : Vue du cubesat UVSQ-Sat [10]

Cette thèse présente de nouvelles innovations technologiques et topologiques dans la conception de filtres. Ces innovations permettent de trouver de nouveaux compromis afin de privilégier la miniaturisation des filtres tout en conservant de bonnes performances électriques et une bonne tenue en puissance.

### 3. Le filtrage en émission (Tx)

Les filtres ne sont qu'une des nombreuses fonctions présentes dans nos satellites. On les retrouve également dans nos objets du quotidien, notamment nos objets connectés (smartphone, ordinateurs ...).

Il existe différentes catégories de filtres remplissant chacune un objectif :

- Les filtres passe-bas : Transmission des fréquences basses
- Les filtres passe-haut : Transmission des fréquences hautes
- Les filtres passe-bande : Transmission des fréquences situées dans un intervalle défini.
- Les filtres coupe-bande : Transmission de toutes les fréquences à l'exception de celles situées dans un intervalle défini.

Un satellite possède 2 voies, une voie pour la réception du signal (Rx) et une autre pour l'émission du signal (Tx). La partie réceptrice reçoit un signal de faible puissance, tandis que la partie émettrice envoie un signal de forte puissance. La technologie de conception d'un filtre étant très fortement liée à la puissance du signal qu'il devra traiter, elle sera donc très différente selon que le filtre soit implanté en Tx ou en Rx. D'autre part, concernant la voie Tx, il sera nécessaire de se prémunir de l'effet multipactor.

La Figure I-3 représente le diagramme bloc du transpondeur du satellite FedSat-1.

Les applications en émission comportent de nombreux filtres passe-bande. Ils permettent entre autres de répondre aux besoins en réjection mais aussi en bande passante.

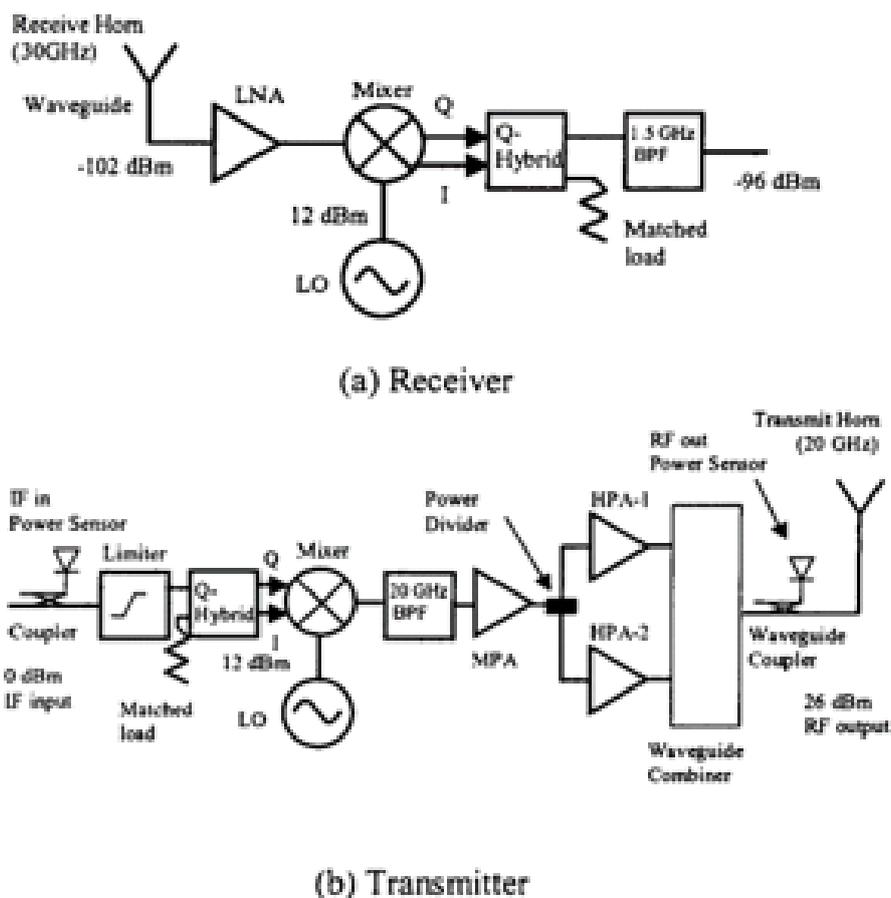


Figure I-3 : Diagramme bloc du transpondeur du satellite FedSat-1 [11]

La bande de fréquences dans laquelle est utilisé un filtre joue sur ses dimensions.

La Figure I-4 représente le spectre des différentes bandes de fréquences utilisées et leur dénomination. Pour les besoins de la thèse, les bandes L et Ku ont été adressées.

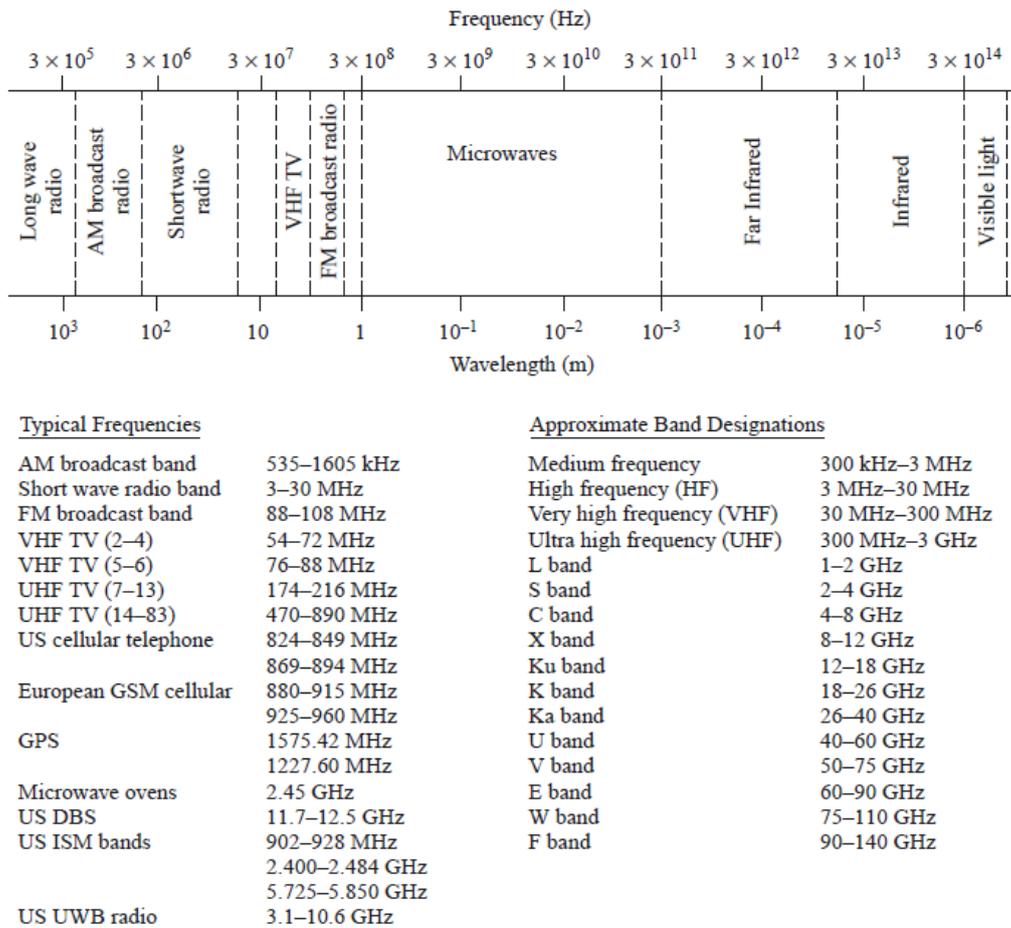


Figure I-4 : Spectre de fréquences et dénomination des différentes bandes [12]

La suite de cette partie se concentre sur les filtres passe-bande, les paramètres de conception de ces filtres ainsi que les différentes technologies et topologies de filtres utilisées en filtrage RF.

#### A. Généralités sur les filtres passe-bande

Un filtre passe-bande est caractérisé par différents paramètres, dont voici les principaux :

- La fréquence centrale ou la fréquence de résonance ( $F_0$ )
- Les fréquences de coupures basse et haute ( $F_b$  et  $F_h$ )
- Le rapport de bande passante ( $W$ )

$$W = \frac{F_h - F_b}{F_0} \quad (I.1)$$

- Les pertes d'insertion (Insertion Loss)
- L'adaptation (Return Loss)
- L'ordre du filtre ( $N$ )

La Figure I-5 montre le positionnement de ces éléments sur la réponse d'un filtre passe-bande d'ordre 4.

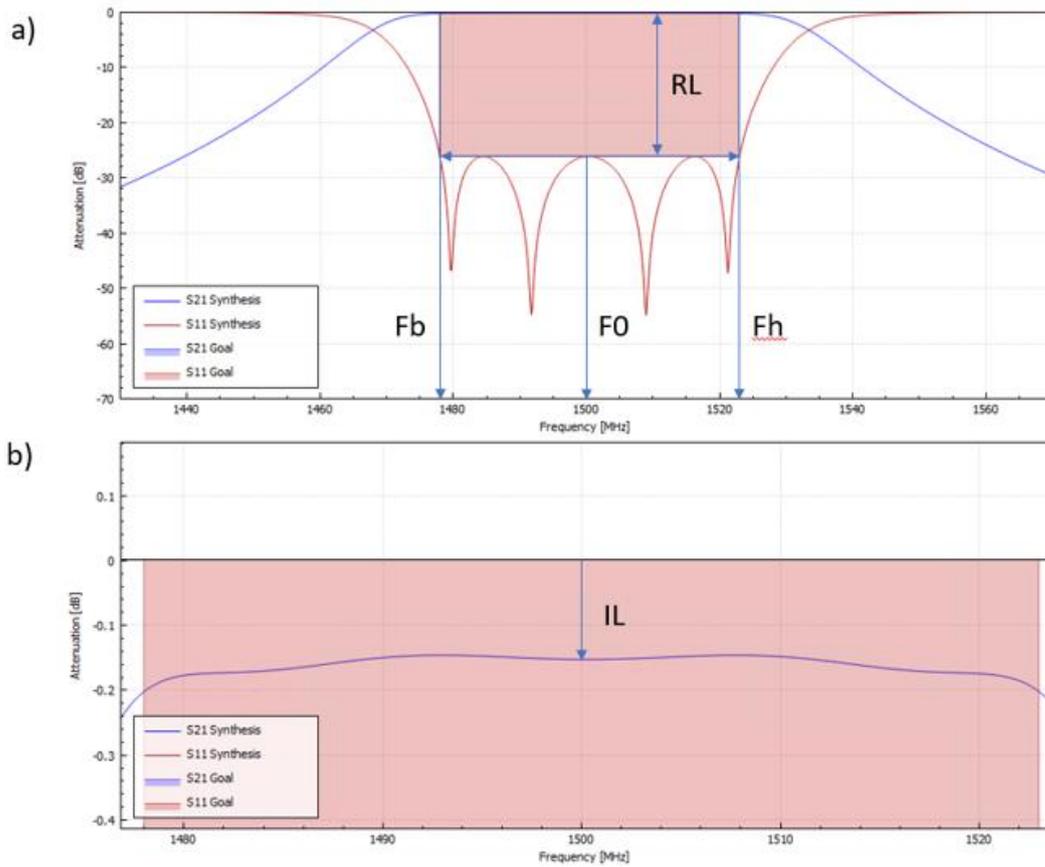


Figure I-5 : Représentation d'une réponse passe-bande d'ordre 4, a) Vue au voisinage de la bande passante, b) Vue de la bande passante

Une solution pour réaliser un filtre passe-bande, il faut partir du prototype passe-bas et faire une transformation de fréquence permettant l'obtention d'une réponse passe-bande ; ainsi qu'une transformation d'impédance pour l'adapter à un fonctionnement dans un environnement de 50  $\Omega$ . Les références [12] – [14] détaillent les différentes étapes de cette synthèse de filtre.

Il existe une multitude de technologies et de topologies de filtres.

La Figure I-6 représente les grandes classes de technologies de filtrage en fonction de la taille (**Size**), du coût (**Cost**) et des pertes d'insertion (**Loss**).

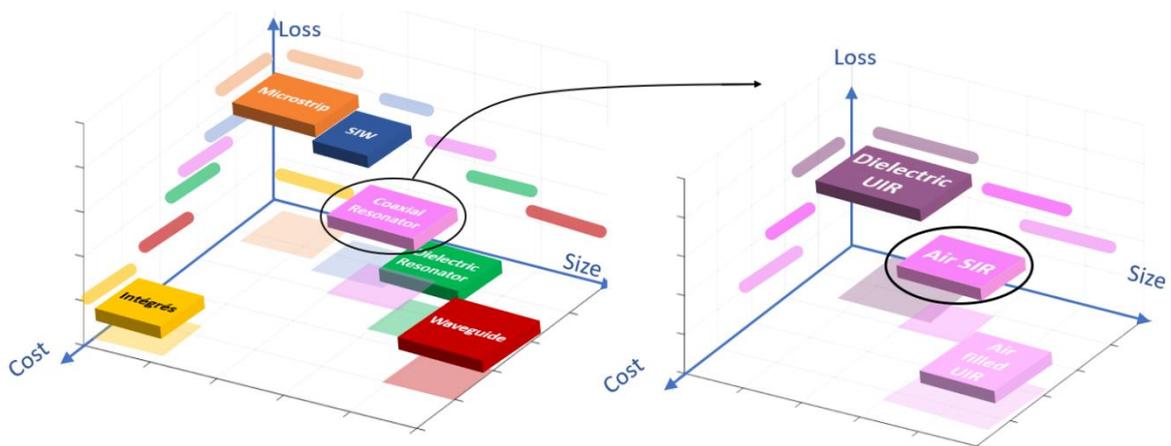


Figure I-6 : Représentation des différentes technologies de filtres en fonction du coût, de leur taille et des pertes d'insertion

Pour cette thèse, nous avons privilégié l'utilisation de résonateurs coaxiaux. Cette technologie est bien maîtrisée au Lab-STICC et présente un facteur de qualité suffisamment élevé pour des applications

spatiales. Il s'agit donc de concevoir des filtres en technologie volumique. Afin de générer de nouvelles solutions de filtrage, différentes topologies de résonateurs et de filtres ont été étudiées.

## B. Technologies de filtres volumiques à résonateurs coaxiaux

### a) Filtre à résonateurs coaxiaux uniforme

Nous distinguons deux catégories de résonateurs à impédance uniforme (UIR) : à air ou totalement rempli du même diélectrique. Il s'agit d'un résonateur coaxial classique. La conception d'un résonateur UIR est très simple, ce qui lui procure intrinsèquement peu de degrés de libertés dans sa conception.

Selon la longueur électrique d'un UIR, les terminaisons de celui-ci pourront varier : exemple, pour un  $\lambda/4$  on va trouver des terminaisons CO-CC alors que pour le  $\lambda/2$ , les terminaisons seront CC-CC ou CO-CO.

Les Figure I-7 et Figure I-8 représentent des résonateurs  $\lambda/2$  UIR en ligne de transmission et en technologie coaxiale volumique, respectivement.

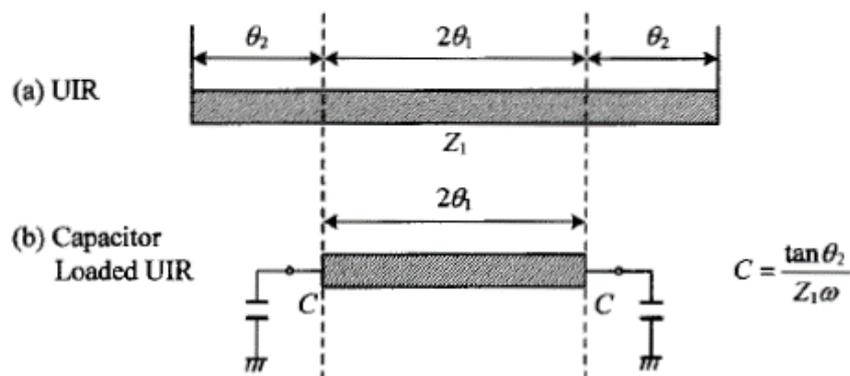


Figure I-7 : Représentation d'un résonateur  $\lambda/2$  UIR [24].

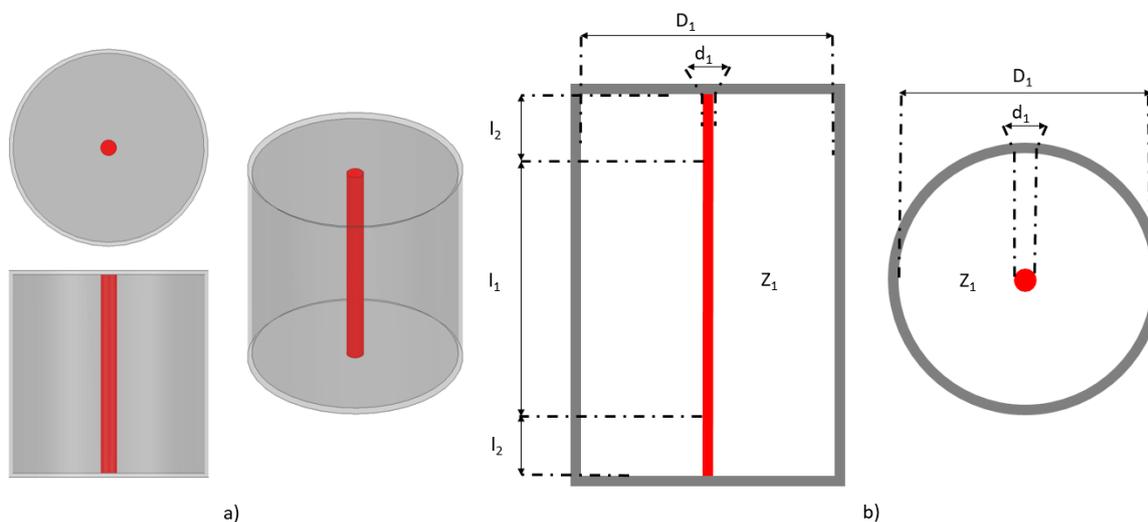


Figure I-8 : Représentation d'un résonateur coaxial  $\lambda/2$  UIR CC-CC a) en 3D sur HFSS et b) en coupes

### b) Filtre à résonateurs coaxiaux à saut d'impédance dans l'air

Les tronçons de lignes coaxiales sont régulièrement utilisés comme ligne de transmission, comme inverseur d'impédance ou encore comme résonateur.

Les résonateurs coaxiaux à saut d'impédance (SIR) sont formés par des cylindres coaxiaux cascades (Figure I-9).

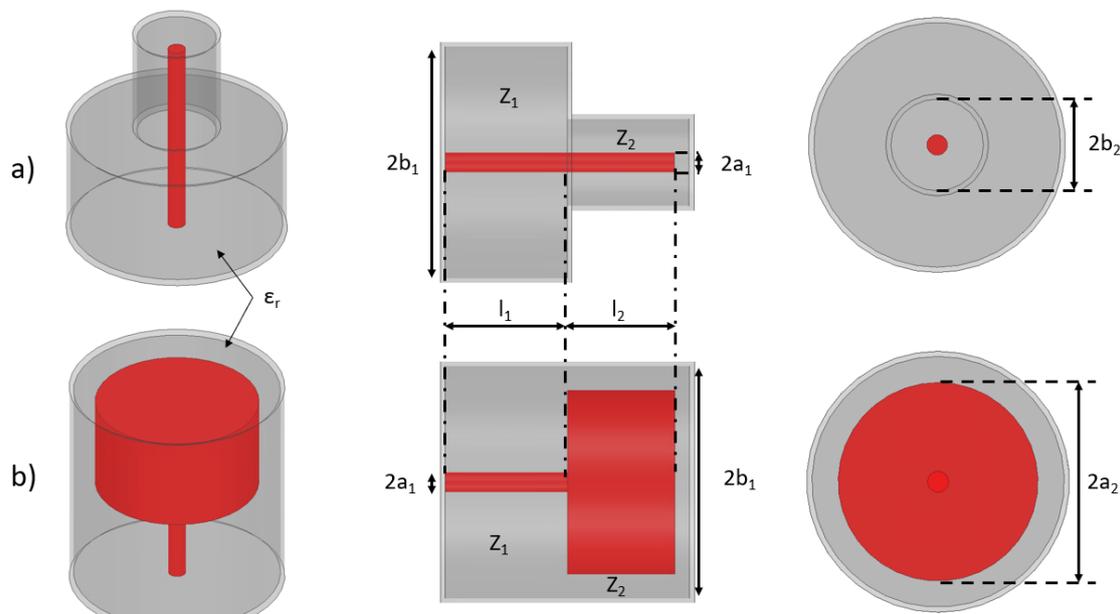


Figure I-9 : Représentation physique d'un résonateur  $\lambda/4$  SIR à 2 sections non imbriquées a) pour un conducteur constant et b) pour une base constante

Le résonateur SIR est caractérisé par son rapport d'impédances équivalent  $M_{eq}$ , son nombre de sections, et la longueur électrique de chaque section. Un résonateur à  $n$  sections sera constitué de  $(n-1)$  rapports d'impédances, chacun caractérisé par un  $M_{ij}$ .

$$M_{ij} = \frac{Z_i}{Z_j} \quad (I.2)$$

L'ensemble de ces  $M_{ij}$  donne la valeur du rapport d'impédance équivalent  $M_{eq}$  du résonateur.

$$M_{eq} = f(M_{ij}) \quad (I.3)$$

Ainsi, dans le cas d'un résonateur à 2 sections, le résonateur possède 2 impédances caractéristiques ( $Z_1$  et  $Z_2$ ) et 1 rapports d'impédances ( $M_{12}$ ). A partir des équations (I.2) et (I.3), on obtient les rapports suivants :

$$M_{12} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (I.4)$$

$$M_{eq} = M_{12} \quad (I.5)$$

L'étude des résonateurs SIR est effectuée dans le « chapitre II : caractérisation des résonateurs ».

Les résonateurs SIR sont avantageux sur plusieurs points [15] :

- Le rapport  $M_{eq}$  permet de jouer sur divers paramètres essentiels :
  - o Maîtriser les fréquences (résonance, zéros de transmission, harmoniques)
  - o Impacter la hauteur des cylindres coaxiaux (un  $M_{eq}$  fort réduit grandement la hauteur)
  - o Maîtriser la tenue en puissance du filtre
- Le nombre de sections coaxiales jouant sur le  $M_{eq}$ , module intrinsèquement les paramètres cités ci-dessus.

Les résonateurs SIR peuvent également se présenter sous une forme plus compacte, en imbriquant les cylindres les uns dans les autres (Figure I-10).

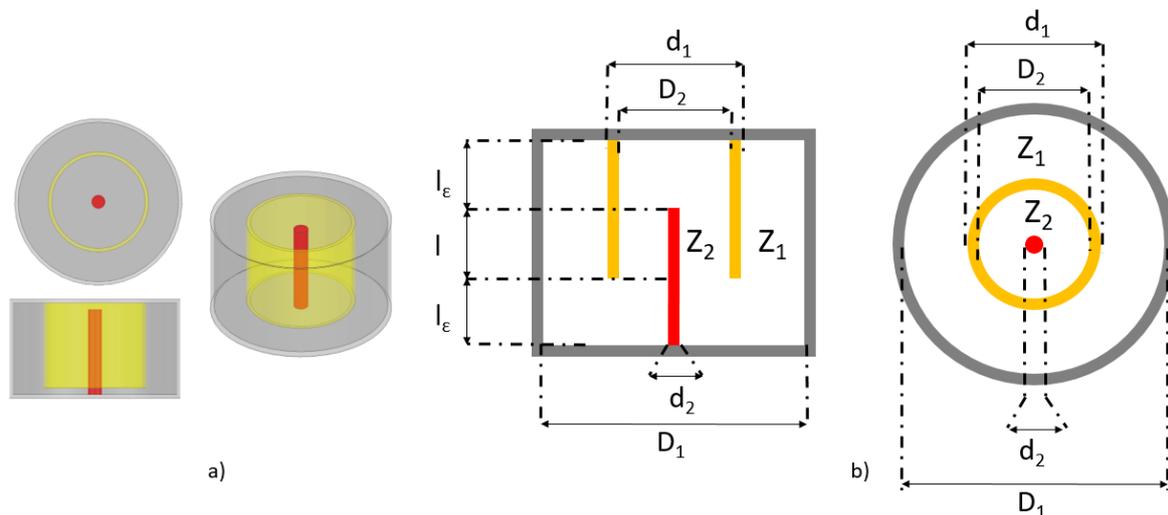


Figure I-10 : Représentation d'un résonateur  $\lambda/4$  SIR à 2 sections imbriquées a) en 3D sur HFSS et b) en coupes

Les résonateurs imbriqués et non imbriqués se comportent électriquement de la même façon. Ils résonnent à la même fréquence. Les fréquences harmoniques et les zéros de transmission sont également conservés. L'avantage de la structure imbriquée est de pouvoir réduire significativement la longueur du résonateur.

### C. Topologies de filtres

Une fois la technologie fixée, il faut choisir la topologie du filtre. La topologie correspond à l'assemblage des résonateurs entre eux pour obtenir la réponse voulue.

La réponse du filtre varie en fonction de la topologie choisi. Celle-ci est donc dépendante de :

- l'agencement des résonateurs,
- l'ordre du filtre,
- les couplages entre résonateurs.

L'objectif de cette partie est de présenter quelques topologies de filtres étudiés dans les chapitre III et IV.

#### a) Filtre SIR

Des travaux sur des filtres SIR ont fait l'objet de différentes thèses et publications. Ces topologies à base de résonateurs coaxiaux SIR sont maîtrisées par l'équipe encadrante et ne cessent d'être développées sous tous les angles.

On retrouve dans les références [16] - [18], plusieurs filtres SIR différents exploitant les degrés de liberté des résonateurs SIR.

Dans la référence [16], 2 filtres  $\lambda/4$  d'ordre 2 à 2 sections couplés par iris sont designés. La valeur du  $M_{eq}$ , ici égale au  $M_{ij}$  des deux sections, est un degré de liberté qui permet de jouer sur la taille du filtre et sur le placement des fréquences harmoniques et des zéros de transmissions. Les filtres présentés ont pour valeurs de  $M_{eq}$ , 10 et 33.

Les Figure I-11, Figure I-12 et Figure I-13 représentent respectivement la photographie, les réponses électromagnétique au voisinage de la bande passante du filtre et sur une bande large de ces 2 filtres.



Figure I-11 : Photographie des filtres [16] ( $M_{eq} = 33$  à gauche et  $M_{eq} = 10$  à droite)

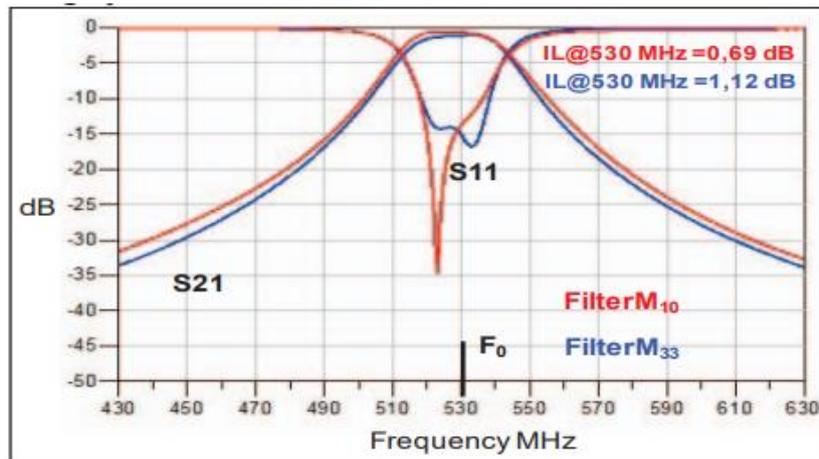


Figure I-12 : Réponses au voisinage de la bande passante des filtres  $\lambda/4$  d'ordre 2 [16],  $M_{eq10}$  en rouge et  $M_{eq33}$  en bleu

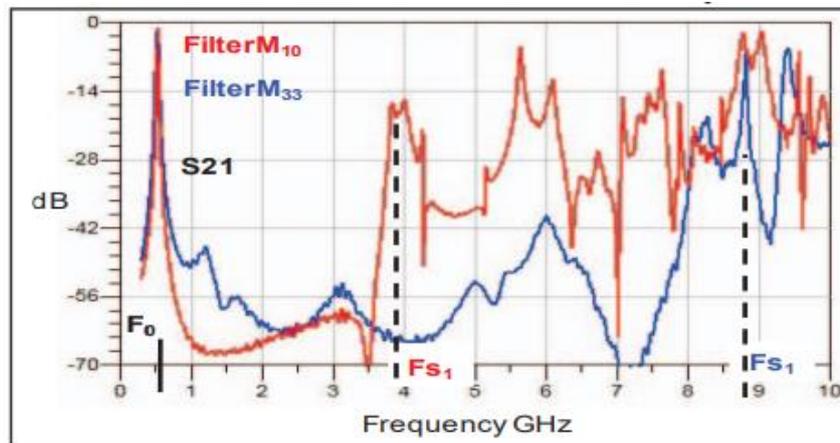


Figure I-13 : Réponses sur une bande large des filtres  $\lambda/4$  d'ordre 2 [16],  $M_{eq10}$  en rouge et  $M_{eq33}$  en bleu

En comparant les filtres  $M_{eq10}$  et  $M_{eq33}$ , on remarque :

- Une différence notable des dimensions du filtre. Le filtre  $M_{eq33}$  est environ 2 fois plus petit que le filtre  $M_{eq10}$  (Figure I-11).
- Les filtres ont la même fréquence centrale  $F_0$  et la même bande passante (Figure I-12).
- Sur la vue en bande large, nous observons pour le filtre  $M_{eq33}$ , une première remontée harmonique à  $16,6 \times F_0$ , contre  $7,2 \times F_0$  pour le filtre  $M_{eq10}$ . Le filtre  $M_{eq33}$  a une bande vierge de remontées harmoniques beaucoup plus importante.

La référence [17] exploite un autre degré de liberté, le nombre de sections coaxiales. Le filtre présenté est d'ordre 4 avec des résonateurs  $\lambda/4$  à 3 sections imbriquées et couplé par iris. Ce filtre est comparé à son équivalent à 2 sections imbriquées. L'ajout de sections implique différentes modifications dans le comportement du filtre :

- Le rapport d'impédance équivalent  $M_{eq}$  est déterminé en fonction de 2 rapports d'impédances ( $M_{12}$  et  $M_{23}$ ) comparé à un 2 sections dont le  $M_{eq}$  est directement égal au rapport d'impédance  $M_{12}$ .
- La longueur des résonateurs est réduite drastiquement dans le cas de  $M_{ij}$  identiques lorsque le nombre de section augmente (ex : pour des  $M_{ij} = 1$ ,  $l_{2sections} = 25$  mm,  $l_{3sections} = 16,67$ mm).
- A  $M_{eq}$  donné, les écarts entre les cylindres adjacents sont augmentés, ce qui favorise la protection aux effets multipactor et donc une meilleure tenue en puissance du filtre.

Les Figure I-14 et Figure I-15 représentent respectivement la photographie du filtre d'ordre 4 à 3 sections et la mesure au voisinage de la bande passante et sur une bande large.



Figure I-14 : Photographie du filtre  $\lambda/4$  d'ordre 4 à 3 sections [17]

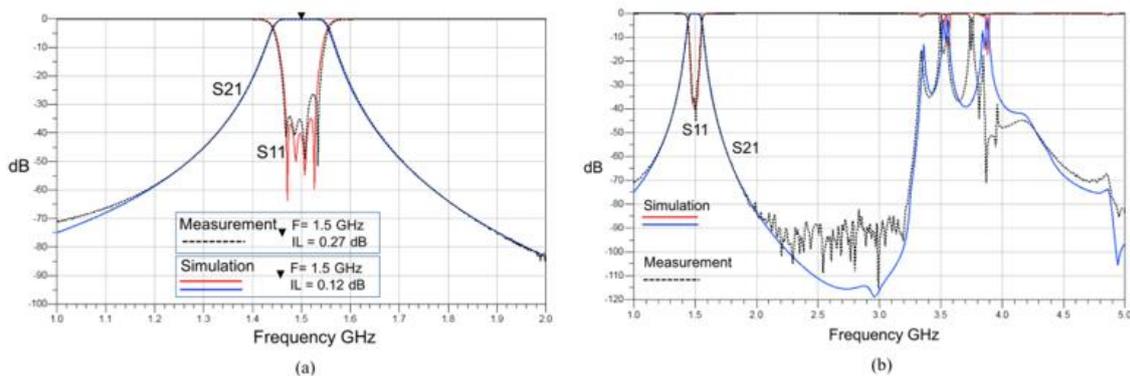


Figure I-15 : Réponses du filtre [17] a) au voisinage de la bande passante, b) sur une bande large

Le filtre [17] présente une fréquence de résonance à 1,5 GHz et une première remontée harmonique à  $2,2 \times F_0$ . Cette première remontée est directement liée à l'ajout d'une section. Dans le cas d'un filtre UIR, cette première remontée se situerait à  $3 \times F_0$ . Le sacrifice du rapprochement de la première remontée permet néanmoins de réaliser un filtre en aluminium ayant une tenue en puissance de 292 W.

Enfin, un dernier exemple de filtre SIR couplé par iris réalisé au sein de l'équipe et exploitant un nouveau degré de liberté est présenté. La thèse [18] propose la mise en parallèle de plusieurs sections centrales. La Figure I-16 présente la transformation de la section centrale en fonction du nombre de sections mises en parallèle.

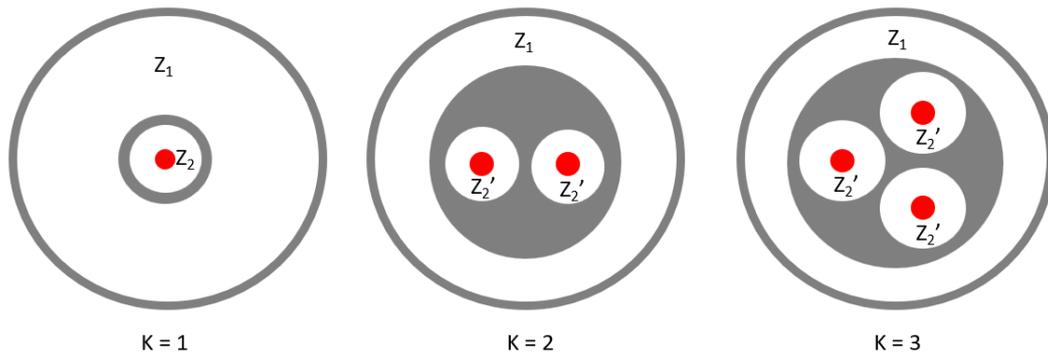


Figure I-16 : Schéma de la mise en parallèle de 1, 2 et 3 sections centrales

La mise en parallèle permet d'améliorer la tenue en puissance du filtre et de réduire la sensibilité liée aux défauts de réalisation, car l'impédance caractéristique de chaque section en parallèle est plus élevée et augmente en fonction du nombre de sections mises en parallèle.

Les Figure I-17, Figure I-18 et Figure I-19 représentent la photographie du filtre, les réponses de celui-ci au voisinage de la bande passante et sur une bande large.



Figure I-17 : Photographie du filtre  $\lambda/4$  d'ordre 4 à 2 sections avec 3 sections en parallèles [18]

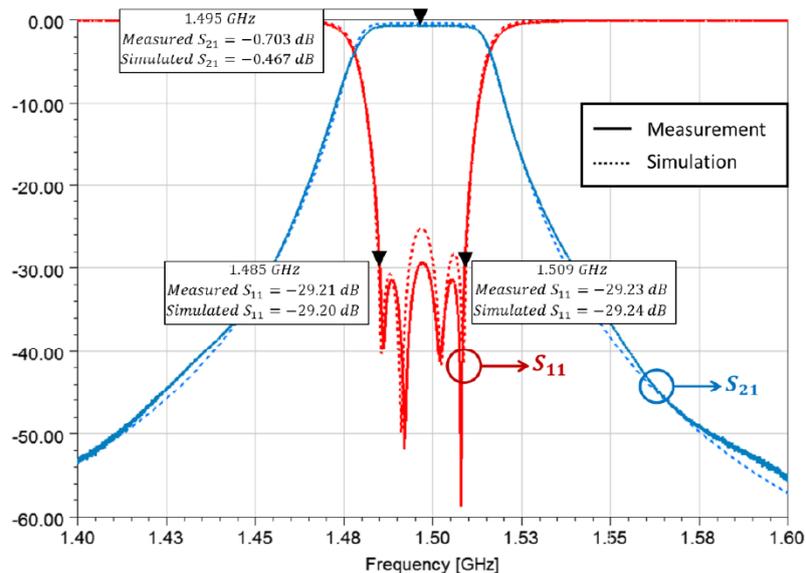


Figure I-18 : Réponses au voisinage de la bande passante du filtre  $\lambda/4$  d'ordre 4 à 2 sections avec 3 sections parallèles [18]

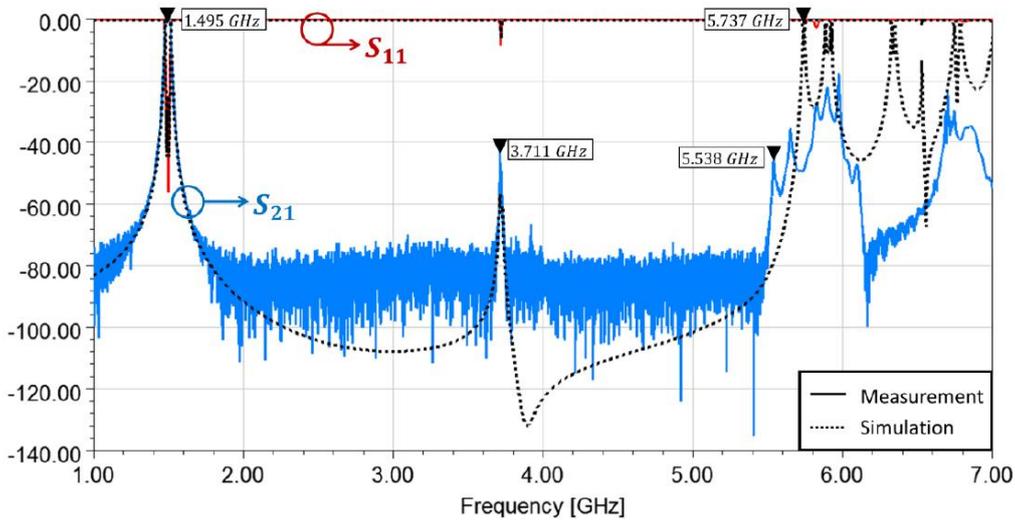


Figure I-19 : Réponses sur une bande large du filtre  $\lambda/4$  d'ordre 4 à 2 sections avec 3 sections parallèles [18]

Le filtre [18] présente une première remontée à 3,711 GHz ( $2,47 \times F_0$ ) correspond à une résonance parasite issue de la mise en parallèle des sections. La seconde remontée se situe à environ  $3,7 \times F_0$ .

### b) Filtre à lignes couplées

Les filtres à lignes couplées sont majoritairement mis en œuvre en des technologies planaires.

G.Matthaei [13] en donne les clés en détaillant la synthèse complète de ce type de filtre à résonateur  $\lambda/2$  à terminaisons court-circuit. La Figure I-20 présente le modèle du filtre à lignes couplées. La synthèse est détaillée dans la table 10.02-1(a) en référence [13].

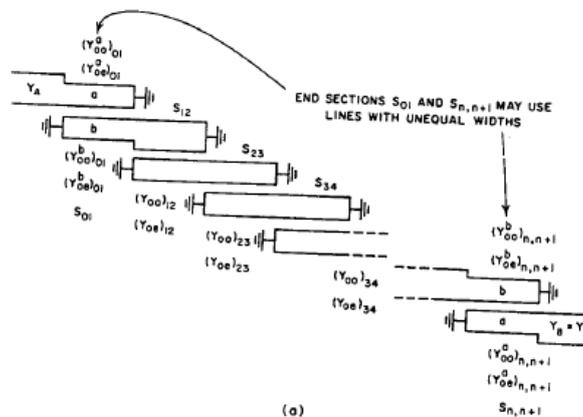


Figure I-20 : Représentation d'un filtre à lignes couplées [13]

En volumique, cette topologie de filtre est plus complexe à réaliser. Il existe quelques références ([19] et [20]) donnant des équations permettant de les modéliser en technologie volumique coaxiale, mais celle-ci comporte différentes contraintes de conception.

### c) Filtre à bande atténuée maîtrisée

Les filtres à bande atténuée maîtrisée sont des filtres conçus pour supprimer les différentes remontées harmoniques. Les articles [21] à [23] donnent quelques exemples de filtres supprimant les premières remontées harmoniques chacun d'une manière différente.

Les filtres SAUSIR pour Saucer-Loaded Step Impedance Resonator [21] utilisent des résonateurs  $\lambda/2$  SIR sur lesquels sont ajoutés de fines plaques métalliques (Figure I-21). La réponse de ce filtre en mesure avec et sans cet ajout est représentée Figure I-22. On constate qu'avec la solution des plaques métalliques, les remontées sont largement atténuées et on obtient une bande atténuée maîtrisée jusque  $10 \times F_0$ .

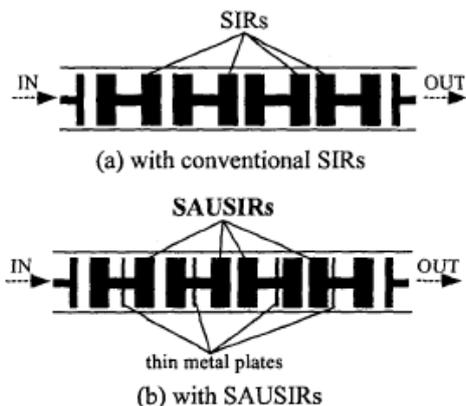


Figure I-21 : Représentation d'un filtre a) SIR et b) SAUSIR [21]

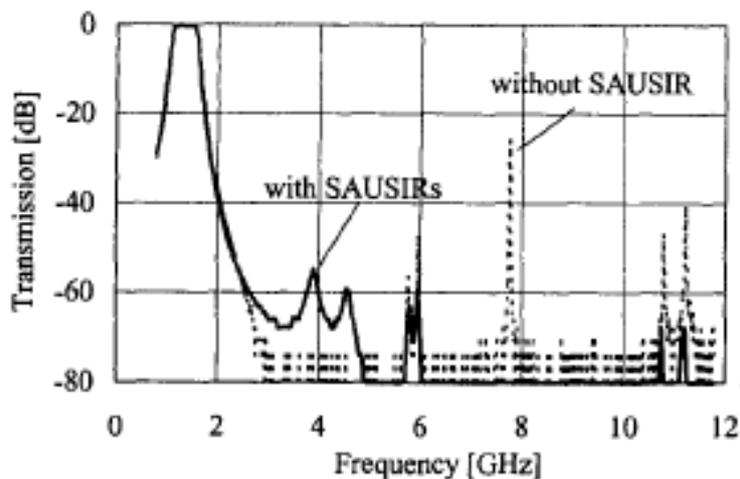


Figure I-22 : Réponses large bande des filtres SIR et SAUSIR [21]

La publication [22] explique comment supprimer les 2 premières remontées harmoniques d'un filtre d'ordre 2 à base de cavités coaxiales résonantes (Figure I-23).

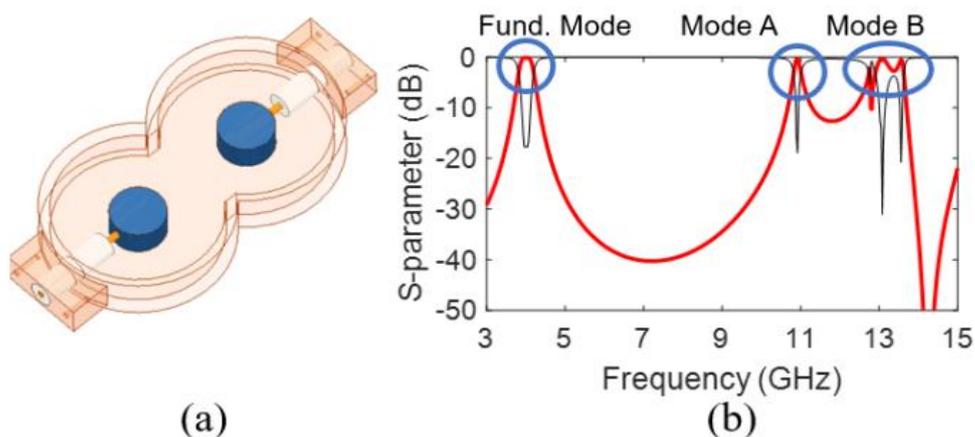


Figure I-23 : Représentation a) du filtre d'ordre 2, b) de la réponse associée [22]

La première remontée est supprimée en plaçant un zéro de transmission à la fréquence ciblée sans modifier le volume RF du filtre. Pour cela, les chercheurs ont inversé l'un des cylindres coaxiaux et ont ajoutés 2 « crochets » pour venir modifier le champ électrique et donc le couplage entre les résonateurs (Figure I-24).

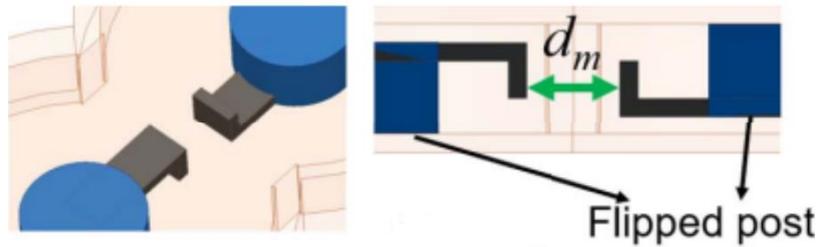


Figure I-24 : Représentation de la solution « crochet » pour éliminer la 1ère remontée harmoniques [22]

Pour supprimer la seconde remontée, la rotation d'un accès est utilisée pour réduire le couplage magnétique du mode B entre les résonateurs (Figure I-25).

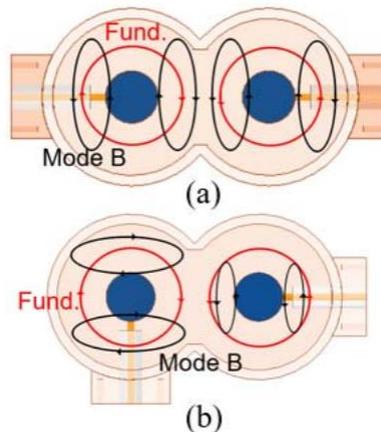


Figure I-25 : Représentation du filtre a) initial et b) avec la rotation d'un accès [22]

La réponse du filtre réalisé est présentée sur la Figure I-26. Ces travaux ont permis de réaliser un filtre avec une bande atténuée maîtrisée jusque  $4,3 \times F_0$ .

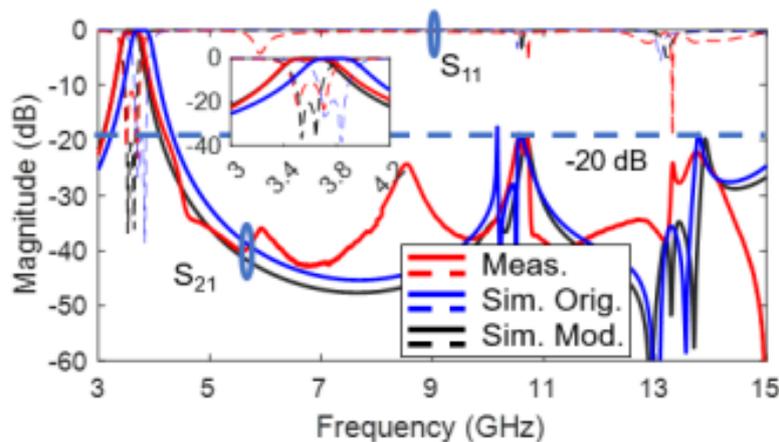


Figure I-26 : Réponse large bande du filtre présenté en [22], comparaison entre les simulations et les mesures

Le papier [23] propose une solution de filtres passe-bande SIW d'ordre 4 en bande Ka avec une large bande coupée (Figure I-27).

Le filtre développé propose une technique d'imbrication d'harmonique. Cette technique est une association de résonateurs différents qui cause une désynchronisation des modes supérieurs et permet de créer une bande de réjection très large.

La réponse du filtre est représentée Figure I-28. Le filtre permet d'avoir une bande atténuée maîtrisée mesurée supérieure à  $3 \times F_0$  (l'analyseur de réseau utilisé ne pouvant aller au-delà de 110 GHz) et dépassant les  $8 \times F_0$  en simulation.

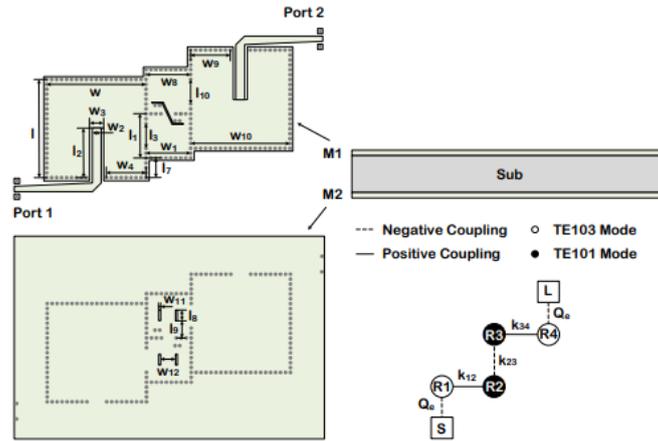


Figure I-27 : Représentation de la vue de dessus (M1) et de la vue de dessous (M2) du filtre SIW [23]

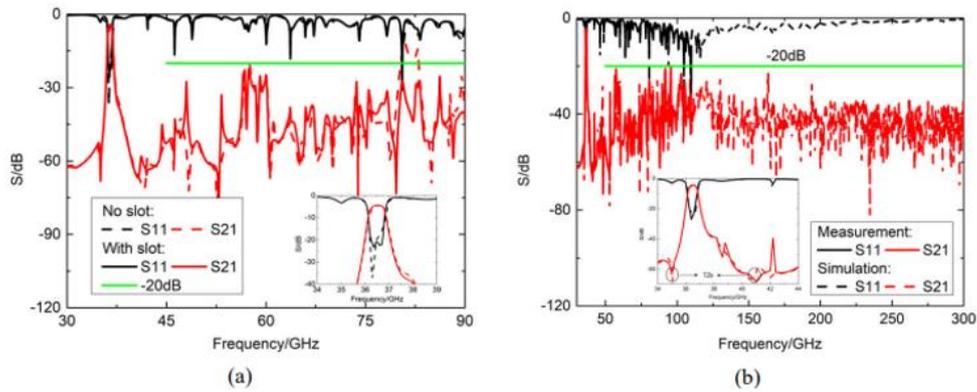


Figure I-28 : Réponses du filtre a) en bande large, b) en bande ultra large [23]

#### 4. Effet multipactor

##### A. Origine du phénomène

L'effet multipactor est un phénomène d'avalanche d'électrons se produisant dans le vide lorsque la puissance du signal RF dépasse un certain seuil. Dans la conception des composants RF, notamment des filtres Tx, la prise en compte de l'impact multipactor est devenue capitale au vu de la réduction de taille des satellites et de la nécessité de transmettre la plus grande puissance RF possible.

Le phénomène multipactor se traduit de la façon suivante ([14], [18] et [24] – [25]) :

- Un électron primaire se synchronise avec un champ électromagnétique RF. Cet électron va être accéléré.
- Si l'électron se trouve dans les bonnes conditions lors de l'impact avec un mur métallique, il arrache un ou plusieurs électrons secondaires du mur qui sont eux-mêmes accélérés.
- Pour chaque électron secondaire, dans les bonnes conditions, il arrache d'autres électrons secondaires lors d'un nouvel impact avec le mur.
- Cet effet est alors responsable d'une avalanche d'électrons.

La Figure I-29 schématise le phénomène multipactor.

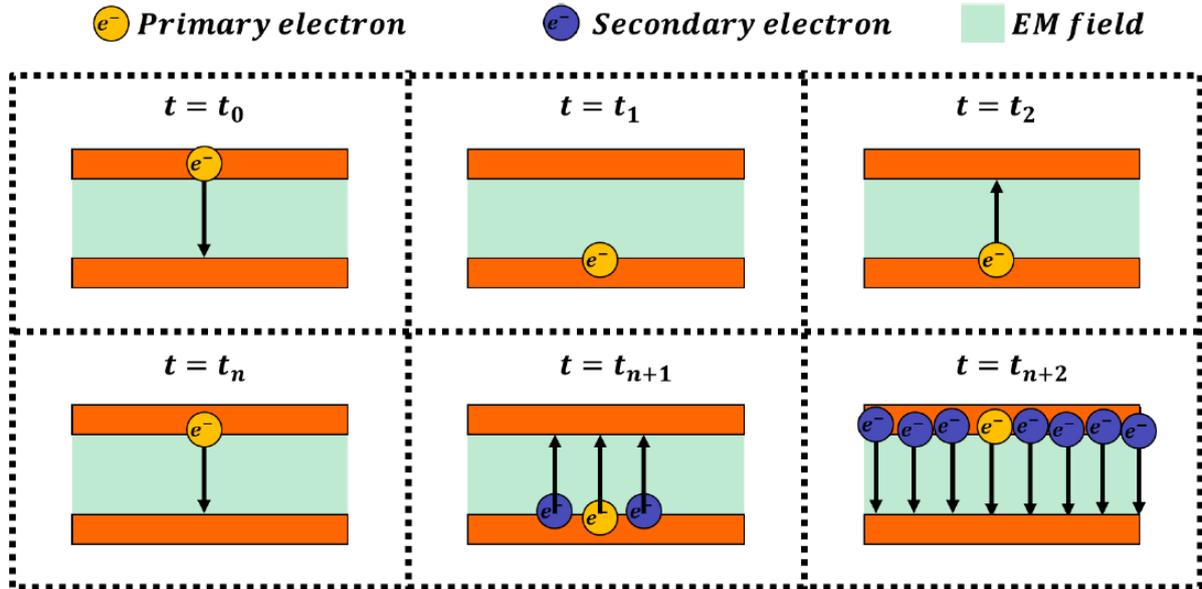


Figure I-29 : Schématisation de l'effet multipactor [18]

L'avalanche d'électrons a pour conséquence d'éroder les surfaces métalliques voire de créer un claquage destructif du filtre. D'autre part, elle perturbe le signal RF et donc la transmission.

### B. Secondary Emission Yield (SEY)

Le phénomène multipactor est lié à divers paramètres et principalement à la courbe SEY du matériau. La courbe SEY est caractéristique du matériau utilisé. Elle indique entre autres le niveau d'énergie nécessaire qu'un électron primaire doit avoir pour arracher un ou plusieurs électrons à la paroi. La quantité d'électrons pouvant être arraché est donné par le paramètre  $\delta$ , et appelé SEY (I.6).

$$\delta = \frac{\text{nombre moyen d'électrons secondaire}}{1 \text{ électron incident}} \quad (\text{I.6})$$

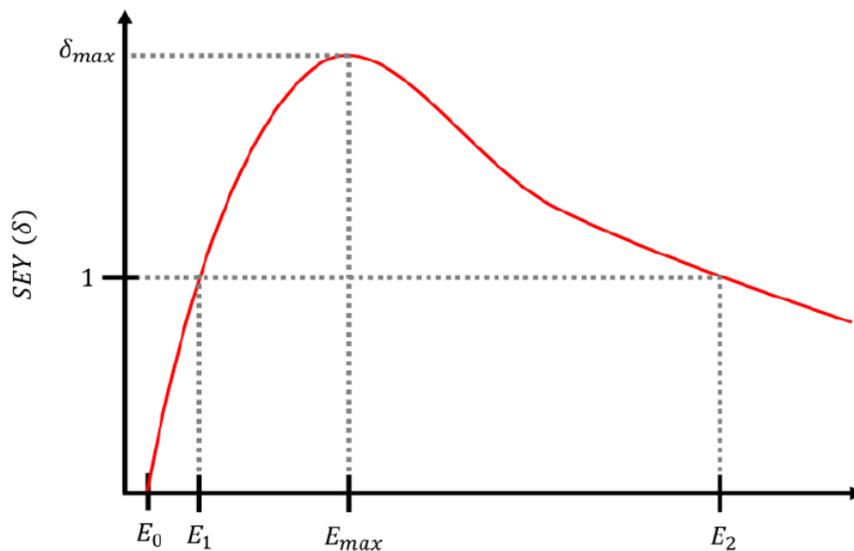


Figure I-30 : Courbe SEY générale [18]

Les courbes SEY ont toutes une forme similaire à la Figure I-30. Cette courbe est caractérisée par 3 points importants : La première énergie de crossover ( $E_1, 1$ ), le point maximum ( $E_{max}, \delta_{max}$ ) et la seconde énergie de crossover ( $E_2, 1$ ).

Ces points permettent de définir des régions dans lesquelles un déclenchement multipactor peut survenir :

- Si  $E_i < E_0$ , l'énergie de l'électron primaire est trop faible, il sera réfléchi sans arracher d'électron secondaire.
- Si  $E_i < E_1$  ou  $E_i > E_2$ , l'énergie de l'électron primaire est trop faible pour arracher en moyenne un électron secondaire, le SEY est inférieur à 1.
- Si  $E_1 < E_i < E_2$ , l'énergie de l'électron primaire permet d'arracher en moyenne au moins un électron secondaire, le SEY est compris entre 1 et  $\delta_{max}$ .

### C. Modèles

Il existe des modèles permettant de modéliser et de calculer les courbes SEY des matériaux utilisées pour connaître la tenue en puissance de composants RF.

#### a) *Modèle de Vaughan*

Le modèle de Vaughan [27] - [28] est l'un des modèles les plus populaires. Il introduit une séparation du SEY en 2 zones d'énergies, une zone haute et une zone basse. L'angle d'incidence ( $\theta$ ) de l'électron primaire par rapport à la normale de la surface est pris en compte par une correction de  $\delta_{max}$  et  $E_{max}$ .

Les paramètres  $\delta_{max}(\theta)$  et  $E_{max}(\theta)$  sont alors définis et exprimés respectivement en (I.7) et (I.8).

$$\delta_{max}(\theta) = \delta_{max} \left( 1 + \frac{k_E \theta^2}{2\pi} \right) \quad (I.7)$$

$$E_{max}(\theta) = E_{max} \left( 1 + \frac{k_\theta \theta^2}{2\pi} \right) \quad (I.8)$$

Les paramètres  $k_E$  et  $k_\theta$  sont liés à la rugosité de surface du matériau. Leur valeur est généralement considérée égale à 1. Sinon, la valeur se trouve dans la littérature (exemple : pour les carbones,  $k_{E,\theta} = 0$  ; pour les surfaces polies,  $1,5 \leq k_{E,\theta} \leq 2$ ).

Une fois la correction apportée, il est alors possible de calculer  $\delta$  en fonction de la zone d'énergie. Les zones d'énergie basse et haute se trouvent au-delà de  $E_0$ . Le paramètre  $\nu$  (I.9) indique les limites des différentes zones d'énergie. Si  $\nu \leq X$ ,  $\delta$  se situe en zone d'énergie basse, si  $\nu > X$ ,  $\delta$  se situe en zone d'énergie haute.

$$\nu = \frac{E_i - E_0}{E_{max}(\theta) - E_0} \quad (I.9)$$

Dans le cas de la zone d'énergie faible ( $\nu \leq X$ ),  $\delta$  se calcule de la manière suivante :

$$\delta = \delta_{max}(\theta) (\nu * e^{1-\nu})^k \quad (I.10)$$

Le modèle initial de Vaughan fixe arbitrairement  $E_0$  à 12,5 eV. Dans une nouvelle approche,  $E_0$  est utilisé comme une nouvelle variable d'ajustement pour avoir une meilleure coïncidence de la première énergie de crossover  $E_1$  entre les données expérimentales et le modèle.

L'ajout de cette variable d'ajustement impacte de façon significative le niveau de déclenchement multipactor, cet ajustement définit la valeur prise par  $k$  :

$$k = \begin{cases} 0,56 & \text{pour } \nu < 1 \\ 0,25 & \text{pour } 1 < \nu < X \end{cases} \quad (I.11)$$

Dans le cas de la zone d'énergie haute ( $\nu > X$ ),  $\delta$  se calcule de la manière suivante :

$$\delta = \delta_{max}(\theta) \frac{1,125}{\nu^{0,35}} \quad (I.12)$$

La Figure I-31 présente les courbes SEY de trois matériaux (Aluminium, Cuivre, Argent), à incidence normale ( $\theta = 0^\circ$ ) et  $E_0 = 12,5$  eV calculées à partir du modèle de Vaughan.

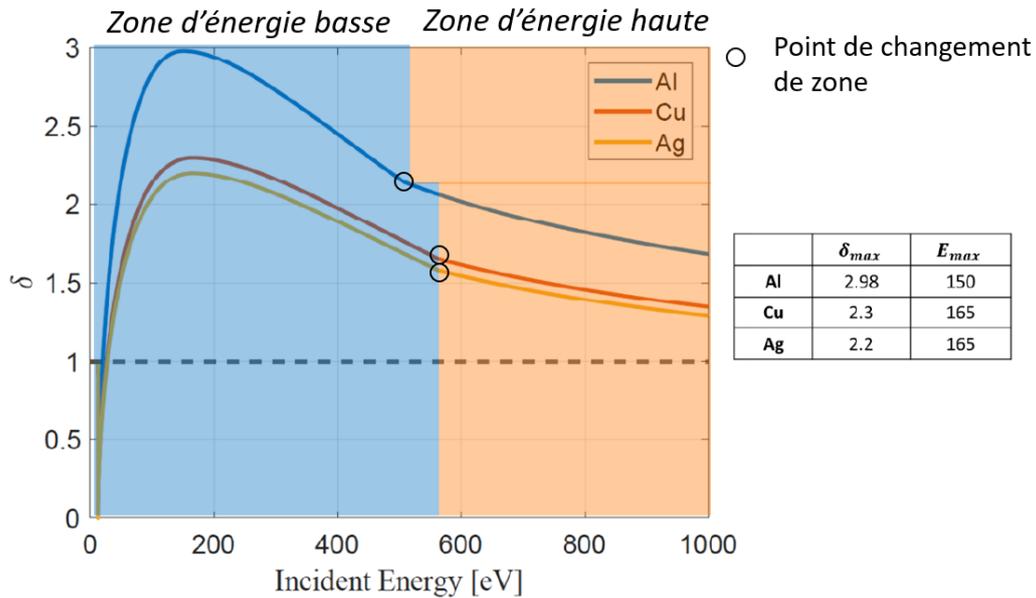


Figure I-31 : Comparaison des courbes SEY de différents matériaux à incidence normale

L'aluminium est le matériaux le plus sensible à l'effet multipactor car l'énergie nécessaire pour atteindre le  $\delta = 1$  est la plus faible. De plus, la valeur  $\delta_{max}$  est la plus élevée des 3 matériaux.

La Figure I-32 présente la courbe SEY de l'aluminium en fonction de l'angle d'incidence de l'électron primaire.

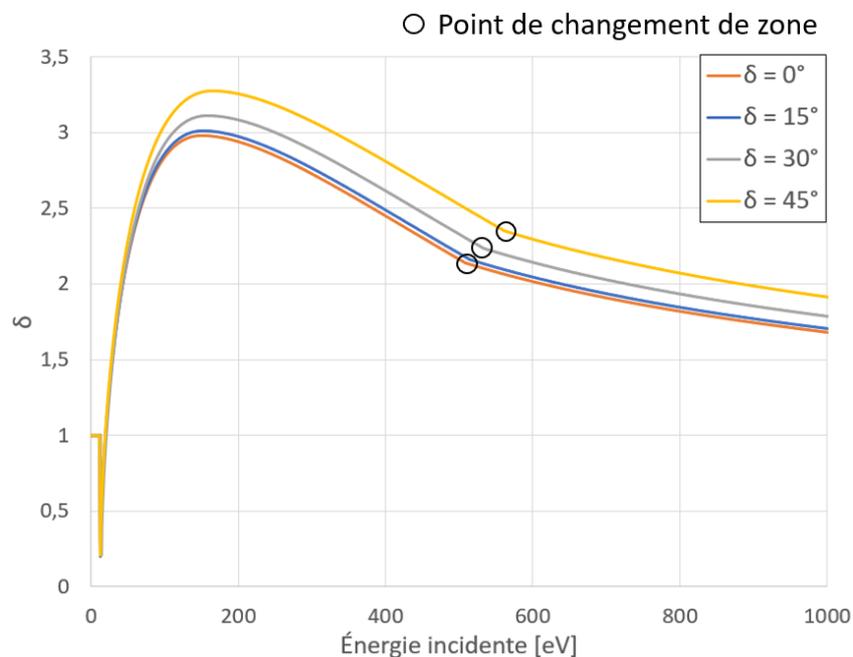


Figure I-32 : Courbe SEY de l'aluminium en fonction de l'angle d'incidence de l'électron primaire

Pour une même énergie incidente, l'émission d'un électron secondaire  $\delta$  augmente avec  $\theta$ . Dans le cas de l'aluminium, à incidence normal ( $\theta = 0^\circ$ ),  $\delta_{max} = 2,98$ , tandis que pour une incidence de  $45^\circ$ ,  $\delta_{max} = 3,27$ .

### b) Modèle de Furman – Pivi

Le modèle de Furman-Pivi [29] est un modèle plus sophistiqué que le modèle de Vaughan pour la représentation du SEY. Furman-Pivi sépare l'émission secondaire d'électrons en 3 composantes :

- $\delta_e$  qui représente l'électron incident qui est réfléchi dès son contact avec la surface métallique.
- $\delta_r$  qui représente l'électron incident qui pénètre le métal et qui est réfléchi.
- $\delta_{ts}$  qui représente le true secondary electrons qui résulte d'une interaction plus complexe de l'onde incidente.

La Figure I-33 illustre les 3 composantes décrite ci-dessus, le lien entre  $\delta$  et ses 3 composantes est exprimé en I.13.

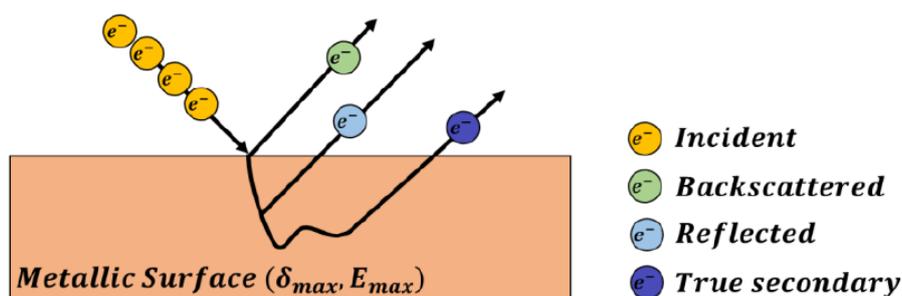


Figure I-33 : Représentation du modèle de Furman-Pivi faisant apparaître les différentes composantes de  $\delta$

$$\delta = \delta_e + \delta_r + \delta_{ts} \quad (I.13)$$

Comme pour le modèle de Vaughan, une correction est apportée selon l'angle d'incidence de l'électron. La Figure I-34 présente la courbe SEY calculée pour un échantillon de cuivre en fonction des 3 composantes de  $\delta$  et des données SEY du cuivre.

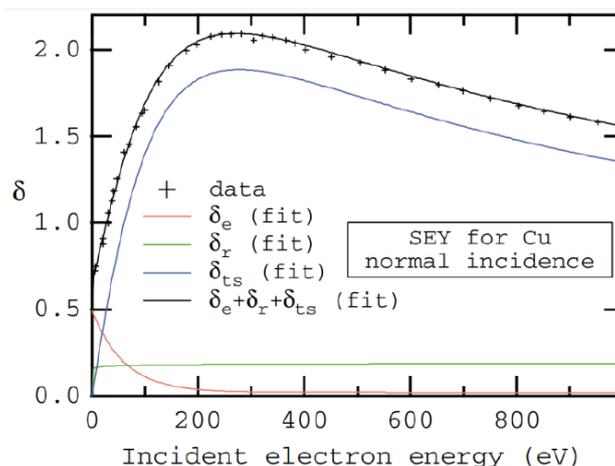


Figure I-34 : Courbe SEY du cuivre en fonction des composantes de  $\delta$  et comparée aux données expérimentales du cuivre

### D. Simulateurs

Il existe différents simulateurs pour déterminer la tenue en puissance de composants électroniques :

- Spark 3D : Un outil simple et rapide – Méthode de Vaughan
- CST-Particule Studio (PS) : Un outil robuste, mais dont le temps et le coût en simulation est important – Méthode de Furman-Pivi et Vaughan
- Ansys HFSS (à partir de la version 2020 R2) : Un outil intégré au simulateur électromagnétique HFSS.

Dans le cadre de cette thèse, les évaluations de la tenue en puissance ne demandant pas une grande précision, l'outil Spark 3D a été choisi pour sa prise en main simple et sa rapidité d'exécution.

## 5. Méthodes de fabrication

### A. Fabrication soustractive – classique

L'usinage classique également appelé usinage soustractif est un procédé consistant à enlever de la matière pour obtenir la pièce souhaitée.

L'usinage classique est aujourd'hui encore la méthode de fabrication la plus répandue pour concevoir des filtres volumiques tout métal.

L'inconvénient de cette méthode de fabrication réside dans l'impossibilité de réaliser des structures complexes car elle est limitée par les champs d'action des différents outillages.

Mais de nouveaux procédés et de nouvelles méthodes de fabrication émergent notamment la fabrication additive.

### B. Fabrication additive

La fabrication additive communément appelée impression 3D est une technologie de fabrication d'objets ou de systèmes en 3 dimensions. A l'inverse de la fabrication classique où l'on vient usiner la pièce et soustraire de la matière, l'imprimante 3D dépose de la matière pour former la pièce.

Au cours des années, différentes techniques d'impression 3D ont été élaborées afin de produire des pièces de plus en plus complexes. On distingue les techniques suivantes :

- Le dépôt de fil ou l'extrusion
- La photopolymérisation
- La fusion de poudre
- Autres ...

Les filtres RF fabriqués par impression 3D non-métal doivent passer par une étape supplémentaire. Ils nécessitent d'être métallisés.

#### *a) Le dépôt de fil ou l'extrusion*

Parmi les techniques utilisant le dépôt de fil, on retrouve communément la méthode FDM (Fused Deposition Modeling) aussi connue comme FFF (Fused Filament Fabrication). Cette technique est assez explicite. Elle consiste à chauffer un filament de matériau (ABS, PLA, Nylon ...) et à le déposer à l'aide d'une buse sur une surface de travail. La surface sur laquelle repose la pièce est appelée « lit » et est chauffée pour améliorer son adhésion. Le lit se déplace suivant les axes X, Y et Z. la pièce est montée par extrusion, c'est-à-dire, par le dépôt couche par couche du filament.

Une autre méthode de dépôt de matière, la méthode DED (Direct Energie Deposit) utilise un jet de poudre métallique ou un fil métallique chauffé par un laser déposé couche par couche sur un substrat.

Les Figure I-35 et Figure I-36 présentent les 2 méthodes de dépôt de fil, la première montre le principe de la FDM et la seconde la méthode DED.

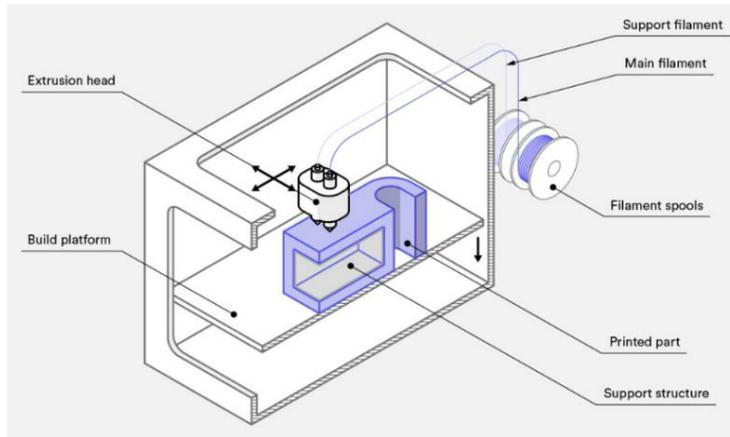


Figure I-35 : Schéma de fonctionnement de la méthode FDM [30]

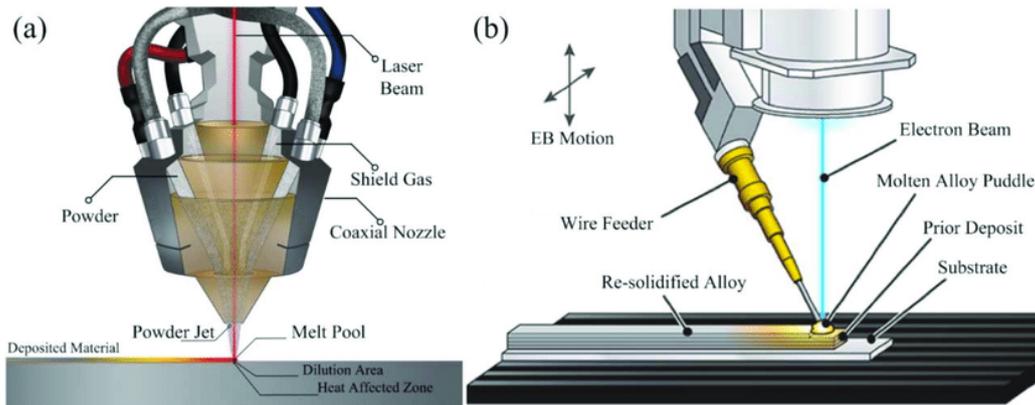


Figure I-36 : Schéma de fonctionnement de la méthode DED, a) avec poudre métallique, b) avec un fil de métal [31]

b) La photopolymérisation

La photopolymérisation est un procédé jouant sur la polymérisation et la solidification de résine liquide. La résine est polymérisée à l'aide d'un laser ou d'une ampoule UV. Comme pour le dépôt de fil, la pièce sera réalisée couche par couche.

La Figure I-37 présente les principales technologies d'impression par photopolymérisation.

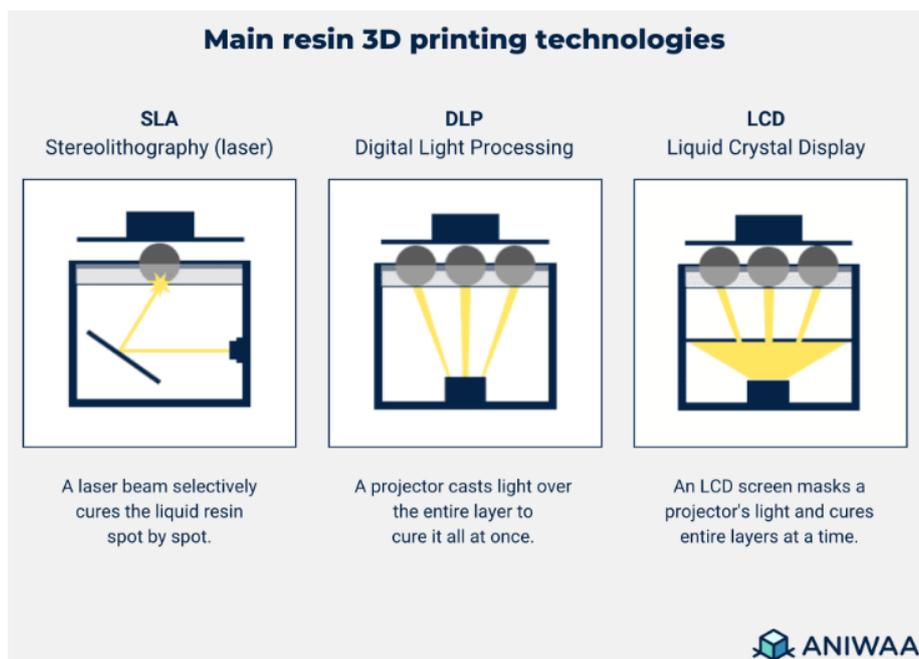


Figure I-37 : Schéma des 3 principales technologies de photopolymérisation [32]

### c) La fusion de poudre

La fusion de poudre connue par l'acronyme PBF (Powder Bed Fusion) est un procédé utilisant de la poudre métal. En d'autres termes une impression 3D tout métal. Il s'agit de la méthode la plus répandue sur le marché.

La poudre est attaquée par un laser classique ou par un faisceau d'électrons. Le laser ou le faisceau esquisse couche par couche la structure. Sur son passage, la poudre fond et forme la couche solidifiée de la structure. Le support sur lequel se trouve la pièce se baisse et de la poudre est à nouveau placée dans la cuve. Le processus est répété jusqu'à obtenir l'objet complet.

Les 3 méthodes principalement utilisées sont [33] :

- Selective Laser Sintering (SLS) (Figure I-38) - Laser
- Selective Laser Melting (SLM) - Laser
- Electron Beam Melting (EBM) - Canon à électrons

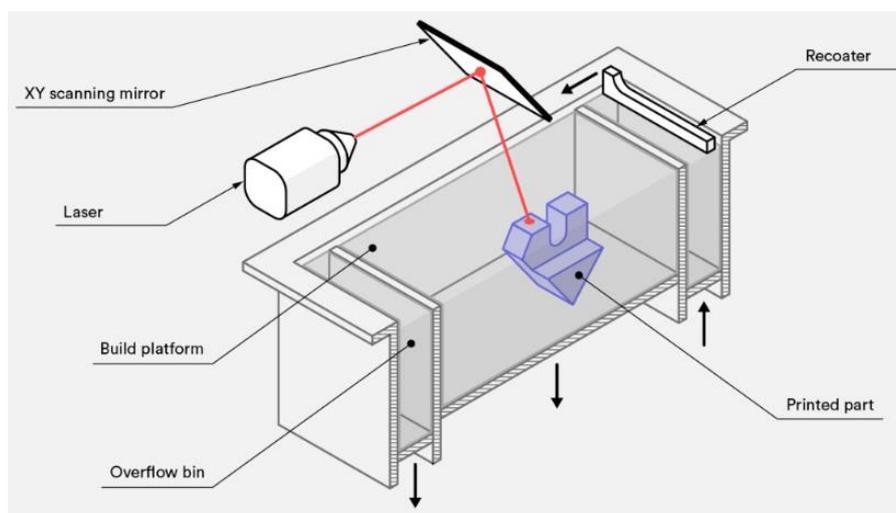


Figure I-38 : Schéma de fonctionnement de la méthode SLS [30]

Il existe d'autres méthodes de fabrication par impression 3D (comme le Jetting, le Mold slurry deposition ...).

### d) Comparaison des différentes techniques

Pour comparer les avantages et inconvénients de chaque techniques, le Tableau I-1 synthétise suivant différents paramètres les techniques les plus courantes en impression 3D.

Parmi toutes les techniques d'impression, les techniques de la famille des photopolymérisations (SLA / DLP) sont les plus robustes (résolution, précision et finition). Dans notre cas, l'inconvénient de cette famille est la nécessité de métalliser le filtre après impression, ce qui augmente le coût de fabrication des pièces en plus d'avoir des coûts en matériaux déjà élevés.

Dans le cas d'une impression tout métal, les techniques SLS et PBF sont des bons compromis pour obtenir une pièce robuste et métallisée.

Tableau I-1 : Synthèse des techniques en impression 3D

	FDM / DED	SLA / DLP	PBF / SLS
<b>Légende</b>	●○○○○ = point défavorable / ●●●●● = point favorable		
<b>Résolution</b>	●●○○○	●●●●●	●●●●○
<b>Précision</b>	●●●●○	●●●●●	●●●●●
<b>Finition</b>	●●○○○	●●●●●	●●●●○
<b>Matériaux compatibles</b>	●●●●●	●●●○○	●○○○○
<b>Détail des Matériaux</b>	Thermoplastiques standards (ABS, PLA, PETP, Nylon, TPU, PVA, HIPS, composites)	Grande variété de résines	nylon ou composite en nylon
<b>Complexité de l'objet</b>	●●●○○	●●●●○	●●●●●
<b>Vitesse de production</b>	●●●●●	●○○○○	●●○○○
<b>Coût de l'imprimante</b>	€	€€	€€€
<b>Coût de la matière</b>	€	€€€	€€
<b>Compatibilité impression métal</b>	Oui	Non	Oui
<b>Méthode d'impression métal</b>	Tiges de métal rigidifiées	NULL	Particules de poudre de métal

### C. Micro-fabrication additive

La micro-fabrication additive est une technologie de fabrication identique à la fabrication additive classique. La différence entre ces 2 technologies est d'ordre dimensionnel. En conception électronique, la bande de fréquence utilisée influe sur les dimensions du composant. La fabrication additive classique est utilisée pour des objets dont la précision des dimensions est de l'ordre du millimètre, c'est-à-dire, pour des fréquences basses (Bande L et inférieures). Dans le cas de bandes de fréquences hautes (ex : Bande Ku et supérieures), les composants nécessitent des précisions dimensionnelles de l'ordre du micromètre.

Pour répondre à ces besoins, différentes imprimantes ont été conçues en utilisant les techniques citées dans le point précédent (I.5.B.). Le tableau V-1 en Annexe 1 présente des entreprises proposant des solutions compatibles pour de la micro-fabrication additive.

## 6. Conclusion

Ce premier chapitre sur l'état de l'art a présenté quelques procédés et technologies qui seront utilisés et détaillés au cours de cette thèse.

L'avantage principal des topologies présentées est la possibilité de maîtriser la bande atténuée, donc la suppression, l'atténuation ou le décalage des premières remontées harmoniques, ainsi que la tenue en puissance des filtres. Le Tableau I-2 synthétise des informations sur les différentes technologies présentées.

L'objectif de cette thèse est d'étudier de nouvelles topologies de résonateurs et de filtres basées sur des résonateurs coaxiaux à sauts d'impédances. Les filtres étudiés auront des résonateurs ayant 4 sections coaxiales maximum et un ordre maximal de 6. Les degrés de liberté des résonateurs SIR permettront de développer des topologies innovantes avec des compromis intéressants en termes de maîtrise de la bande atténuée et de la tenue en puissance.

Tableau I-2 : Synthèse des caractéristiques des différentes technologies

Références	Ordre	F <sub>0</sub> (GHz)	Bande passante relative (%)	Pertes d'insertions (dB)	Maitrise de la bande atténuée	Technologie
[16]	2	0,53	4	0,69	20 dB / 9,3 F <sub>0</sub>	SIR
				1,12	20 dB / 17,2 F <sub>0</sub>	
[17]	4	1,5	4,5	0,12	20 dB / 2,26 F <sub>0</sub>	SIR
[18]	4	1,5	1,67	0,267	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	Coaxial SIR
[21]	4	1,3	15	0,2	50 dB / 10 F <sub>0</sub>	SAUSIR
[22]	2	3,6	11,9	0,42	20 dB / 4,3 F <sub>0</sub>	Fabrication additive
	4	3,5	9,6	0,45	20 dB / 4,5 F <sub>0</sub>	
[23]	4	36,48	1,78	4,28	20 dB / 3 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB > 8 F <sub>0</sub> (Simulations)	SIW

Le chapitre suivant sera centré sur la description des caractéristiques des résonateurs SIR et complètera la partie I.B.a). La déclinaison des résonateurs SIR sera présentée dans le cas général à  $n$  sections coaxiales, puis dans le cas à 4 sections coaxiales pour les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$ . Une comparaison des comportements des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  conclura cette partie.

Les chapitre III et IV présenteront respectivement les nouvelles topologies de filtres SIR à couplage direct et par proximité. Le chapitre III sera centré sur les couplages directs via des couplages par des lignes coaxiales et par des tiges métalliques. Le chapitre IV présentera des filtres couplés par iris et par des lignes couplées.

## 7. Références du chapitre

[1] – Site du gouvernement du Canada, rubrique satellite – Cubesat, qu'est-ce qu'un cubesat [online], <https://www.asc-csa.gc.ca/fra/satellites/cubesat/qu-est-ce-qu-un-cubesat.asp>

[2] – M. Yaqoob, A. Lashab, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, M. E. Orchard and A. D. Bintoudi, "A Comprehensive Review on Small Satellite Microgrids," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12741-12762, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3175093.

[3] – R. Rose, J. Dickinson and A. Ridley, "CubeSats to NanoSats; Bridging the gap between educational tools and science workhorses," 2012 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2012, pp. 1-11, doi: 10.1109/AERO.2012.6187417.

[4] – Wekerle, Timo & Filho, José & Loures, Luis & Trabasso, Luís Gonzaga. (2017). Status and Trends of Smallsats and Their Launch Vehicles — An Up-to-date Review. *Journal of Aerospace Technology and Management*. 9. 269-286. 10.5028/jatm.v9i3.853.

[5] – Cubesats Design specification (CDS) (1U – 12U) Rev14.1 – California Polytech state university, san luis obispo [online] – [www.cubesats.org](http://www.cubesats.org)

[6] – M. Swartwout, "Cubesats/Smallsats/Nanosats/Picosats/Rideshare(sats) in 2022: Making Sense of the Numbers," 2022 IEEE Aerospace Conference (AERO), Big Sky, MT, USA, 2022, pp. 1-10, doi: 10.1109/AERO53065.2022.9843832.

[7] – Starlink website [Online] – <https://www.starlink.com/technology>

[8] – Onweb website [Online] – <https://onweb.net/about-us/our-story>

[9] – X. Xia et al., "NanoSats/CubeSats ADCS survey," 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), Chongqing, China, 2017, pp. 5151-5158, doi: 10.1109/CCDC.2017.7979410.

[10] – M. Meftah et al., "UVSQ-SAT, a Pathfinder CubeSat Mission for Observing Essential Climate Variables," *Remote Sensing*, vol. 12, no. 1, p. 92, Dec. 2019, doi: 10.3390/rs12010092.

- [11] – T. S. Bird et al., "Ka-band transponder for a small LEO satellite," 1999 Asia Pacific Microwave Conference. APMC'99. Microwaves Enter the 21st Century. Conference Proceedings (Cat. No.99TH8473), Singapore, 1999, pp. 690-693 vol.3, doi: 10.1109/APMC.1999.833685.
- [12] – Pozar, D.M. (2012) Microwave Engineering. 4th Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken
- [13] – G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, "Design of Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", Artech House, Norwood, 1980
- [14] – Cameron, Richard & Kudsia, Chandra & Mansour, Raafat. (2018). Microwave Filters for Communication Systems. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications. 10.1002/9781119292371.
- [15] – Makimoto, Mitsuo & Yamashita, Sadahiko. (2001). Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication. 4. 10.1007/978-3-662-04325-7.
- [16] – M. H. Aouidad, J. F. Favennec, E. Rius and A. Manhec, "Design Flexibility of SIR Coaxial Resonators for UHF Filters," 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, 2019, pp. 25-27, doi: 10.1109/APMC46564.2019.9038797.
- [17] – J. Benedicto, M. H. Aouidad, E. Rius, J. -F. Favennec, A. Martin-Guennou and A. Manhec, "Analytical Modeling of Three-Section Coaxial Stepped Impedance Resonators for the Design of Compact Tx Bandpass Filters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no. 9, pp. 4140-4155, Sept. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3194095.
- [18] – Buitrago Bernal, A. (2022). Revêtements carbonés nanométriques pour la protection multipactor d'équipements RF embarqués dans les satellites [Thèse de doctorat]. Université de Bretagne Occidentale.
- [19] – J. J. Karakash and D. E. Mode, "A Coupled "Coaxial" Transmission-Line Band-Pass Filter," in Proceedings of the IRE, vol. 38, no. 1, pp. 48-52, Jan. 1950, doi: 10.1109/JRPROC.1950.232788.
- [20] – Wadell, Brian C. Transmission line design handbook / Brian C. Wadell. Boston : Artech House, c1991.
- [21] – H. Uchida, Y. Furukawa and T. Ohwada, "Low-spurious coaxial-line bandpass filter with saucer-loaded stepped-impedance resonators," 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278), Seattle, WA, USA, 2002, pp. 1785-1787 vol.3, doi: 10.1109/MWSYM.2002.1012207.
- [22] – K. Zhao and D. Psychogiou, "Spurious Suppression Techniques for 3-D Printed Coaxial Resonator Bandpass Filters," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 32, no. 1, pp. 33-36, Jan. 2022, doi: 10.1109/LMWC.2021.3112406.
- [23] – X. Liu, N. Liu, C. Fan, Y. Liu, Y. Yang and Z. Zhu, "SIW Bandpass Filter With Wide Stopband Using Harmonic Interleaving and Orthogonal Transmission Techniques," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 12, no. 11, pp. 1841-1848, Nov. 2022, doi: 10.1109/TCPMT.2022.3217321.
- [24] – J. R. M. Vaughan, "Multipactor," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 35, no. 7, pp. 1172-1180, July 1988, doi: 10.1109/16.3387.
- [25] – Sombrin, Jacques. (1983). Effet Multipactor. 10.13140/RG.2.1.2100.8880.
- [26] – European Space Agency. (Mars 2013). Space engineering – Multipaction design and test.
- [27] – J. R. M. Vaughan, "A new formula for secondary emission yield," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 36, no. 9, pp. 1963-1967, Sept. 1989, doi: 10.1109/16.34278.

- [28] – C. Vicente *et al.*, "Multipactor breakdown prediction in rectangular waveguide based components," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 1055-1058, doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516852.
- [29] – Furman, M. A. and Pivi, M. T., "Probabilistic model for the simulation of secondary electron emission", *Physical Review Accelerators and Beams*, vol. 5, no. 12, 2002.  
doi:10.1103/PhysRevSTAB.5.124404.
- [30] – Hubs [Online], <https://www.hubs.com/knowledge-base/types-of-3d-printing/>
- [31] – Selema, Ahmed, Mohamed N. Ibrahim, and Peter Sergeant. 2022. "Metal Additive Manufacturing for Electrical Machines : Technology Review and Latest Advancements" *Energies* 15, no. 3: 1076. <https://doi.org/10.3390/en15031076>
- [32] – Aniwa [Online], <https://www.aniwaa.fr/guide/imprimantes-3d/les-technologies-dimpression-3d>
- [33] – Serin, Gokberk & Kahya, Müge & Unver, Hakki Ozgur & Durlu, Nuri & Eroğul, O. & Gulec, Yavuz. (2018). A REVIEW OF ADDITIVE MANUFACTURING TECHNOLOGIES.

# Chapitre II : Caractérisation des résonateurs

## II. Chapitre II : Caractérisation des résonateurs

Le chapitre I était consacré à l'état de l'art. Dans ce nouveau chapitre, la partie filtrage et particulièrement les résonateurs coaxiaux à saut d'impédance sont détaillés.

Tout d'abord, une présentation générale du résonateur SIR est faite, puis les cas spécifiques des résonateurs à 4 sections coaxiales sont abordés pour des longueurs électriques  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$ . Les résonateurs  $\lambda/2$  sont à 2 étages pour obtenir un meilleur facteur de forme.

### 1. Synthèse du comportement fréquentiel des résonateurs coaxiaux à saut d'impédance

#### A. Généralités sur les résonateurs à n sections coaxiales

Les résonateurs étudiés tout au long de la thèse sont des résonateurs coaxiaux à saut d'impédance (SIR) à air. Ceux-ci exploitent l'effet SIR sont composés de n sections coaxiales, c'est-à-dire qu'ils peuvent être caractérisés par n impédances caractéristiques et n-1 rapports d'impédances caractéristiques.

M. Makimoto a établi les bases des résonateurs à saut d'impédance en 1979. Il donne dans [15] les équations de synthèse de résonateurs à saut d'impédances à 2 sections pour les cas des longueurs électriques  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$  et  $\lambda$ .

Dans ce travail de thèse, le nombre de sections coaxiales est au maximum de 4.

Certains paramètres des résonateurs sont indépendants du nombre de sections coaxiales choisies. Parmi ces paramètres, on retrouve :

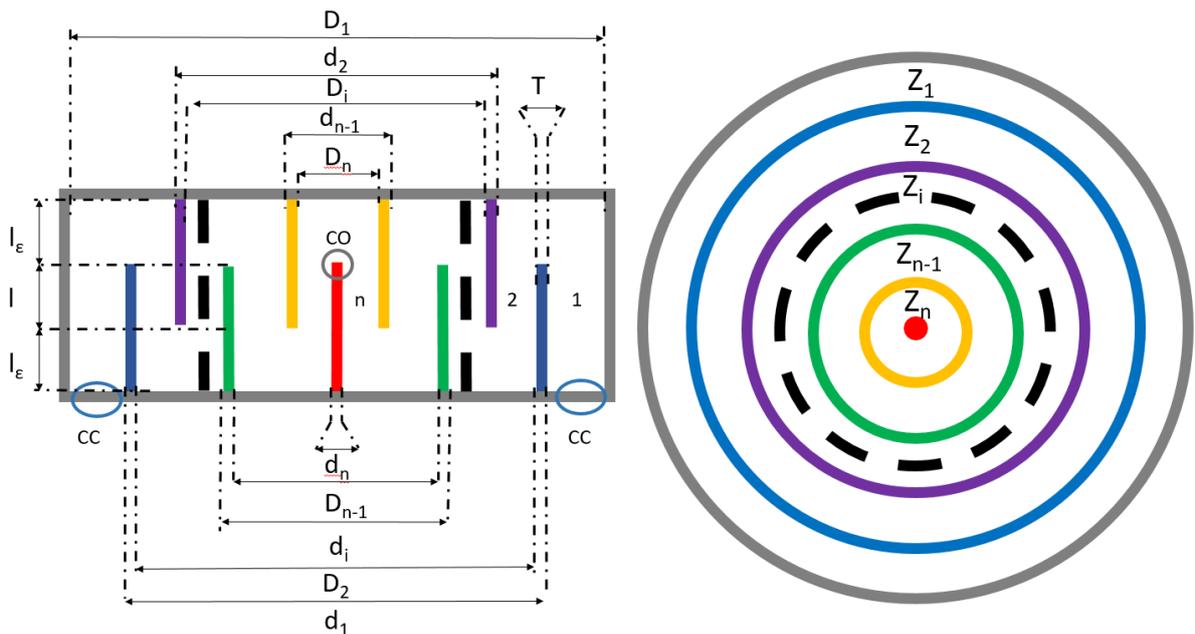


Figure II-1 : Représentation physique d'un résonateur  $\lambda/4$  à N sections coaxiales

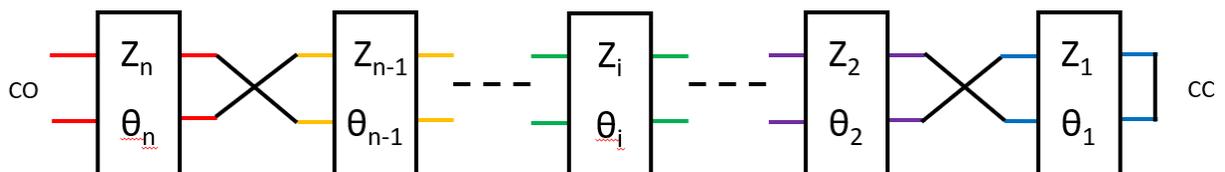


Figure II-2 : Représentation électrique du résonateur  $\lambda/4$  à N sections coaxiales

Dans le cas général où le diélectrique a une constante diélectrique  $\epsilon_{ri}$ , on définit une section coaxiale par :

- La longueur électrique :

$$\theta_i = \beta_i * l \quad (II.1)$$

$$\beta_i = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{ri}}}{\lambda_0} \quad (II.2)$$

- L'impédance caractéristique :

$$Z_i = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{ri}}} * \ln\left(S \frac{D_i}{d_i}\right) \quad (II.3)$$

avec  $S = 1$  dans le cas de résonateurs cylindriques ( $S = 1,079$  pour des résonateurs à section externe rectangulaire).

L'équation (II.3) permet de calculer les diamètres  $D_i$  et  $d_i$  (en fixant préalablement  $D_1$  ou  $d_n$ ), le diamètre externe du cylindre conducteur  $i$  étant égal à  $d_i = T + D_{i+1}$ ,  $T$  étant l'épaisseur du cylindre entre 2 sections adjacentes.

Dans l'air, l'équation (II.3) devient :

$$Z_i = 60 * \ln\left(S \frac{D_i}{d_i}\right) \quad (II.4)$$

Les équations suivantes sont les paramètres nécessaires pour la synthèse de filtres, on retrouve :

- Les paramètres de couplage pour connecter les résonateurs entre eux :

- o Le paramètre de pente du  $i$ -ème résonateur :

$$b_i = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_i}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (II.5)$$

- o Le facteur de qualité externe :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\omega} \quad (II.6)$$

- o Les coefficients de couplage :

$$K_{01} = \sqrt{\frac{G_a b_1}{Q_{e1}}} = K_{N,N+1} \quad (II.7)$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{b_i b_{i+1}} \frac{W}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (II.8)$$

Les paramètres  $g_i$  sont les éléments du prototype passe-bas des filtres normalisés. On trouve leurs valeurs dans [13].  $W$  correspond au rapport de bande passante donné en (I.1).

La formule du paramètre de pente est obtenue à partir de la susceptance des résonateurs. Les résonateurs pouvant avoir un nombre de sections différentes, le paramètre de pente sera calculé en fonction du nombre de sections.

Les prochains points sont centrés sur les équations de synthèse des résonateurs, selon les configurations  $\lambda/4$  ou  $\lambda/2$ .

## B. Résonateurs $\lambda/4$ à 4 sections coaxiales

### a) Généralités

Les résonateurs en  $\lambda/4$  sont des résonateurs qui ont déjà été étudiés au Lab-STICC au travers notamment de différentes thèses sur le sujet [18], [34] et [35].

Le résonateur à 4 sections coaxiales peut être représenté par 4 impédances caractéristiques et donc 3 rapports d'impédances entre 2 sections adjacentes. Les Figure II-3 à Figure II-5 présentent respectivement les vues 3D, des représentations physiques en coupe et la représentation électrique d'un tel résonateur.

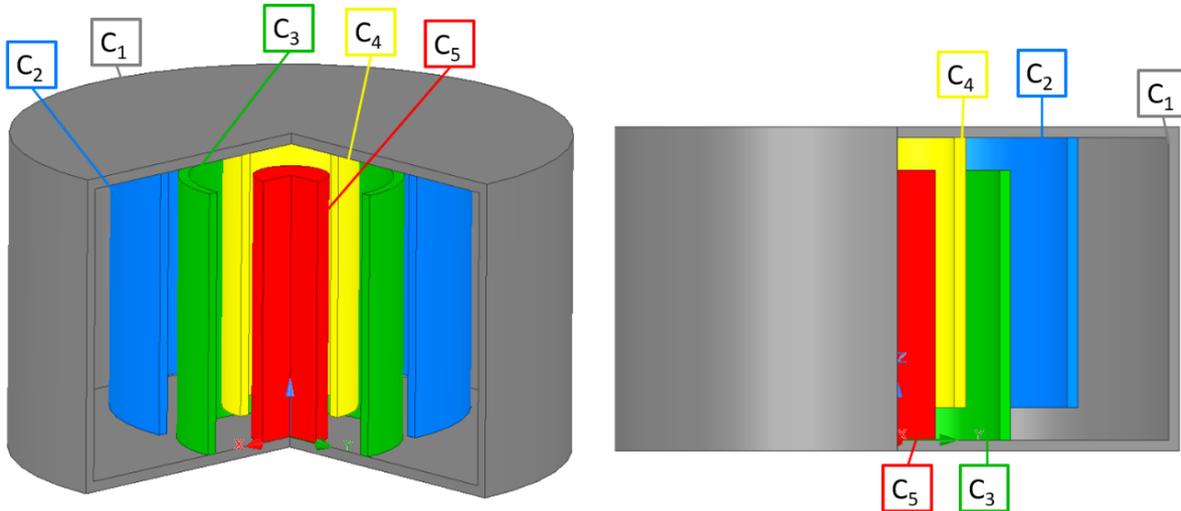


Figure II-3 : Vues 3D d'un résonateur  $\lambda/4$  à 4 sections coaxiales

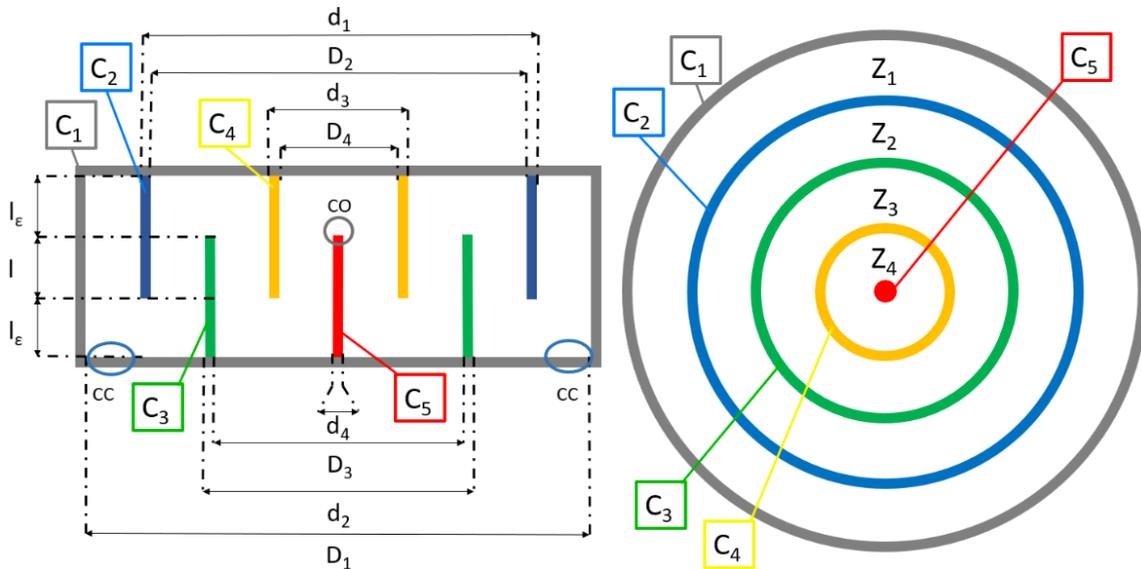


Figure II-4 : Représentation physique en coupe d'un résonateur  $\lambda/4$  à 4 sections coaxiales

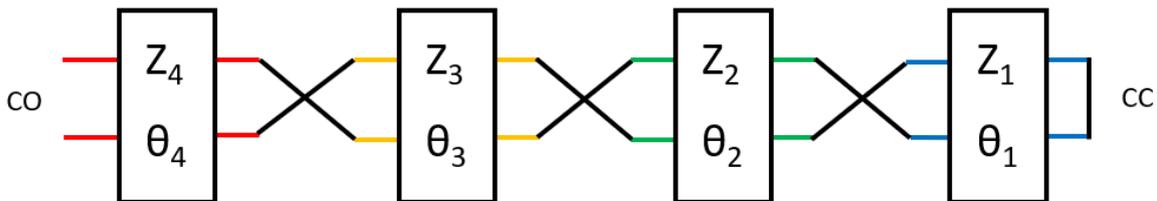


Figure II-5 : Représentation électrique du résonateur  $\lambda/4$  à 4 sections coaxiales

La suite de cette partie porte sur le calcul de l'impédance ramenée en entrée du résonateur, qui permet d'obtenir les fréquences particulières (fondamental, harmoniques et zéros de transmission).

b) *Fréquence fondamentale*

A partir de la matrice ABCD du résonateur à 4 sections coaxiales (II.9), nous calculons l'impédance ramenée (II.11) en entrée du résonateur court-circuité dans le cas général. L'impédance est alors exprimée en fonction des longueurs électriques  $\theta_i$  (différentes) et des rapports d'impédances  $M_{ij}$  (II.10).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & jZ_4 \tan \theta_4 \\ j \frac{\tan \theta_4}{Z_4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_3 \tan \theta_3 \\ j \frac{\tan \theta_3}{Z_3} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_2 \tan \theta_2 \\ j \frac{\tan \theta_2}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_1 \tan \theta_1 \\ j \frac{\tan \theta_1}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} * \cos \theta_4 * \cos \theta_3 * \cos \theta_2 * \cos \theta_1 \quad (II.9)$$

$$M_{12} = \frac{Z_1}{Z_2}; M_{23} = \frac{Z_2}{Z_3}; M_{34} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (II.10)$$

L'impédance d'entrée est exprimée par l'équation (II.11) :

$$Zr_{4s\lambda g/4} = \frac{A * Z_{sc} + B}{C * Z_{sc} + D} \quad (II.11)$$

L'extrémité 1 étant en court-circuit,  $Z_{sc} = 0$ , on peut donc simplifier l'équation (II.11) :

$$Zr_{4s\lambda g/4} = \frac{B}{D} = jZ_4 \frac{N}{D} \quad (II.12)$$

avec

$$\begin{aligned} N = & -M_{12}M_{23}M_{34} \tan \theta_1 - M_{23}M_{34} \tan \theta_2 - M_{34} \tan \theta_3 + M_{12}M_{34} \tan \theta_3 \tan \theta_2 \tan \theta_1 \\ & + M_{12}M_{23} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_1 + M_{23} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_2 \\ & + M_{12} \tan \theta_4 \tan \theta_2 \tan \theta_1 - \tan \theta_4 \end{aligned} \quad (II.13)$$

et

$$\begin{aligned} D = & M_{12}M_{23}M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_1 + M_{23}M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_2 - M_{12}M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_2 \tan \theta_1 \\ & + M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_3 + M_{12}M_{23} \tan \theta_3 \tan \theta_1 + M_{23} \tan \theta_3 \tan \theta_2 \\ & + M_{12} \tan \theta_2 \tan \theta_1 - 1 \end{aligned} \quad (II.14)$$

A partir de ces expressions, nous pouvons calculer les différentes fréquences particulières.

Tout d'abord, pour obtenir la fréquence de résonance, il faut écrire  $Zr_{4s\lambda g/4} = \infty$  ou  $Yr_{4s\lambda g/4} = 0$ . Nous allons donc chercher  $D = 0$  en fixant la condition  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = \theta_0$ . On suppose alors que le résonateur a des sections de longueurs électriques égales. C'est le cas par exemple du résonateur à air.

On obtient alors l'expression suivante :

$$-M_{12}M_{34} \tan^4 \theta_0 + (M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34}) \tan^2 \theta_0 - 1 = 0 \quad (II.15)$$

On effectue un changement de variable pour simplifier la résolution de cette équation bicarrée :

$$X = \tan^2 \theta_0 \quad (II.16)$$

L'équation (II.15) devient alors :

$$-M_{12}M_{34}X^2 + (M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34})X - 1 = 0 \quad (II.17)$$

Cette équation du second degré admet 2 solutions,  $X_1$  et  $X_2$  liées à  $M_{eq1}$  et  $M_{eq2}$ ;  $M_{eq}$  étant considéré comme le rapport d'impédance équivalent.

$$M_{eq1} = \frac{1}{X_1} = \frac{2M_{12}M_{34}}{A - \sqrt{(A)^2 - 4M_{12}M_{34}}} \quad (\text{II.18})$$

et

$$M_{eq2} = \frac{1}{X_2} = \frac{2M_{12}M_{34}}{A + \sqrt{(A)^2 - 4M_{12}M_{34}}} \quad (\text{II.19})$$

avec

$$A = M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34} \quad (\text{II.20})$$

On obtient finalement l'expression de la fréquence de résonance à partir des expressions (II.1), (II.2), (II.16) et (II.18) :

$$F_0 = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}} \quad (\text{II.21})$$

On choisit  $M_{eq1}$  car il s'agit de la plus grande valeur des solutions  $M_{eq1}$ ,  $M_{eq2}$ . C'est donc elle qui est associée à la fréquence fondamentale.

### c) Zéros de transmission

Pour obtenir les zéros de transmission, on part à nouveau de l'expression de l'impédance ramenée, cette fois avec  $Z_{r_{4s\lambda g/4}} = 0$  ou  $Y_{r_{4s\lambda g/4}} = \infty$ . Nous allons donc chercher  $N = 0$ .

On obtient l'équation suivante :

$$\tan \theta_z [(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{34} + 1) - \tan^2 \theta_z (M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23})] = 0 \quad (\text{II.22})$$

Pour laquelle on a les 2 solutions possibles :

$$(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{34} + 1) - \tan^2 \theta_z (M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23}) = 0 \quad (\text{II.23})$$

et

$$\tan \theta_z = 0 \quad (\text{II.24})$$

A partir de la condition (II.23), on peut écrire :

$$\theta_z = \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \quad (\text{II.25})$$

avec :

$$M_{eqz} = \frac{(M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23})}{(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{34} + 1)} \quad (\text{II.26})$$

On obtient alors l'expression de la fréquence du premier zéro de transmission :

$$F_{z0} = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \quad (\text{II.27})$$

A partir de la condition (II.24), on obtient directement l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \theta_{z'n} &= n\pi \\ \text{avec } n &= 1, 2 \dots \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

L'expression (II.28) permet d'obtenir l'expression de zéros de transmission suivante :

$$\begin{aligned} F'_{zn} &= \frac{nc}{2l} \\ \text{avec } n &= 1, 2 \dots \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Une autre condition sur  $\tan(\theta)$  permet d'obtenir une autre famille de zéros de transmission ( $D \rightarrow \infty$ ) :

$$\tan \theta''_p = \infty \quad (\text{II.30})$$

L'expression (II.30) donne alors la condition suivante pour  $\theta$  :

$$\begin{aligned} \theta''_p &= (2p + 1) \frac{\pi}{2} \\ \text{avec } p &= 0, 1 \dots \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

L'expression suivante donne les fréquences suivantes :

$$\begin{aligned} F''_{zn_p} &= \frac{(2p + 1)c}{4l} \\ \text{avec } p &= 0, 1 \dots \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

Les fréquences  $F'_{zn}$  et  $F''_{zp}$  (pour  $n = 1, 2 \dots$  et  $p = 0, 1 \dots$ ) sont indépendantes des rapports d'impédances.

Il existe une dernière famille de zéros de transmission qui elle est dépendante de  $M_{eq}$  et qui est également une seconde solution à l'expression (II.24) :

$$\begin{aligned} \theta_{zn} &= \tan^{-1} \left( -\sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right) = n\pi - \theta_{zn-1} \\ \text{avec } n &= 1, 2 \dots \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

Les 2 premiers zéros de transmission dépendant de  $M_{eq}$  sont exprimés ci-après :

$$F_{z1} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}}} - 1 \right) F_{z0} \quad (\text{II.34})$$

$$F_{z2} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}}} + 1 \right) F_{z0} \quad (\text{II.35})$$

d) *Fréquences harmoniques*

Enfin, les fréquences harmoniques s'obtiennent avec la même condition que celle utilisée pour trouver la fréquence de résonance, pour  $Zr_{4s\lambda g/4} = \infty$  ou  $Yr_{4s\lambda g/4} = 0$

La première remontée harmonique est donnée par la seconde solution  $M_{eq2}$  (II.19) :

$$F_{sh1} = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}} \quad (\text{II.36})$$

Les harmoniques suivantes sont calculées à partir de la relation suivante :

$$\theta_{sp} = (p\pi - \theta_{sp-1}) \quad (\text{II.37})$$

On obtient alors les 4 harmoniques à suivre :

$$F_{sh2} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}}} - 1 \right) F_{sh1} \quad (\text{II.38})$$

$$F_{sh3} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}}} - 1 \right) F_0 \quad (\text{II.39})$$

$$F_{sh4} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}}} + 1 \right) F_0 \quad (\text{II.40})$$

$$F_{sh5} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}}} + 1 \right) F_{sh1} \quad (\text{II.41})$$

On retrouve de façon alternée, 2 séries de fréquences harmoniques associées pour l'une au fondamental et pour l'autre à la seconde solution de l'équation (II.19) pour  $M_{eq2}$ .

e) *Récapitulatif des fréquences particulières du résonateur  $\lambda/4$*

Ce point récapitule l'ensemble des informations citées précédemment dans différents tableaux :

- Le Tableau II-1 récapitule les différentes fréquences par ordre d'apparition des résonateurs  $\lambda/4$  à 2, 3 et 4 sections coaxiales,
- Le Tableau II-2 donne 4 exemples de valeurs de  $M_{eq}$  et les différentes fréquences associées pour un  $\lambda/4$  à 4 sections,
- Le Tableau II-3 donne les  $M_{ij}$  utilisés pour obtenir les  $M_{eq}$  du Tableau II-2 en considérant des  $M_{ij}$  identiques

Tableau II-1 - Tableau récapitulatif des différentes fréquences par ordre d'apparition pour les résonateurs  $\lambda/4$

	<b>2 Sections [16]</b>	<b>3 Sections [17]</b>	<b>4 Sections [36]</b>
<b><math>M_{eq}</math></b>	$M_{12}$	$M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23}$	$M_{eq1}, M_{eq2}$ (II.18),(II.19)
<b><math>M_{eqz}</math></b>		$\frac{M_{12}}{M_{12}M_{23} + M_{23} + 1}$	$\frac{M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23}}{M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{34} + 1}$
<b>Fondamental</b>	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}}$	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}}$	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}}$
<b>Zéro de transmission</b>		$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}}$	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}}$
<b>Fréquence Harmonique</b>			$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}}$
<b><math>c/4l</math></b>	Zéro de transmission	Fréquence Harmonique	Zéro de transmission
<b>Fréquence Harmonique</b>			$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}} \right)$
<b>Zéro de transmission</b>		$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}} \right)$
<b><math>c/2l</math></b>	Zéro de transmission	Zéro de transmission	Zéro de transmission
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}} \right)$
<b>Zéro de transmission</b>		$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>			$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}} \right)$
<b><math>3c/4l</math></b>	Zéro de transmission	Fréquence Harmonique	Zéro de transmission
...	...	...	...

Tableau II-2 - Tableau avec 4 exemples de  $M_{eq}$  et les différentes fréquences associées pour un résonateur  $\lambda/4$  à 4 sections

$M_{eq}$	l (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{z0}$ (GHz)	$F_{sh1}$ (GHz)	$F'_{z1}$ (GHz)	$F_{sh2}$ (GHz)	$F_{z1}$ (GHz)	$F_{sh3}$ (GHz)	$F''_{z1}$ (GHz)	$F_{sh4}$ (GHz)	$F_{z2}$ (GHz)	$F_{sh5}$ (GHz)
0,5	30,42	1,5	1,66	2,11	2,47	2,83	3,28	3,43	4,93	6,43	6,59	7,04
1	25		1,79	2,45	3	3,55	4,22	4,5	6	7,5	7,79	8,46
5,83	12,5		3	4,5	6	7,5	9	10,5	12	13,5	15	16,5
21,82	6,71		5,98	8,29	11,17	14,05	16,36	20,84	22,34	23,84	28,32	30,64

Tableau II-3 -  $M_{ij}$  utilisés pour obtenir les valeurs des  $M_{eq}$  du tableau II-2 en considérant des  $M_{ij}$  identiques

$M_{eq}$	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$
0,5	0,165		
1	0,296		
5,83	1		
21,82	2		

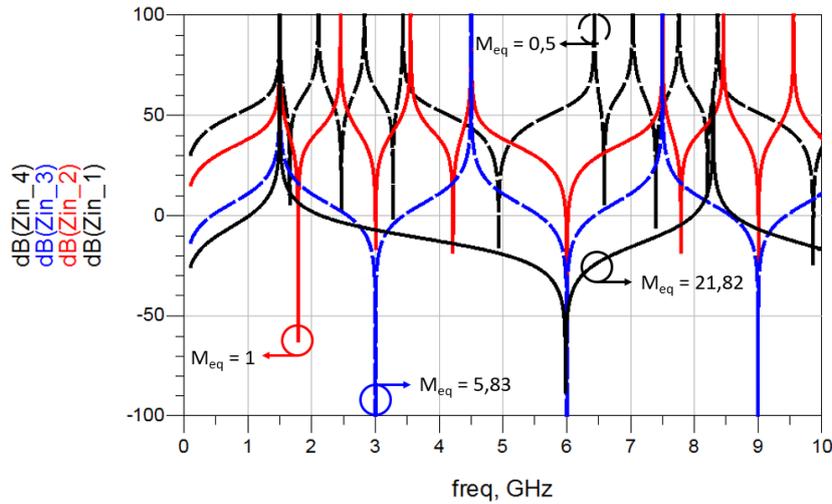


Figure II-6 : Impédances ramenées pour différentes valeurs de  $M_{eq}$  pour un résonateur à 4 sections coaxiales

La Figure II-6 présente les impédances d'entrée du résonateur  $\lambda/4$  à 4 sections pour différentes valeurs de  $M_{eq}$  citées dans le Tableau II-2. On remarque que plus le  $M_{eq}$  est petit et plus les différentes fréquences harmoniques et zéros de transmission sont proches de la résonance.

#### f) Paramètre de Pente

L'expression du paramètre de pente est obtenue à partir de la susceptance du résonateur et dépend du nombre de sections. A partir de l'équation (II.5), on obtient :

$$b_{i\lambda/4} = -\frac{1}{Z_4} \tan^{-1} \left( \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right) \left( 1 + \frac{1}{M_{eq}} \right) K_{\lambda/4} \quad (II.42)$$

avec

$$K_{\lambda/4} = \frac{(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{34} + M_{23} + M_{12}) - 2 \frac{M_{12}M_{34}}{M_{eq}}}{\left( \frac{M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23}}{M_{eq}} - M_{12}M_{23}M_{34} - M_{23}M_{34} - M_{34} - 1 \right)} \quad (II.43)$$

### C. Résonateurs $\lambda/2$ à 4 sections coaxiales

#### a) Généralités

Le résonateur  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales et à 2 étages est également composé de 4 impédances caractéristiques donc de 3 rapports d'impédances. Ce résonateur est conçu sur 2 étages pour aller vers un facteur de forme plus favorable. A la différence du résonateur  $\lambda/4$  qui est en terminaisons CO-CC, le résonateur  $\lambda/2$  est ici en terminaisons CO-CO. Une autre différence entre ces résonateurs se situe au niveau de la représentation électrique pour laquelle il n'y a pas de croisement électrique entre les 2 modèles des sections 2 et 3.

Les Figure II-7 a Figure II-9 présentent respectivement les vues 3D, la représentation physique et la représentation électrique d'un tel résonateur.

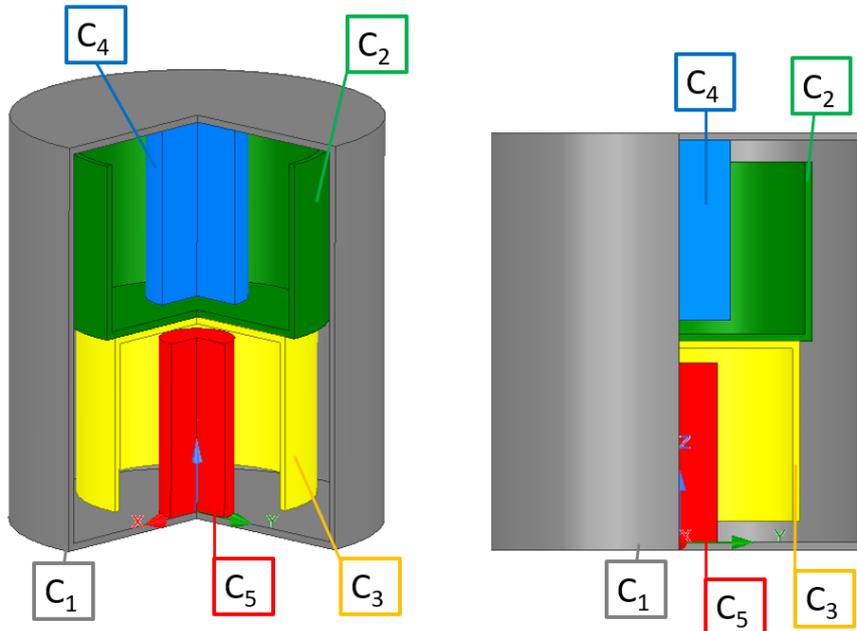


Figure II-7 : Vues 3D d'un résonateur  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales à 2 étages CO-CO

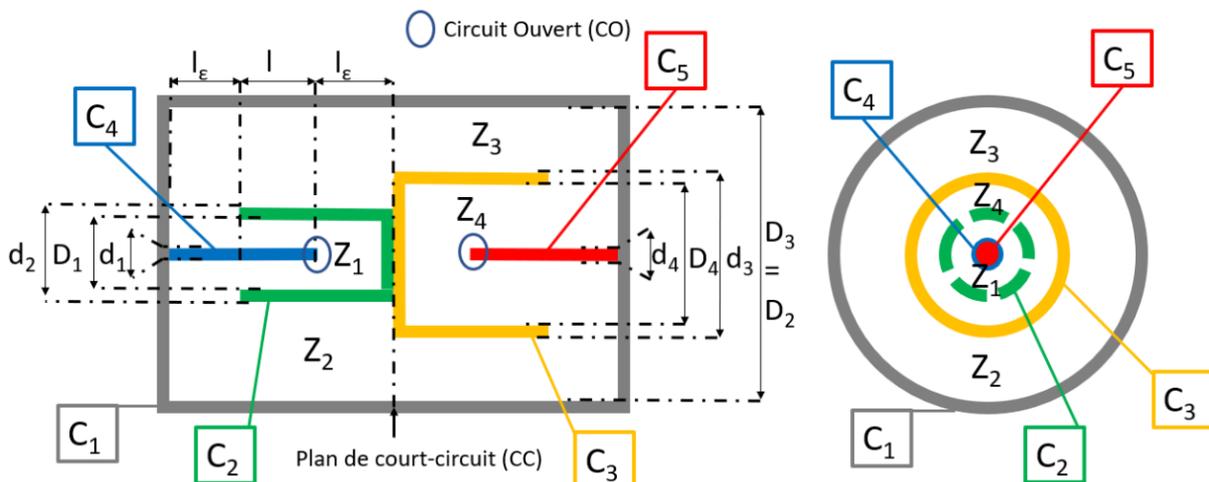


Figure II-8 : Représentations physiques en coupe d'un résonateur  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales à 2 étages CO-CO

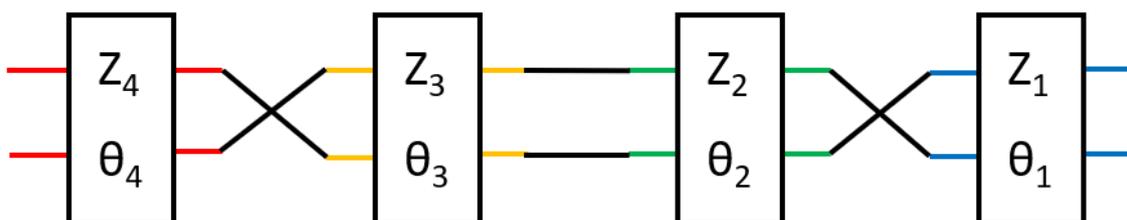


Figure II-9 : Représentation électrique d'un résonateur  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales à 2 étages CO-CO

b) *Fréquence fondamentale*

A partir de la matrice ABCD du résonateur à 4 sections à 2 étages CO-CO (II.44), nous obtenons l'impédance ramenée (II.45) en entrée du résonateur en fonction des rapports d'impédances  $M_{ij}$  (II.10).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & jZ_4 \tan \theta_4 \\ j \frac{\tan \theta_4}{Z_4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_3 \tan \theta_3 \\ j \frac{\tan \theta_3}{Z_3} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_2 \tan \theta_2 \\ j \frac{\tan \theta_2}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jZ_1 \tan \theta_1 \\ j \frac{\tan \theta_1}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} * \cos \theta_4 * \cos \theta_3 * \cos \theta_2 * \cos \theta_1 \quad (II.44)$$

L'extrémité 1 est en circuit ouvert,  $Z_{oc} = \infty$ . Il s'agit là de la principale différence par rapport au cas  $\lambda/4$ . On peut donc simplifier l'impédance d'entrée pour obtenir la forme finale de l'équation (II.45):

$$Z_{r_{4s\lambda g/2}} = \frac{A}{C} = \frac{1}{jZ_4} \frac{N}{D} \quad (II.45)$$

avec :

$$\begin{aligned} N = & M_{12}M_{23}M_{34} - M_{23}M_{34} \tan \theta_2 \tan \theta_1 - M_{12}M_{34} \tan \theta_3 \tan \theta_2 - M_{34} \tan \theta_3 \tan \theta_1 \\ & - M_{12}M_{23} \tan \theta_4 \tan \theta_3 + M_{23} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_2 \tan \theta_1 \\ & - M_{12} \tan \theta_4 \tan \theta_2 - \tan \theta_4 \tan \theta_1 \end{aligned} \quad (II.46)$$

et

$$\begin{aligned} D = & M_{12}M_{23}M_{34} \tan \theta_4 - M_{23}M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_2 \tan \theta_1 - M_{12}M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_2 \\ & - M_{34} \tan \theta_4 \tan \theta_3 \tan \theta_1 - M_{12}M_{23} \tan \theta_3 + M_{23} \tan \theta_3 \tan \theta_2 \tan \theta_1 \\ & - M_{12} \tan \theta_2 - \tan \theta_1 \end{aligned} \quad (II.47)$$

Comme pour les résonateurs  $\lambda/4$ , nous obtenons les différentes fréquences particulières (fondamentale, zéros de transmission et les harmoniques) avec les mêmes conditions.

Pour obtenir l'expression de la fréquence de résonance, il faut  $Z_{r_{4s\lambda g/4}} = \infty$  ou  $Y_{r_{4s\lambda g/4}} = 0$ . Nous allons donc chercher  $D = 0$  avec à nouveau la simplification  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = \theta_0$ .

On obtient l'expression suivante :

$$\tan \theta [(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) - \tan^2 \theta_0 (M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{23})] = 0 \quad (II.48)$$

qui se décompose comme suit :

$$(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) - \tan^2 \theta_0 (M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{23}) = 0 \quad (II.49)$$

et

$$\tan \theta_0 = 0 \quad (II.50)$$

A partir de l'expression (II.49), on obtient directement :

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \quad (II.51)$$

avec :

$$M_{eq} = \frac{(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{23})}{(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1)} \quad (\text{II.52})$$

L'expression de la fréquence fondamentale s'obtient à partir des expressions (II.1), (II.51) et (II.52):

$$F_0 = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \quad (\text{II.53})$$

Les autres solutions sont précisées dans la partie concernant les fréquences harmoniques.

### c) Zéros de transmission

Pour obtenir les zéros de transmission, on part à nouveau de l'expression de l'impédance ramenée mais pour  $Zr_{4s\lambda g/4} = 0$  ou  $Yr_{4s\lambda g/4} = \infty$ , cette fois.

On obtient alors l'équation :

$$M_{12}M_{23}M_{34} - \tan^2 \theta_z (M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) + M_{23} \tan^4 \theta_z = 0 \quad (\text{II.54})$$

Il s'agit à nouveau d'une équation bicarrée que l'on peut simplifier en effectuant le changement de variable suivant :

$$X = \tan^2 \theta_z \quad (\text{II.55})$$

L'équation (II.54) devient alors :

$$M_{12}M_{23}M_{34} - X(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) + M_{23}X^2 = 0 \quad (\text{II.56})$$

Cette équation du 2<sup>nd</sup> degré admet 2 solutions,  $X_1$  et  $X_2$  liées à  $M_{eqz0}$  et  $M_{eqz1}$  :

$$M_{eqz0} = \frac{1}{X_1} = \frac{2M_{23}}{(B) - \sqrt{(B)^2 - 4M_{12}M_{23}^2M_{34}}} \quad (\text{II.57})$$

$$M_{eqz1} = \frac{1}{X_2} = \frac{2M_{23}}{(B) + \sqrt{(B)^2 - 4M_{12}M_{23}^2M_{34}}} \quad (\text{II.58})$$

avec

$$B = M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1 \quad (\text{II.59})$$

Les premiers zéros de transmission s'écrivent à partir des expressions (II.1), (II.55) à (II.57) :

$$F_{z0} = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}} \quad (\text{II.60})$$

$$F_{z1} = \frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}} \quad (\text{II.61})$$

Le premier zéro de transmission  $F_{z0}$  est particulier, pour le cas  $\lambda/2$ , car il apparait avant la fréquence fondamentale.

Les zéros suivants sont calculés à partir des relations (II.5), (II.60) et (II.61) :

$$\theta_{zn} = (n\pi - \theta_{zn-1})$$

$$\text{avec } n = 1, 2 \dots$$
(II.62)

$$F_{z2} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}}} - 1 \right) F_{z1}$$
(II.63)

$$F_{z3} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}}} - 1 \right) F_{z0}$$
(II.64)

$$F_{z4} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}}} + 1 \right) F_{z0}$$
(II.65)

$$F_{z5} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}}} + 1 \right) F_{z1}$$
(II.66)

*d) Fréquences harmoniques*

Enfin, les fréquences harmoniques s'obtiennent de la même manière que la fréquence de résonance soit pour  $Zr_{4s\lambda g/4} = \infty$  ou  $Yr_{4s\lambda g/4} = 0$ .

L'expression de  $\tan\theta_0$  (II.50) permet d'obtenir les valeurs de  $\theta$  suivantes ainsi qu'une première famille d'harmoniques :

$$\theta_{hn1} = n\pi$$

$$\text{avec } n = 1, 2 \dots$$
(II.67)

$$F'_{shn} = \frac{nc}{2l}$$
(II.68)

Comme dans le cas des résonateurs  $\lambda/4$ , une autre famille d'harmoniques existe avec la condition sur  $\tan(\theta)$  :

$$\tan \theta''_p = \infty$$

$$\text{avec } p = 0, 1 \dots$$
(II.69)

et

$$F_{shp} = \frac{(2p + 1)c}{4l} \quad (\text{II.70})$$

Les familles d'harmoniques  $F'_{shn}$  et  $F_{shn}$  sont des fréquences indépendantes de  $M_{eq}$ .

La dernière famille d'harmoniques s'obtient grâce à l'expression (II.51) et (II.71) et permet d'obtenir les 2 premières fréquences harmoniques suivantes :

$$\theta_{hn2} = \tan^{-1} \left( -\sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right) = n\pi - \theta_0 \quad (\text{II.71})$$

avec  $n = 1, 2 \dots$

$$F''_{shn} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}}} - 1 \right) F_0 \quad (\text{II.72})$$

$$F'''_{shn} = \left( \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}}} + 1 \right) F_0 \quad (\text{II.73})$$

*e) Récapitulatif des caractéristiques du résonateur  $\lambda/2$*

Cette partie récapitule l'ensemble des informations citées précédemment dans différents tableaux :

- Le Tableau II-4 récapitule les différentes fréquences par ordre d'apparition en proposant une comparaison des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales
- Le Tableau II-5 donne 4 exemples de valeurs de  $M_{eq}$  et les différentes fréquences associées pour un résonateur  $\lambda/2$  CO-CO à 4 sections,
- Le Tableau II-6 donne les  $M_{ij}$  utilisés pour obtenir les  $M_{eq}$  du Tableau II-5 en considérant  $M_{12} = 1/M_{34}$  et  $M_{23} = 1$ .

Tableau II-4 - Tableau récapitulatif des différentes fréquences par ordre d'apparition pour les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales

	4 Sections – $\lambda/4$ CO-CC	4 Sections – $\lambda/2$ CO-CO
<b><math>M_{eq}</math></b>	$M_{eq1}, M_{eq2}$ (II. 18), (II. 19)	$\frac{M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{23}}{M_{12}M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1}$
<b><math>M_{eqz}</math></b>	$\frac{M_{12}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23}}{M_{12}M_{23}M_{34} + M_{23}M_{34} + M_{34} + 1}$	$M_{eqz0}, M_{eqz1}$ (II. 57), (II. 58)
<b>Zéro de transmission</b>		$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}}$
<b>Fondamental</b>	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}}$	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}}$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}}$	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}}$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2\pi l} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}}$	$\frac{c}{4l}$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{c}{4l}$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}} \right)$	$\frac{c}{2l}$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{c}{2l}$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz0}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq1}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right)$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz}}} \right)$	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}} \right)$
<b>Fréquence Harmonique</b>	$\frac{c}{2l} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eq2}}} \right)$	$\frac{3c}{4l}$
<b>Zéro de transmission</b>	$\frac{3c}{4l}$	$\frac{c}{2l} \left( 1 - \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1}{M_{eqz1}}} \right)$

$$M_{eq1} = \frac{2M_{12}M_{34}}{M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34} - \sqrt{(M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34})^2 - 4M_{12}M_{34}}} \quad (II. 18)$$

$$M_{eq2} = \frac{2M_{12}M_{34}}{M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34} + \sqrt{(M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23}M_{34})^2 - 4M_{12}M_{34}}} \quad (II. 19)$$

$$M_{eqz0} = \frac{2M_{23}}{(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) - \sqrt{(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1)^2 - 4M_{12}M_{23}^2M_{34}}} \quad (II.57)$$

$$M_{eqz1} = \frac{2M_{23}}{(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) + \sqrt{(M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1)^2 - 4M_{12}M_{23}^2M_{34}}} \quad (II.58)$$

Tableau II-5 - Tableau avec 4 exemples de  $M_{eq}$  et les différentes fréquences associées pour une résonateur  $\lambda/2$  CO-CO à 4 sections

$M_{eq}$	l (mm)	$F_{z0}$ (GHz)	$F_0$ (GHz)	$F_{z1}$ (GHz)	$F_{sh1}$ (GHz)	$F_{z2}$ (GHz)	$F''_{sh1}$ (GHz)	$F_{z3}$ (GHz)	$F_{sh2} = F'_{sh1}$ (GHz)	$F_{z4}$ (GHz)	$F'''_{sh1}$ (GHz)	$F_{z5}$ (GHz)
0,5	30,41	0,57	1,5	1,89	2,47	3,04	3,43	4,36	4,93	5,51	6,43	6,83
1	25	0,75		2,25	3	3,75	4,5	5,25	6	6,75	7,5	8,25
5,83	12,5	1		5	6	7	10,5	11	12	13	13,5	17
21,82	6,71	1,04		10,13	11,17	12,22	20,84	21,30	22,34	23,39	23,84	32,47

Tableau II-6 -  $M_{ij}$  utilisés pour obtenir les valeurs des  $M_{eq}$  du tableau II-5

$M_{eq}$	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$
0,5	2	1	0,5
1	1		1
5,83	0,172		5,83
21,82	0,046		21,82

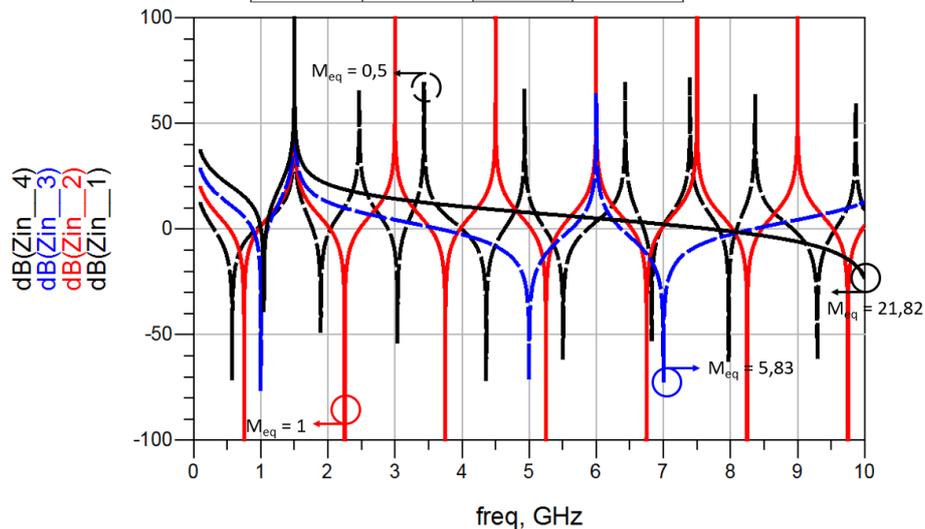


Figure II-10 : Impédances ramenées en entrée pour différents  $M_{eq}$  en  $\lambda/2$  sous ADS

#### f) Paramètre de Pente

Comme dans la partie précédente, le calcul du paramètre de pente dépend du nombre de sections. De plus, l'impédance ramenée en entrée étant différente de celle du cas  $\lambda/4$ , le paramètre de pente sera lui aussi différent. Après calcul, on obtient l'expression (II.74) :

$$b_{i\lambda/2} = -\frac{1}{Z_4} \tan^{-1} \left( \sqrt{\frac{1}{M_{eq}}} \right) \left( 1 + \frac{1}{M_{eq}} \right) K_{\lambda/2} \quad (II.74)$$

Avec

$$K_{\lambda/2} = \frac{M_{eq}(M_{12}M_{23}M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1)}{M_{12}M_{23}M_{34}M_{eq} - (M_{23}M_{34} + M_{12}M_{34} + M_{34} + M_{12}M_{23} + M_{12} + 1) + M_{23} \frac{1}{M_{eq}}} \quad (II.75)$$

## 2. Comparaisons des comportements électriques des 2 résonateurs $\lambda/4$ et $\lambda/2$ à 4 sections coaxiales

Le comportement fréquentiel des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à 4 sections coaxiales ayant été détaillés précédemment (Tableau II-4), on peut maintenant comparer leurs comportements et caractéristiques dans différents cas :

- $M_{eq} = 1$
- $M_{eq} \neq 1$
- $M_{ij} = 1$
- $M_{ij} \neq 1$
- Cas particulier liant les équations des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$

Dans les exemples suivants, nous fixons arbitrairement des contraintes dimensionnelles et des contraintes de fonctionnement :

- Le diamètre intérieur maximum du cylindre extérieur est de 50 mm
- Le diamètre de l'âme centrale est de 2 mm
- L'épaisseur des parois des cylindres est fixée à 1 mm
- Le résonateur fonctionne à une fréquence de 1,5 GHz
- Le résonateur est entièrement réalisé en aluminium ( $\sigma = 38 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ )

Dans cette partie, les comparaisons sont présentées de la façon suivante :

- Comparaison des facteurs de qualité pour  $M_{eq} = 1$  et a) une base (section X, Y) constante et b) un volume constant
- Comparaison des facteurs de qualité pour  $M_{ij} = 1$  et a) une base (section X, Y) constante et b) un volume constant
- Comparaison des facteurs de qualité pour une base (section X, Y) constante en fonction de  $M_{eq}$
- Comparaison des facteurs de qualité pour un volume constant en fonction de  $M_{eq}$
- Cas particulier liant les équations des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  (annexe 2)

Les facteurs de qualité sont calculés de 2 manières différentes :

- Le facteur de qualité  $Q_{\text{eigenmode}}$  correspond au facteur de qualité calculé par simulation électromagnétique sur HFSS en mode Eigenmode.
- Le facteur de qualité  $Q_{\text{numérique}}$  correspond au facteur de qualité calculé numériquement sur MATLAB à l'aide de la résolution numérique décrit dans [37]

A. Comparaison des facteurs de qualité à  $M_{eq} = 1$

a) Base (section X, Y) constante

Le premier cas se concentre sur des résonateurs ayant les mêmes contraintes dimensionnelles et pour  $M_{eq\lambda/4} = M_{eq\lambda/2} = 1$ .

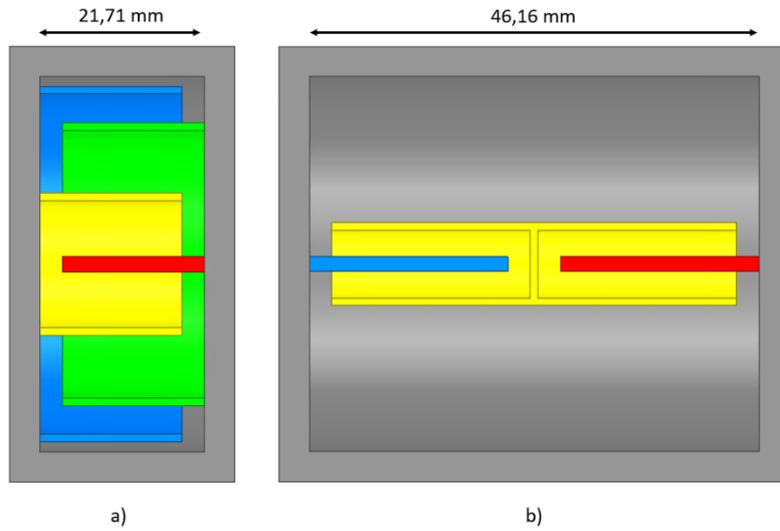


Figure II-11 : Représentation à l'échelle des résonateurs avec les dimensions physiques du tableau II-7 a) en  $\lambda/4$  et b) en  $\lambda/2$

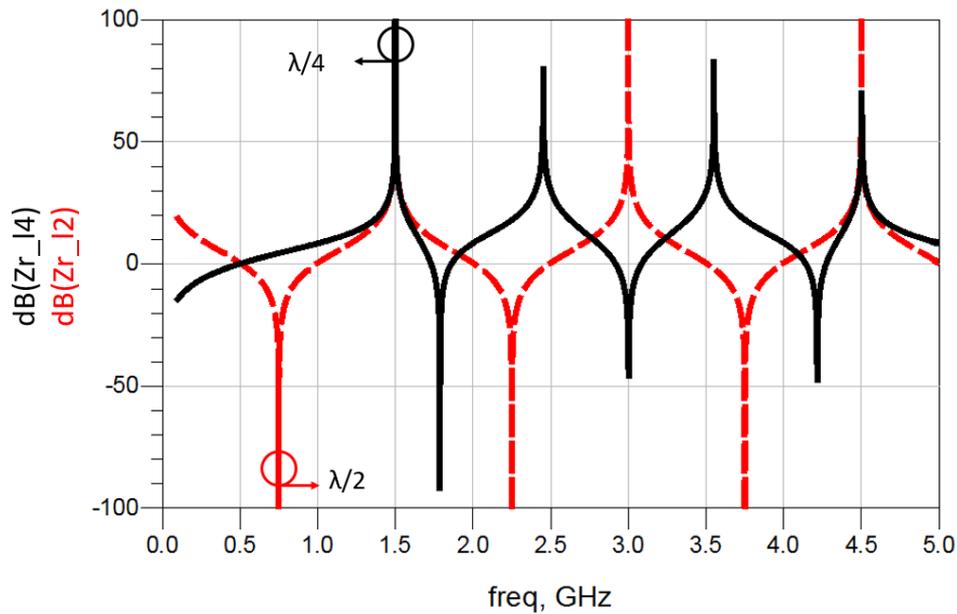


Figure II-12 : Impédances ramenées en entrée, pour les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à  $M_{eq} = 1$

Tableau II-7 - Tableau comparatif des caractéristiques électriques et dimensionnelles des résonateurs pour une base (section X, Y) constante

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$Z_4$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
$\lambda/4$	3,32	11,22	37,92	128,1	0,296	0,296	0,296	1
$\lambda/2$	90,58	90,58	90,58	90,58	1	1	1	

Dimensions physiques								
Résonateurs	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)	$D_4$ (mm)	$d_4$ (mm)
$\lambda/4$	50	47,31	45,31	37,58	35,58	18,91	16,91	2
$\lambda/2$	9,05	2	50	11,05	50	11,05	9,05	2

Valeurs idéales						
Résonateurs	T (mm)	L <sub>eps</sub> (mm)	L <sub>théorique</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)
$\lambda/4$	1	3	25	1,5	2,45	3,55
$\lambda/2$					3	4,5

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	L <sub>électro</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)	Vol (cm <sup>3</sup> )	Q <sub>eigenmode</sub>	Q <sub>numérique</sub>
$\lambda/4$	18,71	1,5	2,7	3,38	36,64	1389	1161
$\lambda/2$	19,58		3,36	4,46	89,18	4089	3068

La Figure II-11 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  dont les caractéristiques sont données dans le Tableau II-7.

Le Tableau II-7 compare les 2 résonateurs dans le cas d'une base (section X, Y) constante ( $D_1 = 50$  mm et  $d_4 = 2$  mm) et de  $M_{eq} = 1$ . Dans ce premier cas, le résonateur  $\lambda/2$  présente un facteur de qualité plus élevé que le résonateur  $\lambda/4$  car son volume RF est plus important.

On observe sur la Figure II-12, une plus grande « pollution » de la bande atténuée des résonateurs  $\lambda/4$  par rapport aux résonateurs  $\lambda/2$ , dans le cas d'un  $M_{eq} = 1$  et plus généralement lorsque le  $M_{eq}$  est identique.

b) *Volume constant*

La seconde partie se concentre sur des résonateurs ayant le même volume RF et pour  $M_{eq\lambda/4} = M_{eq\lambda/2} = 1$ .

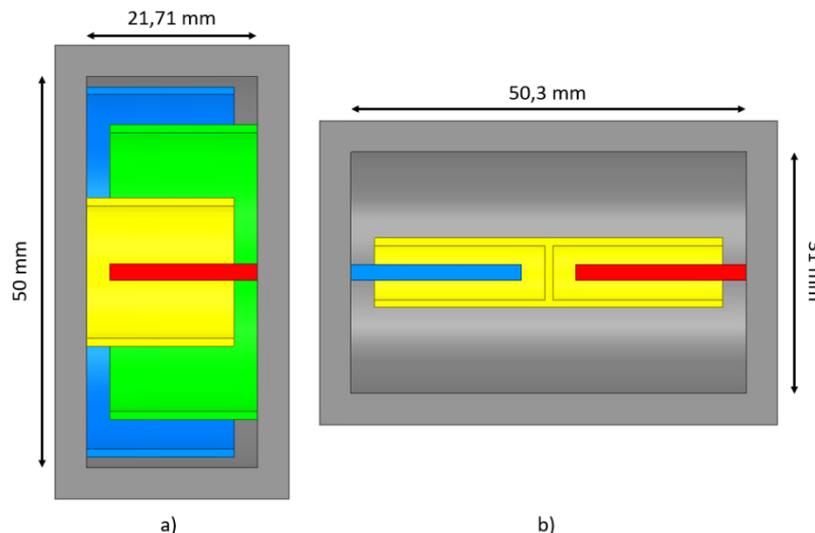


Figure II-13 : Représentation à l'échelle des résonateurs à volume constant avec les dimensions physiques du tableau II-8 a) en  $\lambda/4$  et b) en  $\lambda/2$

Tableau II-8 - Tableau comparatif des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  pour un volume constant

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	Z <sub>1</sub> (Ω)	Z <sub>2</sub> (Ω)	Z <sub>3</sub> (Ω)	Z <sub>4</sub> (Ω)	M <sub>12</sub>	M <sub>23</sub>	M <sub>34</sub>	M <sub>eq</sub>
$\lambda/4$	3,32	11,22	37,92	128,1	0,296	0,296	0,296	1
$\lambda/2$	76,74	76,74	76,74	76,74	1	1	1	1

Dimensions physiques								
Résonateurs	D <sub>1</sub> (mm)	d <sub>1</sub> (mm)	D <sub>2</sub> (mm)	d <sub>2</sub> (mm)	D <sub>3</sub> (mm)	d <sub>3</sub> (mm)	D <sub>4</sub> (mm)	d <sub>4</sub> (mm)
$\lambda/4$	50	47,31	45,31	37,58	35,58	18,91	16,91	2
$\lambda/2$	6,94	2	31	8,94	31	8,94	6,94	2

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	L <sub>électro</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)	Vol (cm <sup>3</sup> )	Q <sub>eigenmode</sub>	Q <sub>numérique</sub>
$\lambda/4$	18,71	1,5	2,7	3,38	36,64	1389	1161
$\lambda/2$	21,65		3,08	4,5	36,68	2035	2250

La Figure II-13 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  décrits dans le Tableau II-8.

Le Tableau II-8 compare les 2 résonateurs dans le cas d'un volume constant pour  $M_{eq} = 1$ . Dans ce cas, le résonateur  $\lambda/2$  présente un facteur de qualité plus élevé que le résonateur  $\lambda/4$  s'expliquant par un facteur de forme plus favorable.

B. Comparaison des facteurs de qualité à  $M_{ij} = 1$

a) Base (section X, Y) constante

Le second cas se concentre sur des résonateurs ayant les mêmes contraintes dimensionnelles et pour  $M_{ij\lambda/4} = M_{ij\lambda/2} = 1$ .

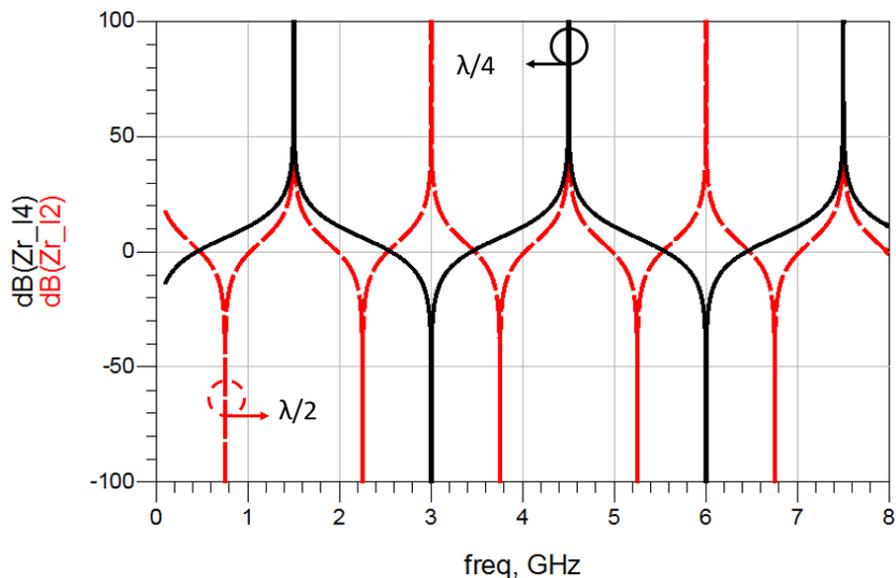


Figure II-14 : Impédances ramenées en entrée, pour les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à  $M_{ij} = 1$

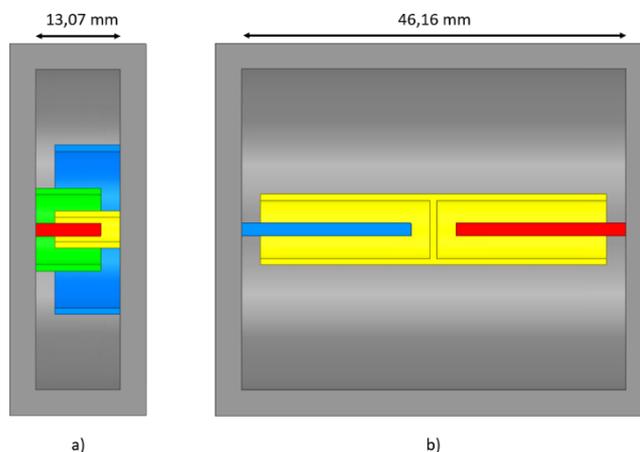


Figure II-15 : Représentation à l'échelle des résonateurs avec les dimensions physiques du tableau II-9 a) en  $\lambda/4$  et b) en  $\lambda/2$

Tableau II-9 : Tableau comparatif des caractéristiques électriques et dimensionnelles des résonateurs pour une base (section X, Y) constante

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	Z <sub>1</sub> (Ω)	Z <sub>2</sub> (Ω)	Z <sub>3</sub> (Ω)	Z <sub>4</sub> (Ω)	M <sub>12</sub>	M <sub>23</sub>	M <sub>34</sub>	M <sub>eq</sub>
λ/4	38,22	38,22	38,22	38,22	1	1	1	5,83
λ/2	90,58	90,58	90,58	90,58				1

Dimensions physiques								
Résonateurs	D <sub>1</sub> (mm)	d <sub>1</sub> (mm)	D <sub>2</sub> (mm)	d <sub>2</sub> (mm)	D <sub>3</sub> (mm)	d <sub>3</sub> (mm)	D <sub>4</sub> (mm)	d <sub>4</sub> (mm)
λ/4	50	26,45	24,45	12,93	10,93	5,78	3,78	2
λ/2	9,05	2	50	11,05	50	11,05	9,05	2

Valeurs idéales						
Résonateurs	T (mm)	L <sub>eps</sub> (mm)	L <sub>théorique</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)
λ/4	1	3	12,5	1,5	4,5	7,5
λ/2			25		3	4,5

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	L <sub>électro</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)	Vol (cm <sup>3</sup> )	Q <sub>eigenmode</sub>	Q <sub>numérique</sub>
λ/4	10,07	1,5	3,77	5,4	24,3	2081	1644
λ/2	19,58		3,36	4,46	89,18	4089	3068

On observe cette fois, sur la Figure II-14, une plus grande « pollution » de la bande atténuée des résonateurs λ/2 par rapport aux résonateurs λ/4, dans le cas de M<sub>ij</sub> = 1 et plus généralement lorsque les M<sub>ij</sub> sont identiques.

La Figure II-15 présente les vues en coupe des résonateurs λ/4 et λ/2 dont les caractéristiques sont données dans le Tableau II-9.

Le Tableau II-9 compare les 2 résonateurs dans le cas d'une base (section X, Y) constante (D<sub>1</sub> = 50 mm et d<sub>4</sub> = 2 mm) et de M<sub>ij</sub> = 1. Dans ce cas, le résonateur λ/2 présente un facteur de qualité 2 fois plus élevé que le résonateur λ/4 car le λ/2 a un volume RF presque 4 fois plus grand que le λ/4.

#### b) Volume constant

La seconde partie est consacrée à des résonateurs ayant le même volume RF et pour M<sub>ijλ/4</sub>=M<sub>ijλ/2</sub>=1.

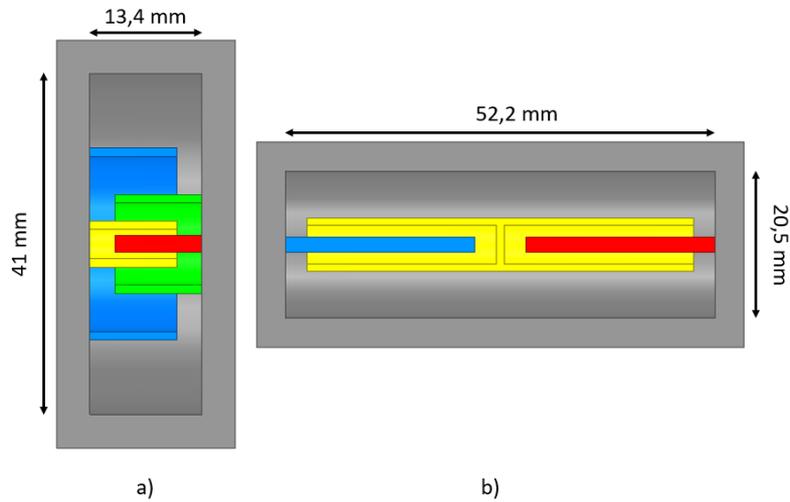


Figure II-16 : Représentation à l'échelle des résonateurs avec les dimensions physiques du tableau II-10 a) en  $\lambda/4$  et b) en  $\lambda/2$

Tableau II-10 : Tableau comparatif des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  pour un volume constant

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$Z_4$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
$\lambda/4$	34,48	34,48	34,48	34,48	1	1	1	5,83
$\lambda/2$	60,49	60,49	60,49	60,49				1

Dimensions physiques								
Résonateurs	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)	$D_4$ (mm)	$d_4$ (mm)
$\lambda/4$	41	23,08	21,08	11,86	9,86	5,55	3,55	2
$\lambda/2$	5,48	2	20,5	7,48	20,5	7,48	5,48	2

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	$L_{\text{électro}}$ (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{h1}$ (GHz)	$F_{h2}$ (GHz)	Vol ( $\text{cm}^3$ )	$Q_{\text{eigenmode}}$	$Q_{\text{numérique}}$
$\lambda/4$	10,4	1,5	3,92	6,05	16,43	1767	1422
$\lambda/2$	22,6		2,96	4,48	16,12	1795	1613

La Figure II-16 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  décrits dans le Tableau II-10.

Le Tableau II-10 compare les 2 résonateurs dans le cas d'un volume constant pour  $M_{ij} = 1$ . Dans ce cas, le résonateur  $\lambda/2$  présente un facteur de qualité légèrement supérieur au résonateur  $\lambda/4$  s'expliquant par un facteur de forme plus favorable et des largeurs de sections coaxiales moins critiques.

C. Evolution du facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  pour une base (section X, Y) constante

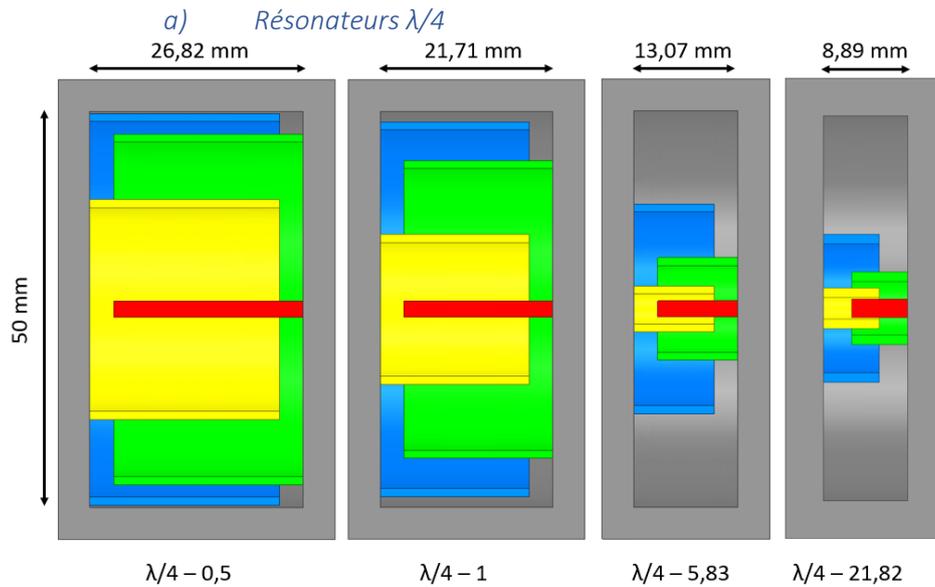


Figure II-17 : Représentation à l'échelle du résonateur  $\lambda/4$  pour différents  $M_{eq}$  et une base (section X, Y) constante

Tableau II-11 - Tableau comparatif de 4 résonateurs  $\lambda/4$  à base (section X, Y) constante

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$Z_4$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
$\lambda/4 - 0,5$	0,69	4,17	25,29	153,25	0,165	0,165	0,165	0,5
$\lambda/4 - 1$	3,32	11,22	37,92	128,1	0,296	0,296	0,296	1
$\lambda/4 - 5,83$	38,22	38,22	38,22	38,22	1	1	1	5,83
$\lambda/4 - 21,82$	69,16	34,58	17,29	8,65	2	2	2	21,82

Dimensions physiques								
Résonateurs	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)	$D_4$ (mm)	$d_4$ (mm)
$\lambda/4 - 0,5$	50	49,43	47,43	44,24	42,24	27,72	25,72	2
$\lambda/4 - 1$		47,31	45,31	37,58	35,58	18,91	16,91	
$\lambda/4 - 5,83$		26,45	24,45	12,93	10,93	5,78	3,78	
$\lambda/4 - 21,82$		15,79	13,79	7,75	5,75	4,31	2,31	

Valeurs idéales						
Résonateurs	T (mm)	$L_{eps}$ (mm)	$L_{théorique}$ (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{h1}$ (GHz)	$F_{h2}$ (GHz)
$\lambda/4 - 0,5$	1	3	30,42	1,5	2,11	2,83
$\lambda/4 - 1$			25		2,45	3,55
$\lambda/4 - 5,83$			12,5		4,5	7,5
$\lambda/4 - 21,82$			6,71		8,29	14,05

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	$L_{électro}$ (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{h1}$ (GHz)	$F_{h2}$ (GHz)	Vol ( $cm^3$ )	$Q_{eigenmode}$	$Q_{numérique}$
$\lambda/4 - 0,5$	23,82	1,5	2,34	3	43,73	388	403
$\lambda/4 - 1$	18,71		2,7	3,38	36,64	1389	1161
$\lambda/4 - 5,83$	10,07		3,77	5,4	24,3	2081	1644
$\lambda/4 - 21,82$	5,89		5,01	7,52	16,98	1516	954

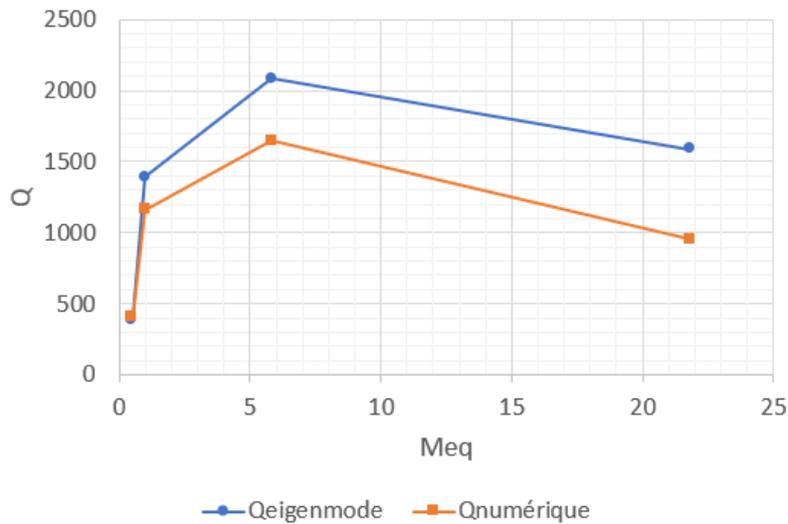


Figure II-18 - Facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  des résonateurs  $\lambda/4$  à base (section X, Y) constante

Dans ce troisième point, on compare le facteur de qualité de chaque type de résonateurs, à base (section X, Y) constante, pour différentes valeurs de  $M_{eq}$ .

La Figure II-17 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/4$  décrits dans le Tableau II-11 pour une base (section X, Y) constante. Selon la valeur du  $M_{eq}$ , les largeurs des sections coaxiales entre les cylindres sont modifiées. Cela est dû aux différents rapports d'impédances  $M_{ij}$ . On peut remarquer que pour des  $M_{eq}$  faibles, les cylindres se rapprochent du diamètre externe  $D_1$  et les largeurs des sections coaxiales sont plus grandes, tandis que pour des  $M_{eq}$  élevés, les largeurs des sections coaxiales sont plus faibles et les cylindres se rapprochent du diamètre  $d_4$  de l'âme centrale.

Le Tableau II-11 compare le facteur de qualité de 4 résonateurs  $\lambda/4$  pour des  $M_{eq}$  différents.

La Figure II-18 présente l'allure du facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  à partir des données du Tableau II-11. La courbe du facteur de qualité calculé en Eigenmode suit le comportement de la courbe du facteur de qualité calculé numériquement. Pour les 2 courbes, le facteur de qualité est élevé pour une valeur de  $M_{eq}$  aux alentours de 5,83. Cette valeur maximale est liée au fait que les  $M_{ij}$  sont tous égaux à 1, se traduisant physiquement par des dimensions de sections coaxiales non critiques. Dans le cas d'un  $M_{eq} = 21,82$ , la largeur de la section coaxiale entre les cylindres  $C_4$  (jaune) et  $C_5$  (rouge) est très faible (écart d'air  $E_4 = 0,29$  mm), ce qui implique un facteur de qualité faible. Dans le cas d'un  $M_{eq} = 0,5$ , la largeur de la section coaxiale entre les cylindres  $C_1$  (gris) et  $C_2$  (bleu) est très faible (écart d'air  $E_4 = 0,17$  mm), ce qui implique également un facteur de qualité faible.

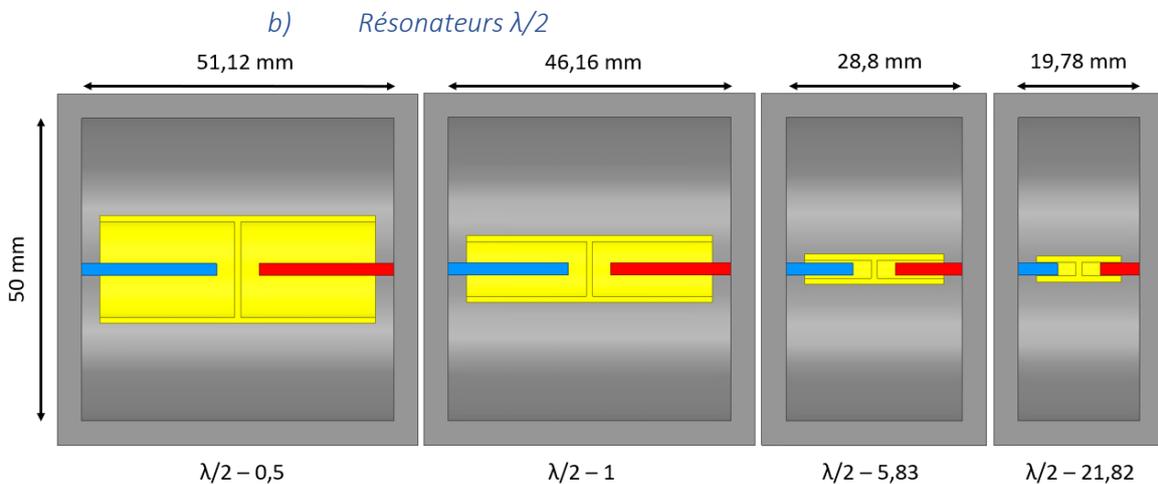


Figure II-19 : Représentation à l'échelle des résonateurs  $\lambda/2$  pour différents  $M_{eq}$  pour une base (section X, Y) constante

Tableau II-12 - Tableau comparatif de 4 résonateurs  $\lambda/2$  à base (section X, Y) constante

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	Z <sub>1</sub> ( $\Omega$ )	Z <sub>2</sub> ( $\Omega$ )	Z <sub>3</sub> ( $\Omega$ )	Z <sub>4</sub> ( $\Omega$ )	M <sub>12</sub>	M <sub>23</sub>	M <sub>34</sub>	M <sub>eq</sub>
$\lambda/2 - 0,5$	123,99	61,99	61,99	123,99	2	1	0,5	0,5
$\lambda/2 - 1$	90,58	90,58	90,58	90,58	1		1	1
$\lambda/2 - 5,83$	23,78	138,49	138,49	23,78	0,172		5,83	5,83
$\lambda/2 - 21,82$	6,79	148,05	148,05	6,79	0,046		21,82	21,82

Dimensions physiques								
Résonateurs	D <sub>1</sub> (mm)	d <sub>1</sub> (mm)	D <sub>2</sub> (mm)	d <sub>2</sub> (mm)	D <sub>3</sub> (mm)	d <sub>3</sub> (mm)	D <sub>4</sub> (mm)	d <sub>4</sub> (mm)
$\lambda/2 - 0,5$	15,79	2	50	17,79	50	17,79	15,79	2
$\lambda/2 - 1$	9,05			11,05		11,05	9,05	
$\lambda/2 - 5,83$	2,97			4,97		4,97	2,97	
$\lambda/2 - 21,82$	2,24			4,24		4,24	2,24	

Valeurs idéales						
Résonateurs	T (mm)	L <sub>eps</sub> (mm)	L <sub>théorique</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)
$\lambda/2 - 0,5$	1	3	30,41	1,5	2,47	3,43
$\lambda/2 - 1$			25		3	4,5
$\lambda/2 - 5,83$			12,5		6	10,5
$\lambda/2 - 21,82$			6,71		11,17	20,84

Simulation électromagnétique							
Résonateurs	L <sub>électro</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)	Vol (cm <sup>3</sup> )	Q <sub>eigenmode</sub>	Q <sub>numérique</sub>
$\lambda/2 - 0,5$	22,06	1,5	2,99	3,62	97,66	4512	3362
$\lambda/2 - 1$	19,58		3,36	4,46	89,18	4089	3068
$\lambda/2 - 5,83$	10,9		5,19	6,2	56,19	2641	1945
$\lambda/2 - 21,82$	6,39		6,13	7,25	38,65	2289	1493

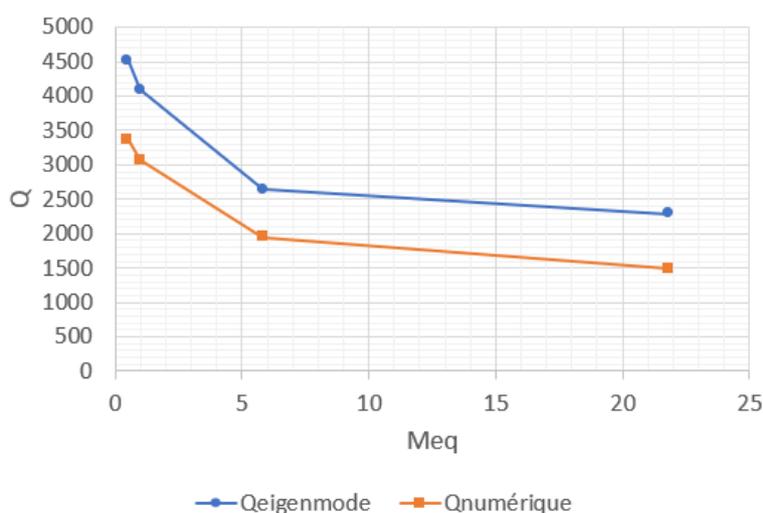


Figure II-20 - Facteur de qualité en fonction du M<sub>eq</sub> des résonateurs  $\lambda/2$  à base (section X, Y) constante

La Figure II-19 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/2$  décrits dans le Tableau II-12. Comme dans le cas des résonateurs  $\lambda/4$ , la valeur de M<sub>eq</sub> a une incidence sur les largeurs des sections coaxiales entre les cylindres des résonateurs.

Le Tableau II-12 compare le facteur de qualité de 4 résonateurs  $\lambda/2$  dans le cas d'une base (section X, Y) constante en fonction de la valeur de  $M_{eq}$ .

La Figure II-20 présente l'allure du facteur de qualité en fonction des  $M_{eq}$  décrits dans le Tableau II-12. Les courbes de facteur de qualité en Eigenmode et calculé numériquement suivent le même comportement. Le facteur de qualité est élevé pour des valeurs de  $M_{eq}$  faible car les dimensions des sections coaxiales ne sont pas critiques.

On peut remarquer par comparaison que pour une base constante, les résonateurs  $\lambda/2$  présentent de meilleurs facteurs de qualité que les résonateurs  $\lambda/4$ , cela est lié à un volume RF plus élevé.

D. Evolution du facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  pour un volume constant

a) Résonateurs  $\lambda/4$

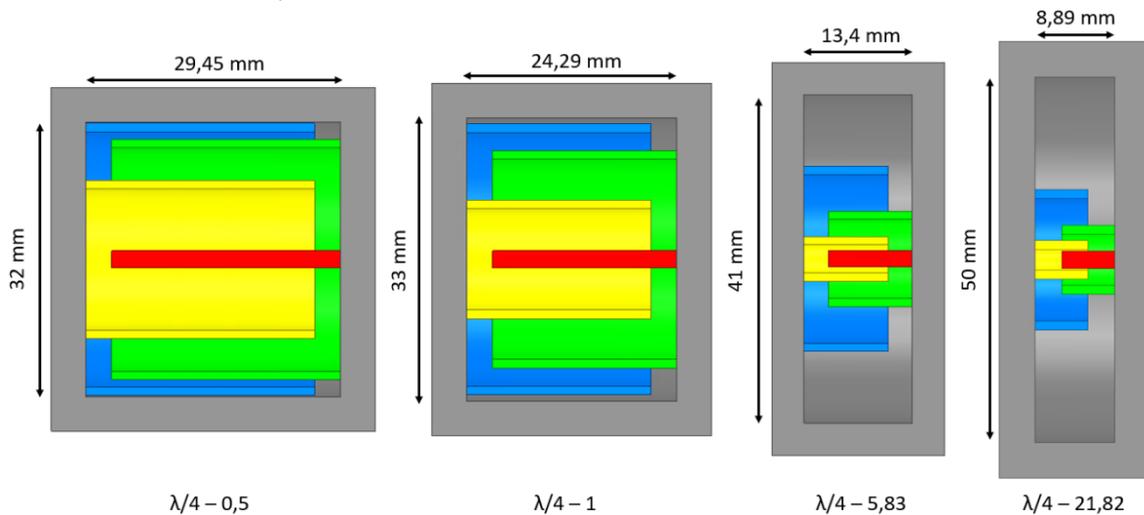


Figure II-21 : Représentation à l'échelle des résonateurs  $\lambda/4$  pour différents  $M_{eq}$  à volume constant

Tableau II-13 - Tableau comparatif de 4 résonateurs  $\lambda/4$  à volume constant

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$Z_4$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
$\lambda/4 - 0,5$	0,57	3,44	20,83	126,27	0,165	0,165	0,165	0,5
$\lambda/4 - 1$	2,76	9,32	31,48	106,35	0,296	0,296	0,296	1
$\lambda/4 - 5,83$	34,48	34,48	34,48	34,48	1	1	1	5,83
$\lambda/4 - 21,82$	69,16	34,58	17,29	8,65	2	2	2	21,82

Dimensions physiques								
Résonateurs	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)	$D_4$ (mm)	$d_4$ (mm)
$\lambda/4 - 0,5$	32	31,7	29,7	28,05	26,05	18,41	16,41	2
$\lambda/4 - 1$	33	31,52	29,52	25,27	23,27	13,77	11,77	
$\lambda/4 - 5,83$	41	23,08	21,08	11,86	9,86	5,55	3,55	
$\lambda/4 - 21,82$	50	15,79	13,79	7,75	5,75	4,31	2,31	

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	L <sub>électro</sub> (mm)	F <sub>0</sub> (GHz)	F <sub>h1</sub> (GHz)	F <sub>h2</sub> (GHz)	Vol (cm <sup>3</sup> )	Q <sub>eigenmode</sub>	Q <sub>numérique</sub>
$\lambda/4 - 0,5$	26,45	1,5	2,21	2,97	17,23	233	215
$\lambda/4 - 1$	21,29		2,58	3,75	16,19	781	681
$\lambda/4 - 5,83$	10,4		3,92	6,05	16,43	1767	1422
$\lambda/4 - 21,82$	5,89		5,01	7,52	16,98	1516	954

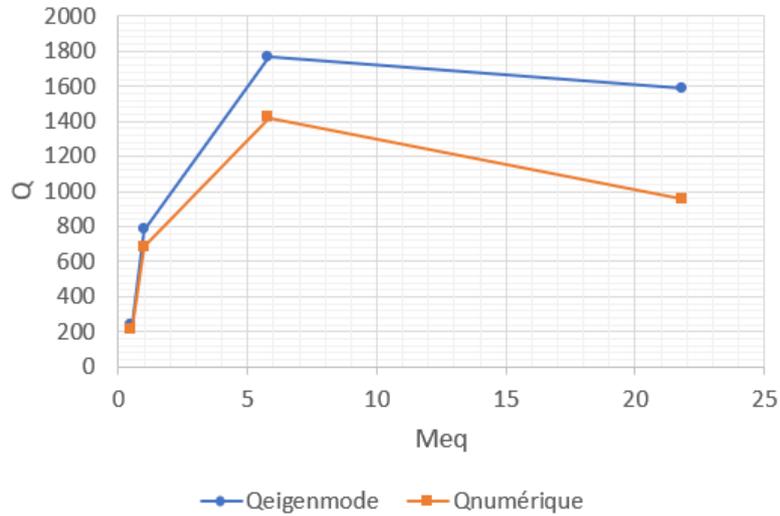


Figure II-22 - Facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  des résonateurs  $\lambda/4$  à volume constant

Dans ce quatrième point, on compare le facteur de qualité de chaque type de résonateurs, à volume constant, pour différentes valeurs de  $M_{eq}$ .

La Figure II-21 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/4$  décrits dans le Tableau II-13.

Le Tableau II-13 compare le facteur de qualité de 4 résonateurs  $\lambda/4$  dans le cas d'un volume constant en fonction de  $M_{eq}$ .

La Figure II-22 présente l'allure du facteur de qualité en fonction des  $M_{eq}$  décrits dans le Tableau II-13. Les courbes de facteur de qualité en Eigenmode et calculé numériquement suivent le même comportement. Le facteur de qualité est élevé pour des valeurs de  $M_{eq}$  aux alentours de 5,83. Comme dans le cas des résonateurs  $\lambda/4$  à base (section X, Y) constante, les dimensions non critiques des sections coaxiales entre les cylindres ont une incidence favorable sur le facteur de qualité Q.

b) Résonateurs  $\lambda/2$

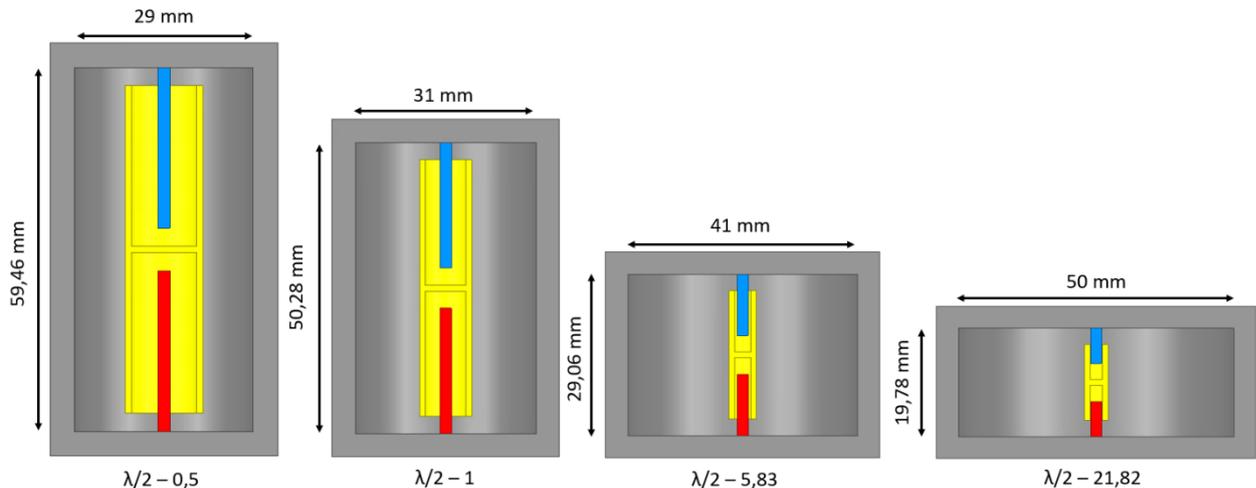


Figure II-23 : Représentation à l'échelle des résonateurs  $\lambda/2$  pour différents  $M_{eq}$  à volume constant

Tableau II-14 - Tableau comparatif de 4 résonateurs  $\lambda/2$  à volume constant

Impédances et rapports d'impédances								
Résonateurs	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$Z_4$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
$\lambda/2 - 0,5$	100,05	50,03	50,03	100,5	2	1	0,5	0,5
$\lambda/2 - 1$	74,62	74,62	74,62	74,62	1		1	1
$\lambda/2 - 5,83$	21,90	127,69	127,69	21,90	0,172		5,83	5,83
$\lambda/2 - 21,82$	6,79	148,05	148,05	6,79	0,046		21,82	21,82

Dimensions physiques								
Résonateurs	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)	$D_4$ (mm)	$d_4$ (mm)
$\lambda/2 - 0,5$	10,6	2	29	12,6	29	12,6	10,6	2
$\lambda/2 - 1$	6,94		31	8,94	31	8,94	6,94	
$\lambda/2 - 5,83$	2,88		41	4,88	41	4,88	2,88	
$\lambda/2 - 21,82$	2,24		50	4,24	50	4,24	2,24	

Simulations électromagnétique et numérique							
Résonateurs	$L_{\text{électro}}$ (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{h1}$ (GHz)	$F_{h2}$ (GHz)	Vol ( $\text{cm}^3$ )	$Q_{\text{eigenmode}}$	$Q_{\text{numérique}}$
$\lambda/2 - 0,5$	26,23	1,5	2,6	3,46	37,08	2529	2262
$\lambda/2 - 1$	21,64		3,08	4,52	36,67	2639	2250
$\lambda/2 - 5,83$	11,03		5,13	6,58	38,01	2352	1781
$\lambda/2 - 21,82$	6,39		6,13	7,25	38,65	2289	1493

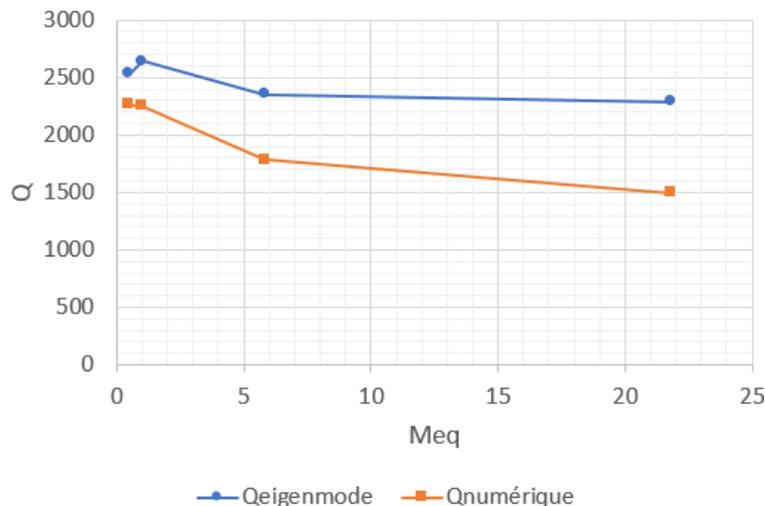


Figure II-24 - Facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$  pour des résonateurs  $\lambda/2$  à volume constant

La Figure II-23 présente les vues en coupe des résonateurs  $\lambda/2$  décrits dans le Tableau II-14.

Le Tableau II-14 compare le facteur de qualité de 4 résonateurs  $\lambda/2$  dans le cas d'un volume constant en fonction de  $M_{eq}$ .

La Figure II-24 présente l'allure du facteur de qualité en fonction de  $M_{eq}$ . Le facteur de qualité est élevé pour des valeurs de  $M_{eq}$  faibles. Comme dans le cas des résonateurs  $\lambda/4$  à base (sections X, Y) constante, le facteur de qualité est dépendant des dimensions non critiques des sections coaxiales entre les cylindres  $C_i$ .

### E. Cas particulier (Annexe 2)

Le dernier cas est directement tiré des équations des  $M_{eq}$  et  $M_{eqz}$  des résonateurs  $\lambda/2$  et  $\lambda/4$  respectivement. Selon certaines conditions, un lien direct peut être établi.

Cette partie est détaillée en Annexe 2.

## 3. Conclusions

Ce chapitre a détaillé la mise en équation ainsi que le comportement électromagnétique des résonateurs à 4 sections en  $\lambda/4$  et en  $\lambda/2$ . Le comportement électromagnétique des résonateurs est maîtrisé et permet de réaliser des résonateurs « sur demande » pouvant répondre à des contraintes volumiques, dimensionnelles et fréquentielles données. Les résonateurs  $\lambda/4$  présentent des facteurs de qualité et un volume RF plus petit mais un comportement fréquentiel différent avec des zéros de transmission et des remontées harmoniques plus éloignées. Quant aux résonateurs  $\lambda/2$ , ils présentent au contraire une bande atténuée plus « polluée » en termes de remontées harmoniques mais des facteurs de qualité et un volume RF plus élevés.

Des filtres à base de résonateurs coaxiaux à sauts d'impédances dans l'air sont présentés dans les chapitres III et IV et s'appuient sur les résultats de ce chapitre. Le chapitre III présente des filtres à base de résonateurs  $\lambda/4$  à couplages directs tandis que le chapitre IV présente des filtres à base de résonateurs  $\lambda/2$  à couplages par proximité.

## 4. Références du chapitre

[34] – Hallet, C. (2022). Étude et réalisation de filtres matriochkas pour des applications spatiales [Thèse de doctorat]. Université de Bretagne Occidentale.

[35] – Aouidad, H. (2014). Étude de filtres hyperfréquences miniatures et performants sur la base de résonateurs coaxiaux [Thèse de doctorat]. Université de Bretagne Occidentale.

[36] – J. Benedicto, E. Rius, A. Bonizec, J-F. Favennec, A. Buitrago Bernal, G. Martin-Guennou, "Quarter-Wavelength and Open-End Half-Wavelength Four-Section Coaxial Stepped Impedance Resonators for Tx Bandpass Filters", in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, soumis en Septembre 2023.

[37] – J. Benedicto, J. -F. Favennec, A. B. Bernal and E. Rius, "Modelization Methodology for the Quality Factor of Quarter-Wavelength n-Section Coaxial Stepped Impedance Resonators," in *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 2, no. 4, pp. 726-737, Oct. 2022, doi: 10.1109/JMW.2022.3204801.



# Chapitre III : Filtres à couplages directs

### III. Chapitre III : Filtrés à couplages directs

Les chapitres précédents ont permis d'introduire le cadre de l'étude et les résonateurs coaxiaux à saut d'impédances à air.

Deux familles topologiques de filtres ont été étudiées au cours de cette thèse. La première famille, développée dans ce chapitre est focalisée sur les filtres couplés de façon directe, à l'aide d'inverseurs d'impédances coaxiaux ou de tiges métalliques. La seconde famille, développée dans le chapitre IV est focalisée sur les filtres couplés par proximité.

On considère que des filtres sont couplés de façon directe lorsque la connexion entre 2 résonateurs se fait par une continuité électrique [38] – [43]. L'utilisation d'inverseurs d'impédances coaxiaux et de tiges métalliques sont étudiées ci-après.

#### 1. Filtrés couplés par inverseurs d'impédances coaxiaux

##### A. Modèle initial

###### a) *Eléments généraux*

Les premiers filtres étudiés sont des filtres d'ordre 4 à base de résonateurs coaxiaux  $\lambda/4$  à 3 sections à sauts d'impédances dans l'air. Ces filtres ont été réalisés à partir des équations de [17]. Le couplage par iris a été remplacé par un couplage par inverseur coaxiaux pour se rapprocher du modèle électrique. Ces filtres doivent permettre de contrôler la bande atténuée. L'étude en puissance de ce type de topologie et sa capacité en termes de bande passante seront étudiées.

Les résonateurs utilisés dans ces modèles de filtres sont des résonateurs  $\lambda/4$  à 2 ou 3 sections (Figure III-1 et Figure III-2). Les équations caractéristiques (rapport d'impédance équivalent  $M_{eq}$ , valeurs élémentaires  $M_{ij}$ , paramètre de pente  $b_i$ ) des résonateurs à 2 et 3 sections ont été données dans le chapitre II (Tableau II-1) et sont rappelées ci-après (Tableau III-1) :

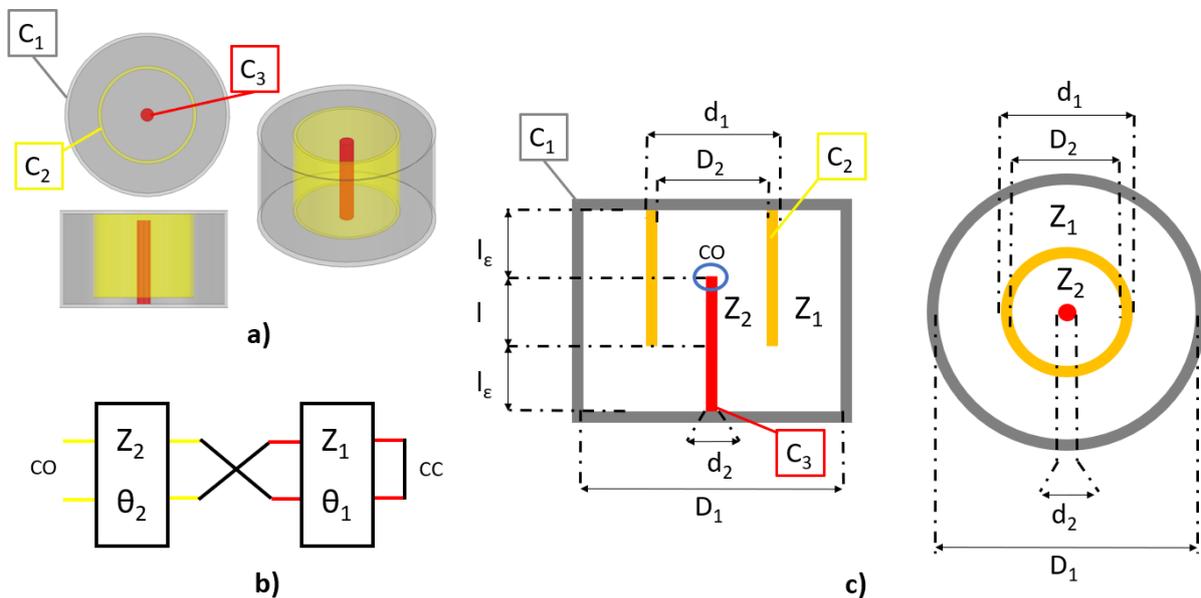


Figure III-1 : a) Représentation 3D d'un résonateur SIR à 2 sections, b) schéma électrique du résonateur SIR à 2 sections, c) vue en coupe d'un résonateur SIR à 2 sections

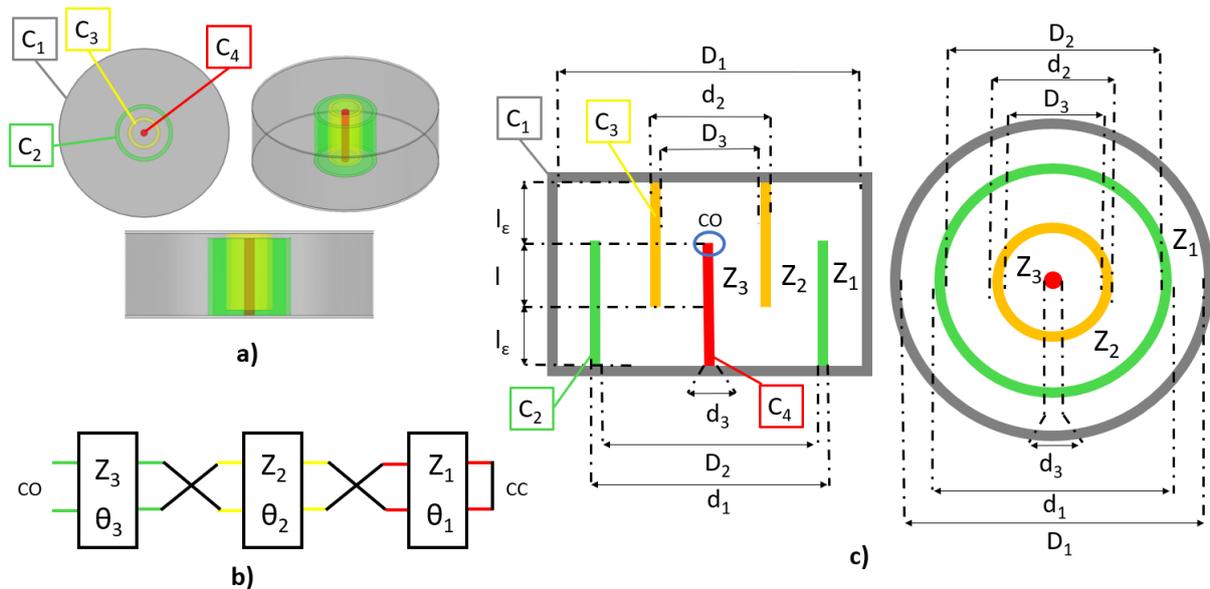


Figure III-2 : a) Représentation 3D d'un résonateur SIR à 3 sections, b) schéma électrique du résonateur SIR à 3 sections, c) vue en coupe d'un résonateur SIR à 3 sections

Tableau III-1 : Équations caractéristiques des résonateurs SIR à 2 et 3 sections

	2 sections	3 sections
<b>Impédances des sections coaxiales <math>Z_i</math> (II.3)</b>	$Z_1, Z_2$	$Z_1, Z_2, Z_3$
<b>Rapports d'impédances <math>M_{ij}</math></b>	$M_{12} = \frac{Z_1}{Z_2}$	$M_{12} = \frac{Z_1}{Z_2}, M_{23} = \frac{Z_2}{Z_3}$
<b>Rapport d'impédances équivalent <math>M_{eq}</math></b>	$M_{12}$	$M_{12} * M_{23} + M_{12} + M_{23}$ (III.1)
<b>Paramètre de pente <math>b_i</math></b>	$\frac{1}{Z_2} M_{eq} \operatorname{atan} \sqrt{\frac{1}{M_{eq} \cos^2 \theta} \frac{1}{(M_{eq}+1)}}$ (III.2)	$-\frac{1}{Z_3} \operatorname{atan} \sqrt{\frac{1}{M_{eq}} \left( \frac{1}{1-\frac{M_{12}}{M_{eq}}} \right)}$ (III.3)

Les inverseurs coaxiaux sont placés entre chaque résonateurs et entre les connecteurs 50  $\Omega$  comme représenté sur la figure III-3.

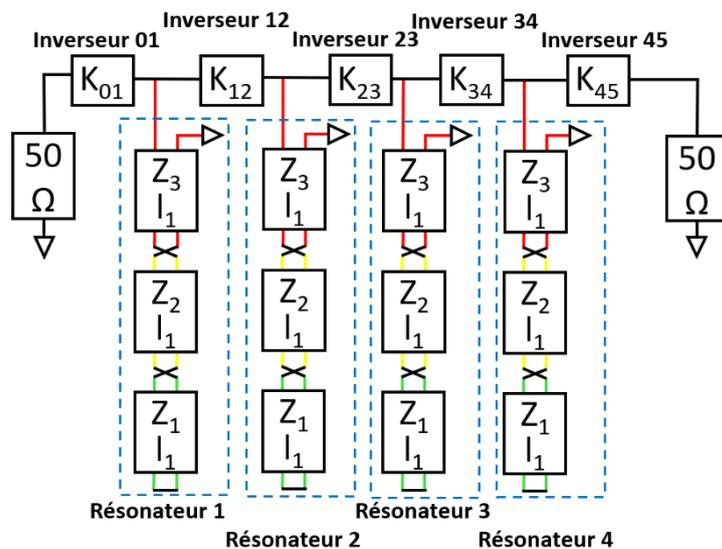


Figure III-3 : Représentation d'un filtre d'ordre 4 à 3 sections avec les différents éléments constitutants

Pour déterminer les impédances des inverseurs coaxiaux, il faut repartir des formules (II.7) et (II.8) :

$$Z_{ij}(\Omega) = \frac{1}{K_{ij}} \quad (\text{III.4})$$

Comme les coefficients de couplage sont dépendant du paramètre de pente  $b_i$ , les impédances des inverseurs coaxiaux le sont aussi. Pour illustrer l'évolution des impédances des inverseurs coaxiaux, différents paramètres ont été fixés :

- Le filtre est considéré d'ordre 4 à 3 sections par résonateur, les paramètres  $g_i$  sont respectivement égaux à  $g_0 = 1, g_1 = 0,7128, g_2 = 1,2003, g_3 = 1,3212, g_4 = 0,6476, g_5 = 1,1007$ .
- Les  $M_{ij}$  sont égaux à 1.

Le Tableau III-2 présente l'évolution des inverseurs d'impédances coaxiaux  $Z_{ij}$  en fonction de la bande passante relative et de l'impédance  $Z_3$ .

Tableau III-2 : Évolution des impédances  $Z_{ij}$  des inverseurs coaxiaux en fonction de  $Z_3$  et de la bande passante relative

Bande passante relative w (%)	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$b_i$	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )
1	10	0,07854	213,02	1177,71	1603,39
	20	0,03927	301,26	2355,42	3206,78
	40	0,01963	426,04	4710,85	6413,56
	80	0,00982	602,52	9421,69	12827,12
5	10	0,07854	95,27	235,54	320,68
	20	0,03927	134,73	471,08	641,36
	40	0,01963	190,53	942,17	1282,71
	80	0,00982	269,45	1884,34	2565,42
15	10	0,07854	55	78,51	106,89
	20	0,03927	77,78	157,03	213,79
	40	0,01963	110	314,06	427,57
	80	0,00982	155,57	628,11	855,14
45	10	0,07854	31,76	26,17	35,63
	20	0,03927	44,91	52,34	71,26
	40	0,01963	63,51	104,69	142,52
	80	0,00982	89,82	209,37	285,05
80	10	0,07854	23,82	14,72	20,04
	20	0,03927	33,68	29,44	40,08
	40	0,01963	47,63	58,89	80,17
	80	0,00982	67,36	117,77	160,34

On remarque que :

- pour des bandes passantes faibles, les impédances des inverseurs sont fortes et augmentent considérablement en fonction de  $Z_3$ .
- Pour des bandes passantes élevées, les impédances des inverseurs sont bien plus faibles et augmentent moins vite en fonction de  $Z_3$ .

Les inverseurs présentent des contraintes physiques très fortes. Plus l'impédance de l'inverseurs est forte, plus les diamètres extérieurs des sections coaxiales seront élevés. Pour une bande passante de 5% et  $Z_3 = 10 \Omega$ , l'impédance de l'inverseur 23  $Z_{23} = 320,68 \Omega$ . Avec le diamètre central  $d_{23}$  du câble coaxial fixé à 2 mm, le diamètre extérieur de l'inverseur est  $D_{23} = 418,96 \text{ mm}$ . Il est alors nécessaire de choisir judicieusement la bande passante et l'impédance  $Z_3$  du filtre à concevoir afin d'obtenir des

dimensions d'inverseurs réalisables. Pour la suite, une limite d'impédance de 160  $\Omega$  est choisie pour des raisons technologiques.

Un cahier des charges est alors proposé pour définir les filtres à concevoir :

Tableau III-3 : Cahier des charges des filtres étudié

Spécifications	Valeur	Unités
Fréquence centrale ( $F_0$ )	1,5	GHz
Bande passante relative	45	%
Tenue en puissance	40	W

Les différentes caractéristiques en fonction de l'ordre du filtre sont données dans le Tableau III-4.

Tableau III-4 : Caractéristiques du filtre en fonction de son ordre

Caractéristiques \ Ordre du filtre	Ordre 4	Ordre 6	
Nombre de résonateurs	4	6	
Fréquence centrale $F_0$ (GHz)	1,5		
Adaptation (dB)	-26		
Bande passante relative $w$ (%)	45		
Paramètres $g_i$	$g_0$	1	1
	$g_1$	0,7128	0,7813
	$g_2$	1,2003	1,36
	$g_3$	1,3212	1,6896
	$g_4$	0,6476	1,535
	$g_5$	1,1007	1,497
	$g_6$	-	0,7098
	$g_7$	-	1,1007
Paramètre de pente $b_i$	Fonction de $M_{eq}$		
Impédances des sections coaxiales $Z_i$	Fonction de $M_{eq}$		

3 filtres seront présentés dans cette 1<sup>ère</sup> partie. Le nom de ces filtres évoluera au fur à mesure des modifications structurelles.

Tableau III-5 : Spécifications des 3 filtres couplés par des inverseurs coaxiaux

	Filtre 1.X	Filtre 2.X	Filtre 3.X
Ordre du filtre	4	4	6
Nombre de sections coaxiales	3	3	2
$M_{ij}$	1	2	2,4 1,7 1
$M_{eq}$	3	8	2,4 1,7 1

Tous les paramètres ou caractéristiques du filtre ayant été définis ou fixés, les filtres peuvent être modélisés sur ADS.

b) *Filtre 1 : modélisation nominale*

Le filtre 1 nominal (**Filtre 1.A.b**) est présenté par un schéma électrique à la figure III-4.

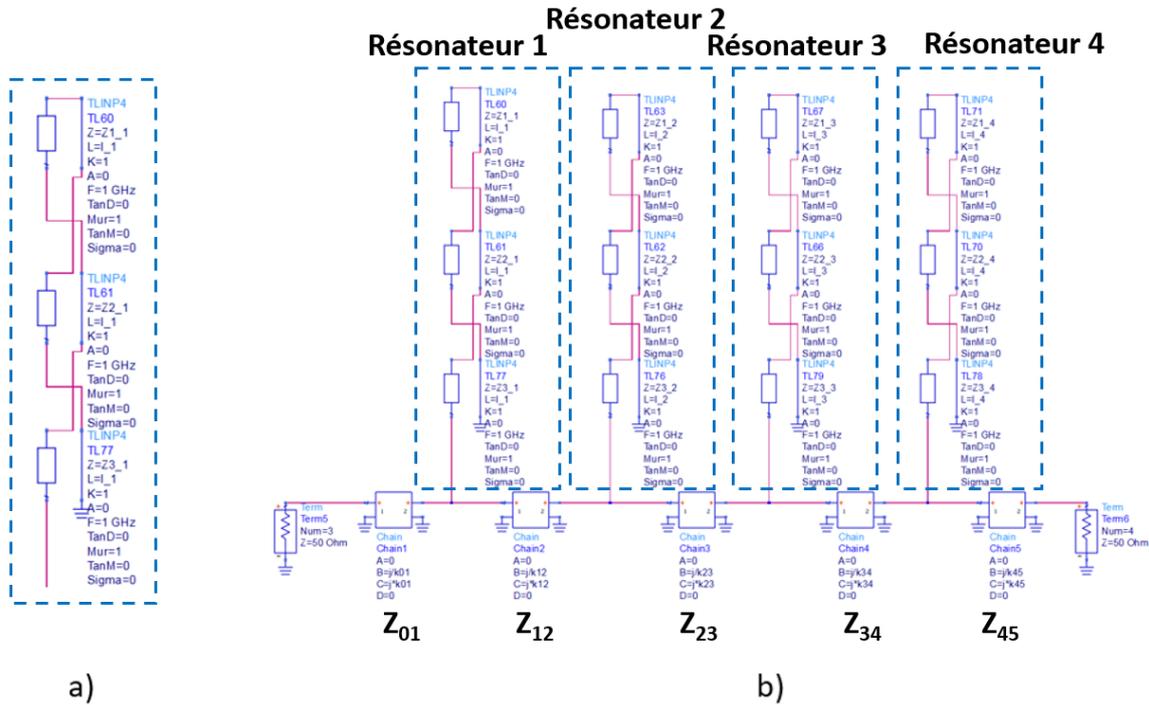


Figure III-4 : Schémas électriques ADS a) du résonateur 3 sections et b) du filtre d'ordre 4

La Figure III-4 présente a) un résonateur unitaire et b) un filtre d'ordre 4. Le résonateur unitaire est constitué de 3 sections coaxiales représentées par les composants idéaux (TLINP) sur ADS. Le filtre est composé de 4 résonateurs unitaires identiques reliés par des matrices ABCD représentant les inverseurs idéaux.

Le Tableau III-6 donne les caractéristiques électriques permettant de simuler le filtre 1.A.b d'ordre 4 sur ADS.

Tableau III-6 : Dimensions électriques du filtre 1.A.b

	$L_{théorique}$ (mm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{eq}$
<b>Filtre 1.A.b</b>	16,67	40	40	40	1	1	3

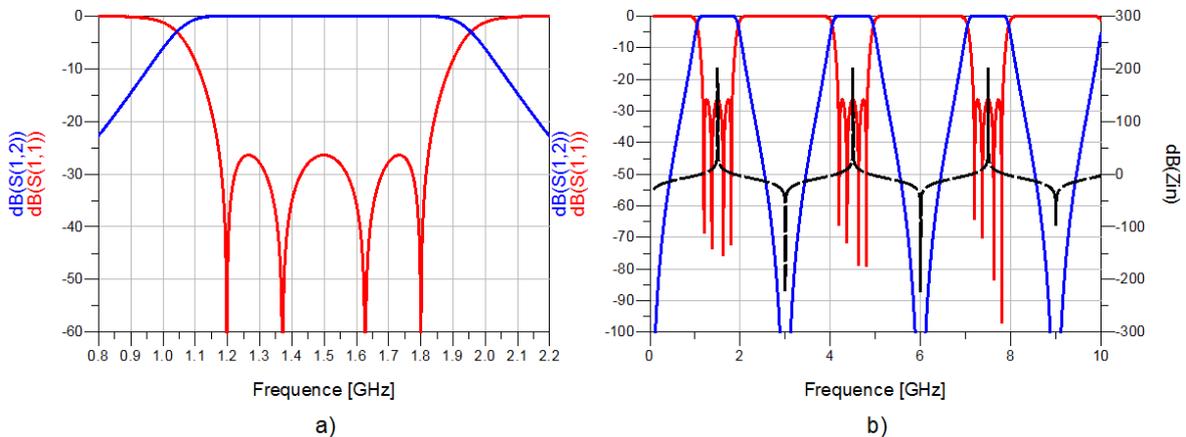


Figure III-5 : Réponses du filtre 1.A.b a) au voisinage de la bande passante et b) sur une bande large

La Figure III-5 a) présente la réponse idéale du filtre 1.A.b au voisinage de la bande passante. La Figure III-5 b) présente la réponse bande large (axe gauche) ainsi que l'impédance ramenée en entrée du résonateur élémentaire (axe droit).

Le filtre suit le comportement de l'impédance ramenée en entrée du résonateur. Lorsque l'impédance est positive, le filtre est en résonance ou sur une harmonique. Pour une impédance négative, le filtre présente un zéro de transmission. On obtient toujours une alternance d'harmoniques et de zéros de transmission.

Le Tableau III-7 donne les premières fréquences des résonateurs du filtre 1.A.b :

Tableau III-7 : Premières fréquences des résonateurs du filtre 1.A.b

	<b>F<sub>0</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>z1</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>sh1</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>z2</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>sh2</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>z3</sub></b> <b>(GHz)</b>
<b>Filtre 1.A.b</b>	1,5	3	4,5	6	7,5	9

Les réponses ADS ne donnent qu'un aperçu des réponses électriques, car les discontinuités ne sont pas prises en compte dans les modèles. Il y aura donc une différence entre les réponses idéales et électromagnétiques, ces dernières étant plus réalistes.

Pour simuler les réponses électromagnétiques du filtre, les caractéristiques électriques idéales des filtres sont transposées en dimensions physiques sur HFSS. Le Tableau III-8 présente les dimensions physiques du filtre 1.A.b, calculées à partir des valeurs électriques du Tableau III-6.

Tableau III-8 : Dimensions physiques du filtre 1.A.b

	<b>L<sub>théorique</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>D<sub>1</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>d<sub>1</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>D<sub>2</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>d<sub>2</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>D<sub>3</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>d<sub>3</sub></b> <b>(mm)</b>
<b>Filtre 1.A.b</b>	16,67	20,54	10,54	9,54	4,90	3,90	2

Pour vérifier la transposition vers les dimensions physiques, un résonateur unitaire est modélisé et simulé en mode propre. Cette méthode de simulation permet de déterminer plusieurs caractéristiques du résonateur dont les valeurs de la fréquence de résonance et celles des harmoniques.

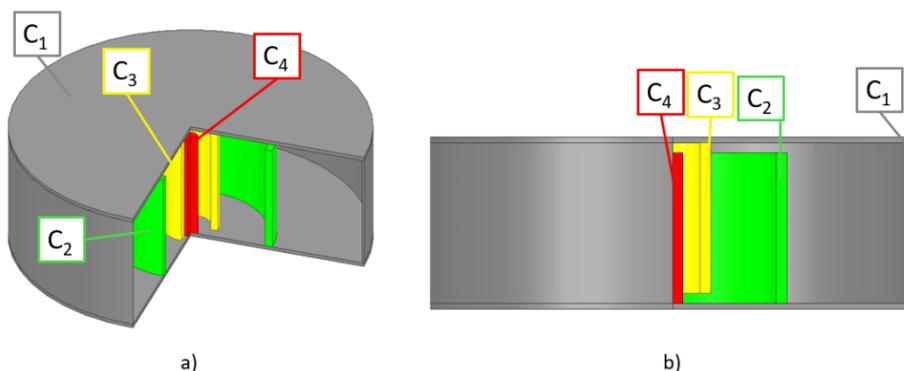


Figure III-6 : Résonateur à 3 sections en coupe a) en vue isométrique et b) en vue de face

La Figure III-6 présente les vues en coupe du résonateur. Les premières fréquences du résonateur obtenues par la simulation Eigenmode sont données dans le Tableau III-9 :

Tableau III-9 : Premières fréquences du résonateur unitaire du filtre 1.A.b par simulation Eigenmode

	<b>L<sub>Eigen</sub></b> <b>(mm)</b>	<b>F<sub>0</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>sh1</sub></b> <b>(GHz)</b>	<b>F<sub>sh2</sub></b> <b>(GHz)</b>
<b>Filtre 1.A.b</b>	15,02	1,5	4,19	7,52

En raison de l'effet des discontinuités, la longueur des résonateurs a été ajustée pour recaler la fréquence fondamentale à 1,5 GHz. Ceci explique la différence de longueur entre les simulations Eigenmode et celles du Tableau III-8. De plus, la différence de valeur entre les premières fréquences de remontées harmoniques et les fréquences théoriques du Tableau III-7 s'explique par la prise en compte des discontinuités et la différence de longueur des résonateurs.

Les résonateurs, une fois réglés, sont connectés entre eux par des inverseurs d'impédances coaxiaux. Ces inverseurs sont matérialisés par des sections coaxiales. Les dimensions des inverseurs d'impédances coaxiaux sont décrites dans le Tableau III-10.

Tableau III-10 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances

	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
Filtre 1.A.b	50	63,51	104,69	142,52	1,27	3,66	7,26	13,66

La Figure III-7 permet de visualiser les filtres ainsi modélisés.

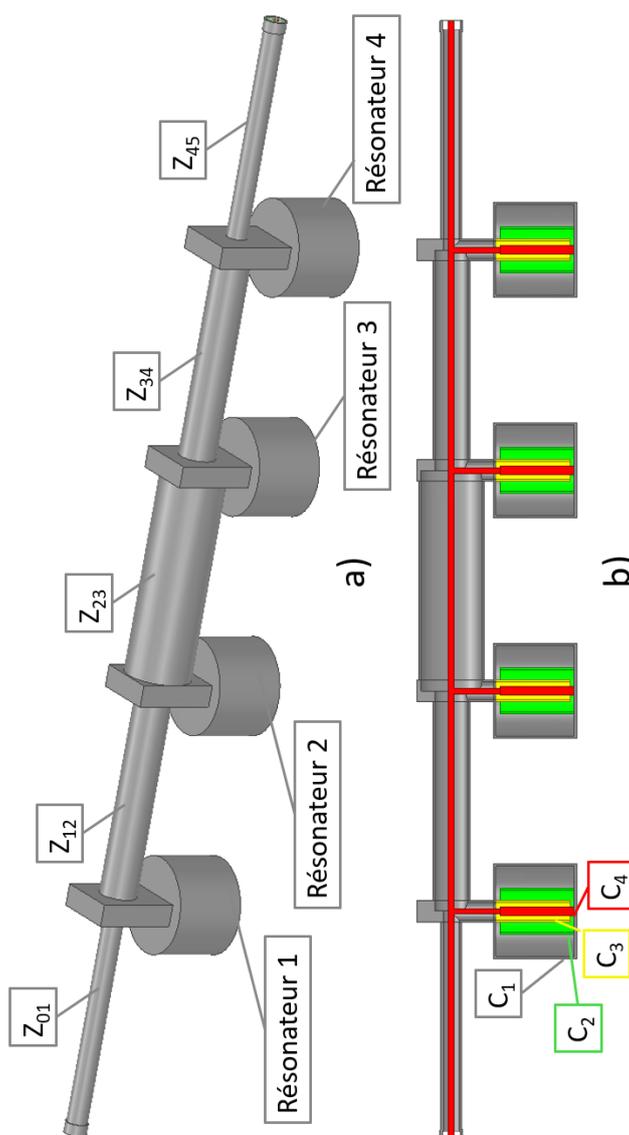


Figure III-7 : Filtre 1.A.b a) en vue isométrique et b) en vue de face coupée

Le simulateur HFSS est configuré pour la fréquence de résonance 1,5 GHz. Le maillage de la structure est donc optimisé pour cette fréquence. Les réponses électromagnétiques initiales des filtres ne sont pas adaptées. Cette non-adaptation est liée aux discontinuités entre deux inverseurs adjacents, aux discontinuités de la connexion de l'âme centrale  $C_4$  des résonateurs avec le conducteur des inverseurs

et par les discontinuités liées à l'imbrication des sections coaxiales du fait de l'effet SIR. Il est nécessaire de retoucher la longueur des résonateurs ainsi que les impédances caractéristiques et les longueurs des inverseurs coaxiaux (Tableau III-11). Le réglage final du filtre se fait à l'aide de l'outil de réglage CST Filter Designer 3D, décrit en annexe 3.

Tableau III-11 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs, longueur des résonateurs après ajustement

Dimensions électriques et physiques des inverseurs après ajustement								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 1.A.b</b>	50	50,51	57,69	67,52	1,27	2,95	3,32	3,91

Longueur des résonateurs après ajustement		
		$L_{physique}$ (mm)
<b>Filtre 1.A.b</b>	Résonateurs 1 et 4	12,97
	Résonateurs 2 et 3	13,14

Les réponses adaptées du filtre 1.A.b au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées respectivement sur les Figure III-8 et Figure III-9.

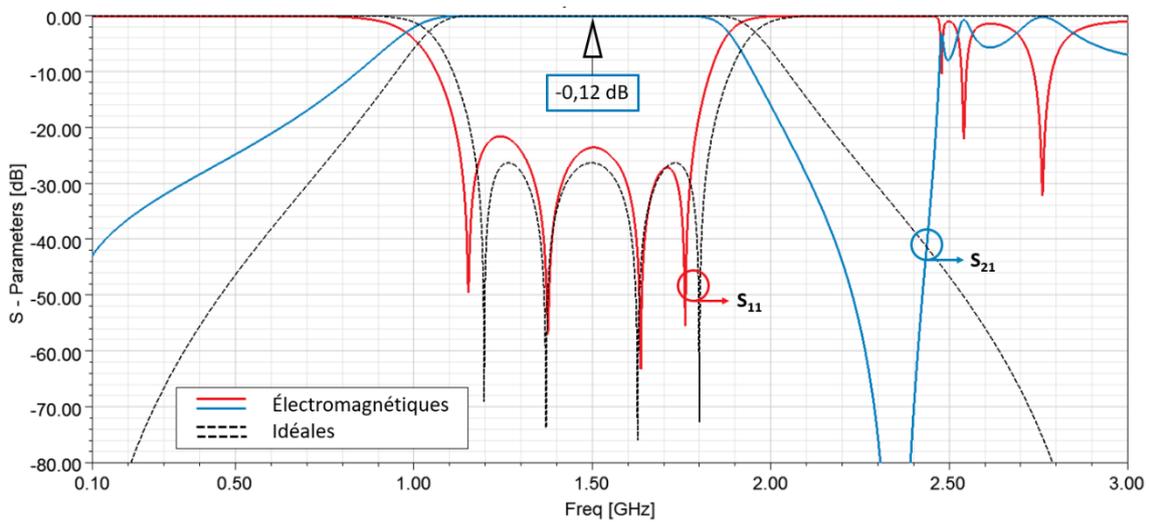


Figure III-8 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.A.b au voisinage de la bande passante

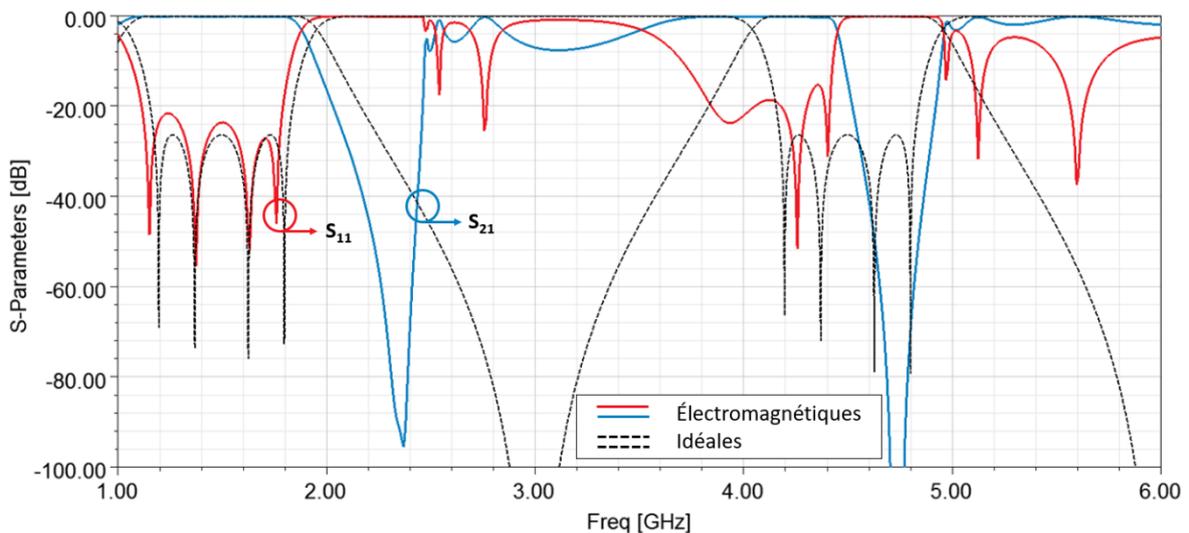


Figure III-9 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.A.b sur une bande large

La réponse électromagnétique au voisinage de la bande passante (Figure III-8) est en adéquation avec la réponse idéale. La réponse électromagnétique permet d'obtenir les pertes d'insertions (0,12 dB). Une remontée harmonique à 2,54 GHz apparaît cependant.

En bande large (Figure III-9), des différences significatives apparaissent. La non-maitrise de la réponse atténuée et en particulier la première remontée harmonique à 2,54 GHz s'explique par les nombreux effets de discontinuités. Ils sont liés à la longueur de couplage  $L_{eps}$  (dans le résonateur lui-même), aux effets de bout inductifs et capacitifs dans les résonateurs et aux jonctions en T entre résonateurs et inverseurs.

La puissance du filtre 1.A.b est simulée sur le logiciel Spark3D. Le filtre est supposé en aluminium, la courbe TEEY de l'aluminium est donc utilisée pour les simulations de tenue en puissance. En exportant les champs électromagnétiques du filtre à la fréquence  $F_0$  simulés sur HFSS, il est possible de connaître la puissance tenue par le filtre.

Après simulation en puissance, le filtre 1.A.b supporte 22,6 W. En regardant les animations de déclenchement à une puissance supérieure à la puissance maximale (23,2 W), la zone de déclenchement multipactor est visible. Cette zone de fragilité est identifiée au niveau des accès du filtre représentée sur les Figure III-10 et Figure III-11.

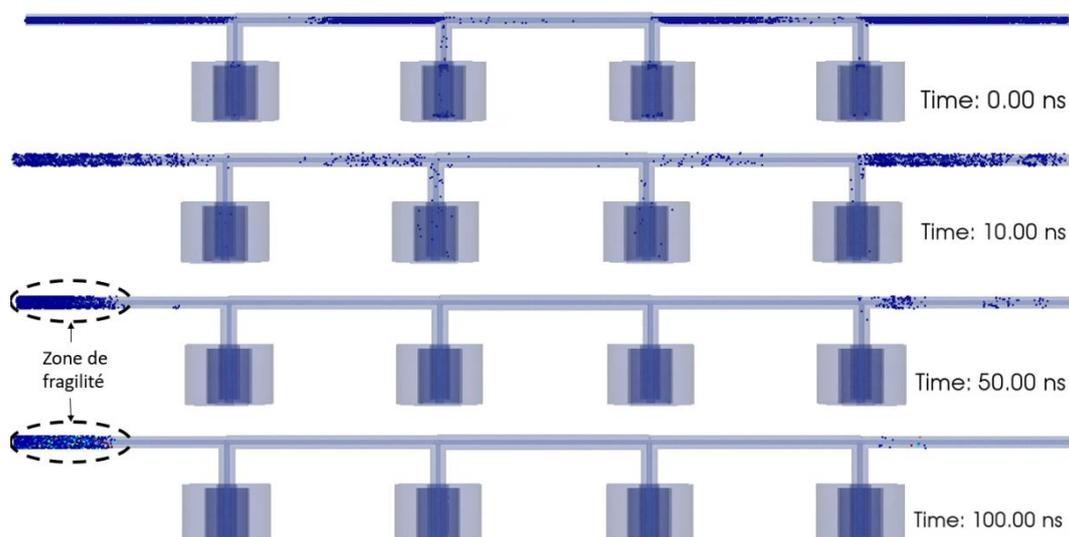


Figure III-10 : Zone de déclenchement de l'effet multipactor dans le filtre 1.A.b

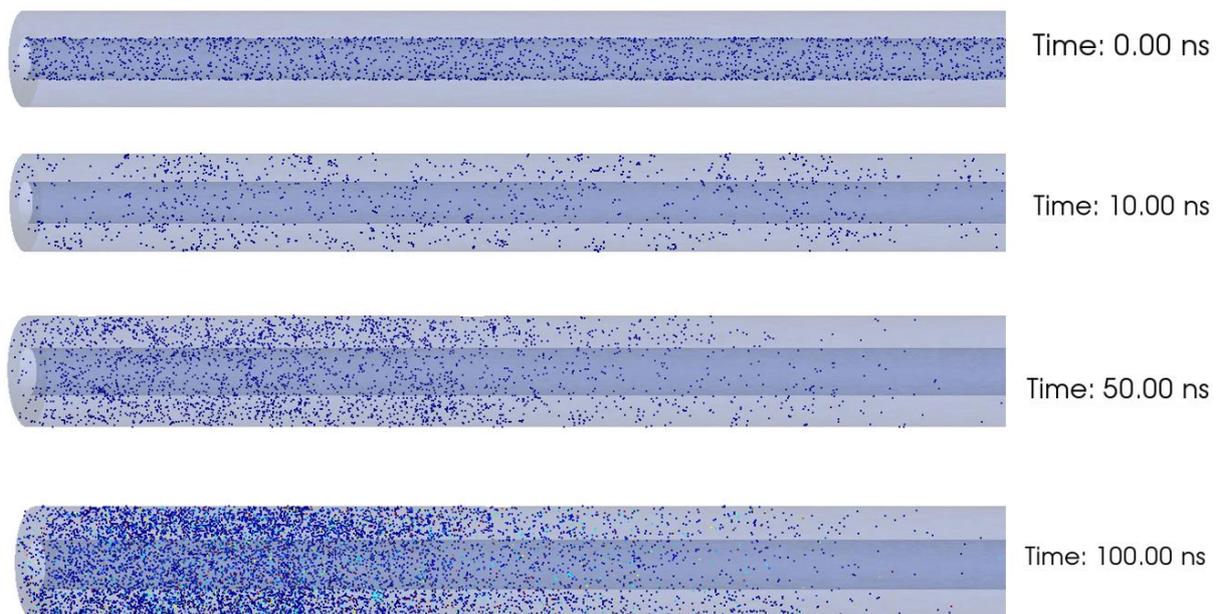


Figure III-11 : Zoom sur la zone de déclenchement de l'effet multipactor dans l'inverseur d'entrée du filtre 1.A.b

Le déclenchement est lié à l'écart entre l'âme centrale et la masse de la section coaxiale. Le gap est faible (0,83 mm), et favorise donc à ce niveau une avalanche d'électrons.

c) *Filtre 2 : modélisation nominale*

Le filtre 2 nominal (**Filtre 2.A.c**) est simulé électriquement de la même manière que le filtre 1.A.b sur ADS avec les valeurs du Tableau III-12.

Tableau III-12 : Dimensions électriques du filtre 2.A.c

	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{\text{eq}}$
<b>Filtre 2.A.c</b>	10,82	80	40	20	2	2	8

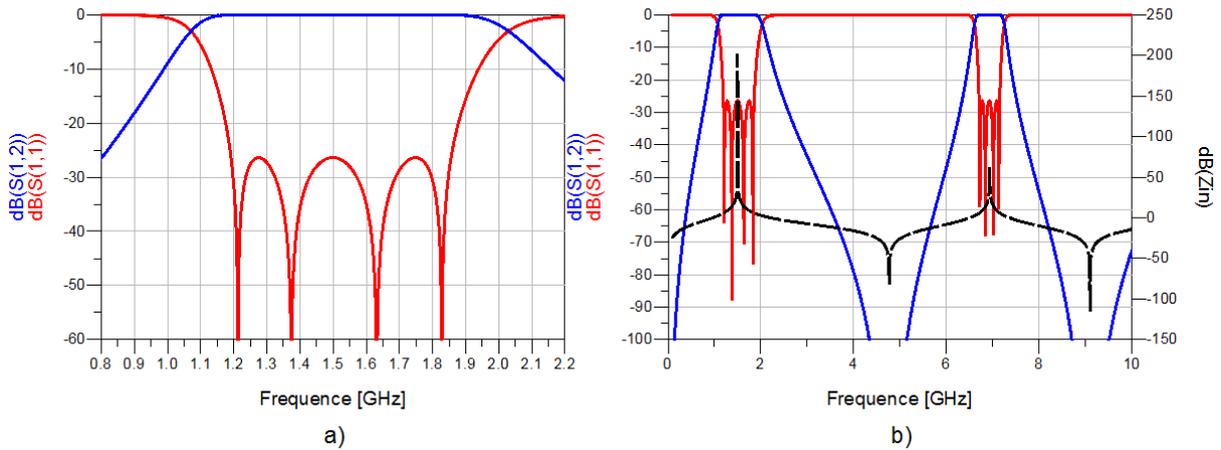


Figure III-12 : Réponses du filtre 2.A.c a) au voisinage de la bande passante et b) sur une bande large

La Figure III-12 a) présente la réponse idéale du filtre 2.A.c au voisinage de la bande passante. La Figure III-12 b) présente la réponse sur une bande large (axe gauche) ainsi que l'impédance ramenée en entrée du résonateur élémentaire (axe droit).

Le filtre 2.A.c présente moins de remontées harmoniques que le filtre 1.A.b. Le placement du premier zéro de transmission est décalé vers les hautes fréquences et à une fréquence plus haute que le 1<sup>er</sup> zéro du filtre 1.A.b. Ces 2 caractéristiques serviront de références lors de la comparaison des comportements de ces 2 filtres.

Le Tableau III-13 donne les premières fréquences des résonateurs du filtre 2.A.c :

Tableau III-13 : Premières fréquences des résonateurs du filtre 2.A.c

	$F_0$ (GHz)	$F_{z1}$ (GHz)	$F_{sh1}$ (GHz)	$F_{z2}$ (GHz)	$F_{sh2}$ (GHz)	$F_{z3}$ (GHz)
<b>Filtre 2.A.c</b>	1,5	4,77	6,93	9,1	12,37	13,87

Pour simuler les réponses électromagnétiques du filtre, les caractéristiques électriques idéales des filtres sont transposées en dimensions physiques sur HFSS. Le Tableau III-14 présente les dimensions physiques du filtre 2.A.c, calculées à partir des valeurs électriques du Tableau III-12.

Tableau III-14 : Dimensions physiques du filtre 2.A.c

	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)
<b>Filtre 2.A.c</b>	10,82	42,99	11,33	9,33	4,79	2,79	2

Une simulation en mode propre est également réalisée pour connaître les premières fréquences des résonateurs. Celles-ci sont données dans le Tableau III-15 :

Tableau III-15 : Premières fréquences du résonateur unitaire du filtre 2.A.c par simulation Eigenmode

	$L_{\text{Eigen}}$ (mm)	$F_0$ (GHz)	$F_{\text{sh1}}$ (GHz)	$F_{\text{sh2}}$ (GHz)
<b>Filtre 2.A.c</b>	8,86	1,5	5,1	9,15

Les résonateurs, une fois réglés, sont connectés entre eux par des inverseurs d'impédances coaxiaux. Ces inverseurs sont matérialisés par des sections coaxiales. Les dimensions des inverseurs d'impédances coaxiaux sont décrites dans le Tableau III-16.

Tableau III-16 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances

	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 2.A.c</b>	50	59,13	90,73	123,52	1,27	3,4	5,76	9,94

Le filtre 2.A.c est simulé avec les mêmes paramètres de simulation que le filtre 1.A.b. La modélisation du filtre 2 après ajustement des inverseurs et des résonateurs (Tableau III-17) est présentée à la Figure III-13.

Tableau III-17 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs, longueur des résonateurs après ajustement

<b>Dimensions électriques et physiques des inverseurs après ajustement</b>								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 2.A.c</b>	50	46,13	48,73	56,52	1,27	2,74	2,86	3,26

<b>Longueur des résonateurs après ajustement</b>		
		$L_{\text{physique}}$ (mm)
<b>Filtre 2.A.c</b>	Résonateurs 1 et 4	7,82
	Résonateurs 2 et 3	

Ces réponses adaptées au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées respectivement sur les Figure III-14 et Figure III-15.

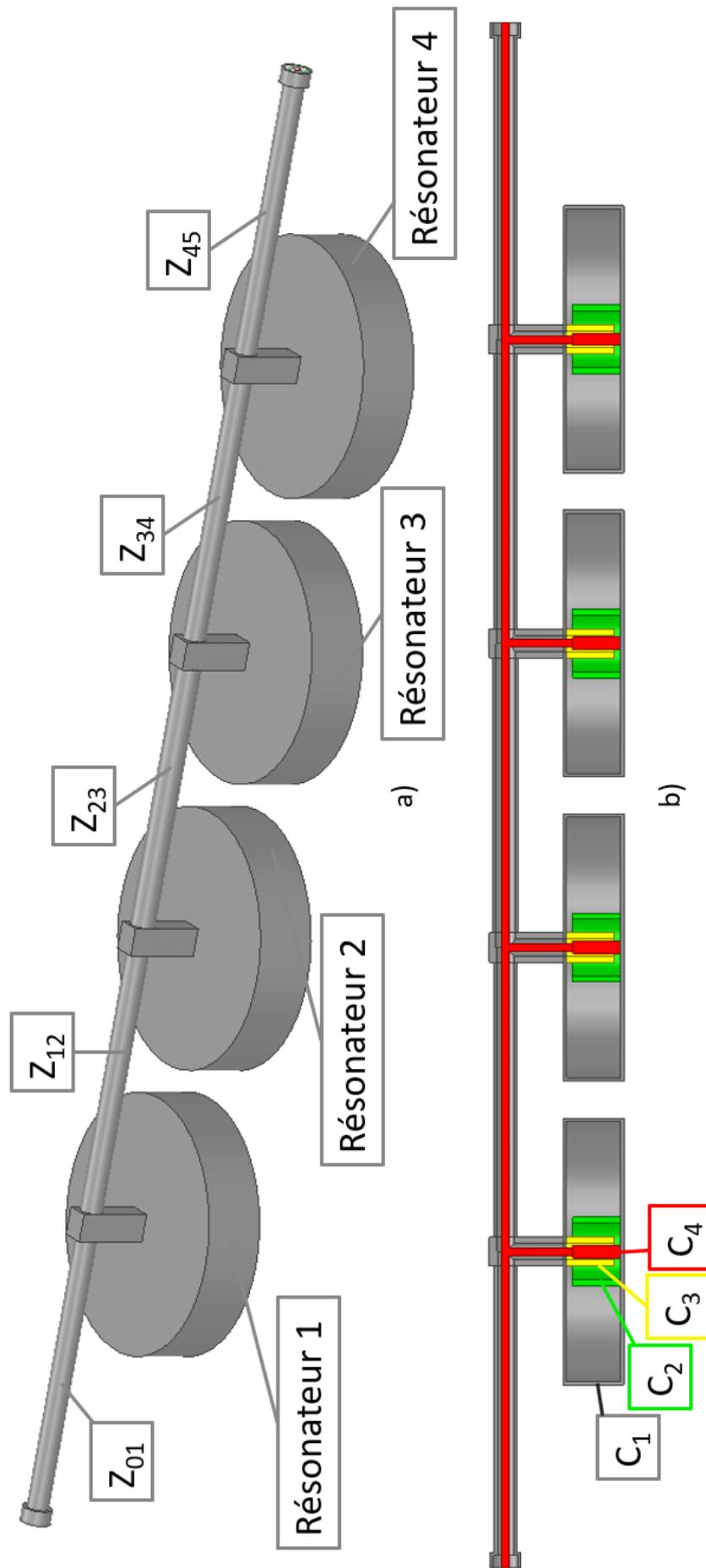


Figure III-13 : Filtre 2.A.c après ajustement des inverseurs et résonateurs a) en vue isométrique, b) en vue en coupe

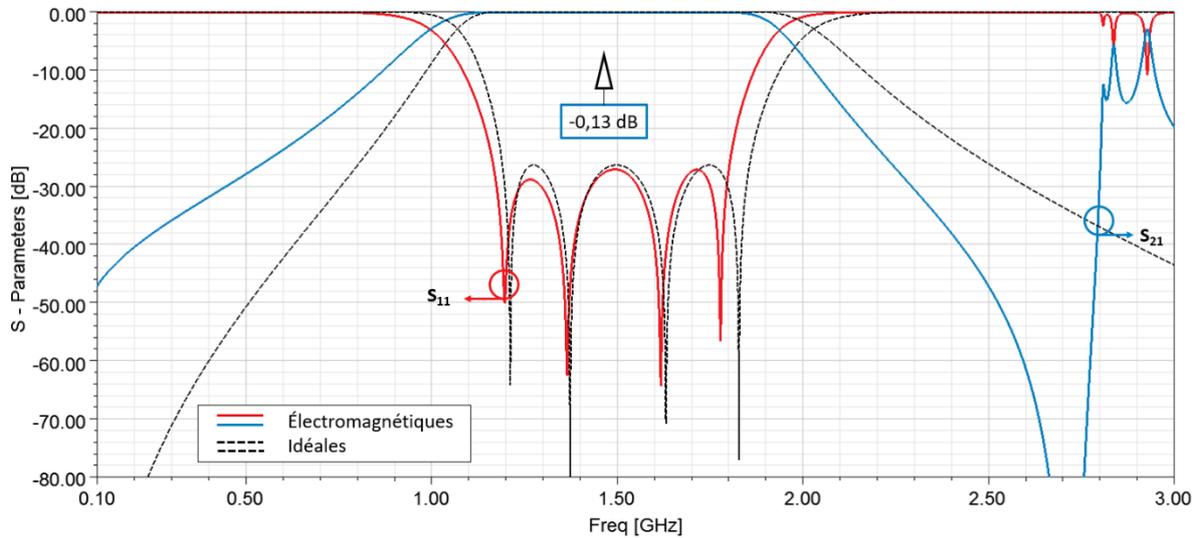


Figure III-14 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 2.A.c classique au voisinage de la bande passante

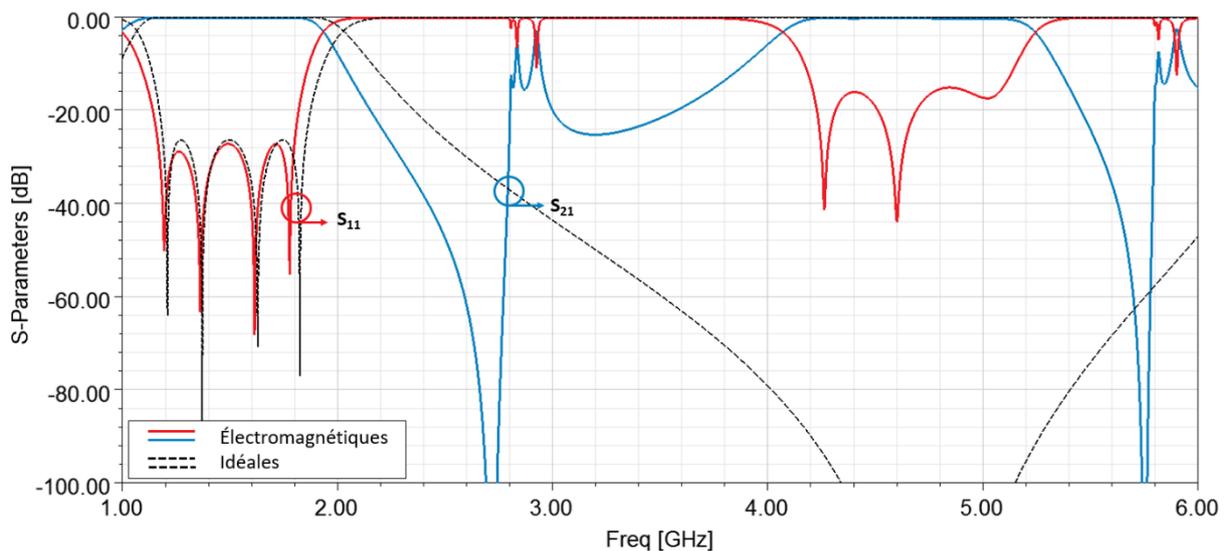


Figure III-15 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 2.A.c sur une bande large

Au voisinage de la bande passante (Figure III-14), les réponses électromagnétiques et idéales concordent. Comme pour le filtre 1.A.b, les pertes d'insertions sont indiquées dans le cas de la réponse électromagnétique (0,13 dB). Une remontée harmonique est également identifiée à 2,85 GHz.

En bande large (Figure III-15), des différences significatives apparaissent de la même manière que pour le filtre 1.A.b. La non-maitrise de la bande atténuée s'explique par les mêmes effets de discontinuités que le filtre 1.A.b.

Après simulation sur Spark3D, le filtre 2.A.c supporte une puissance maximale de 10,5 W. En observant les animations de déclenchement à une puissance de 11,2 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur les figure III-16 et figure III-17, au niveau du résonateur 2. Le déclenchement se produit dans ce résonateur car le gap d'air entre les cylindres  $C_3$  et  $C_4$  est très faible (0,4 mm).

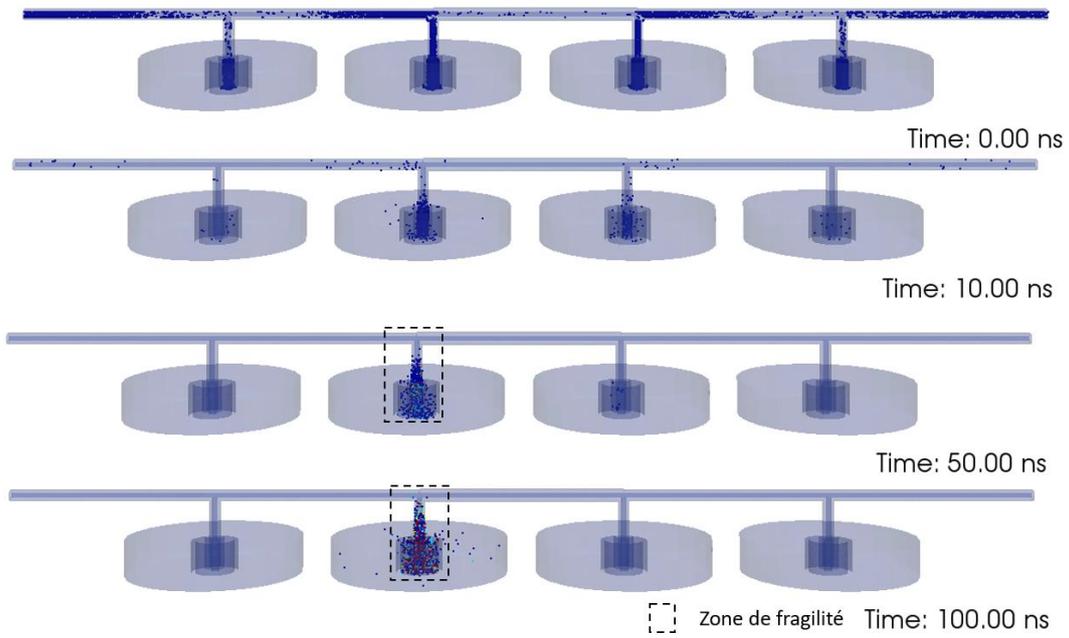


Figure III-16 : Zone de fragilité du filtre 2.A.c

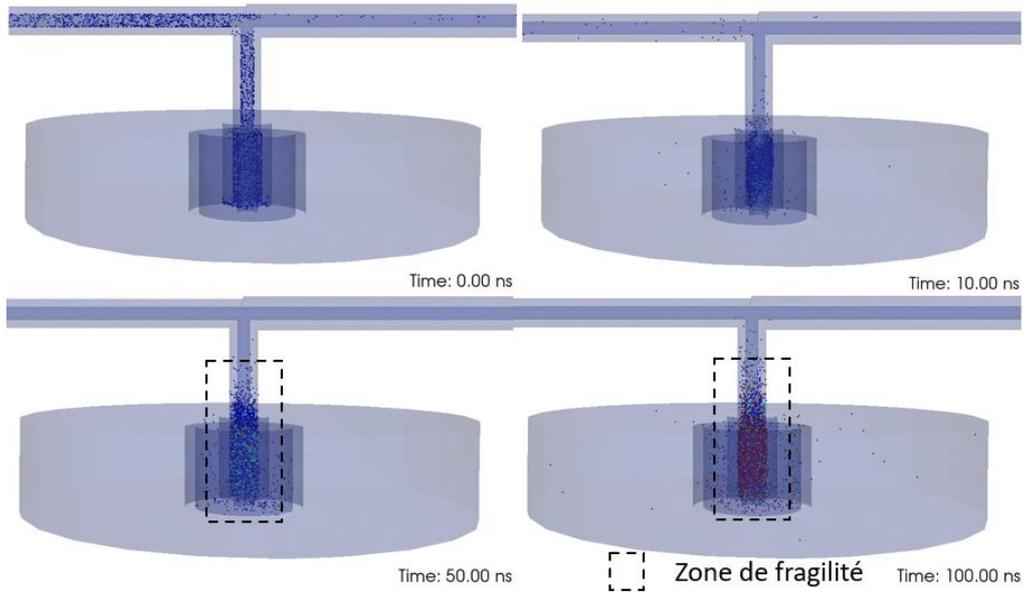


Figure III-17 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 2.A.c

La Figure III-18 et la Figure III-19 comparent les réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante et sur une bande large des filtres 1.A.b et 2.A.c.

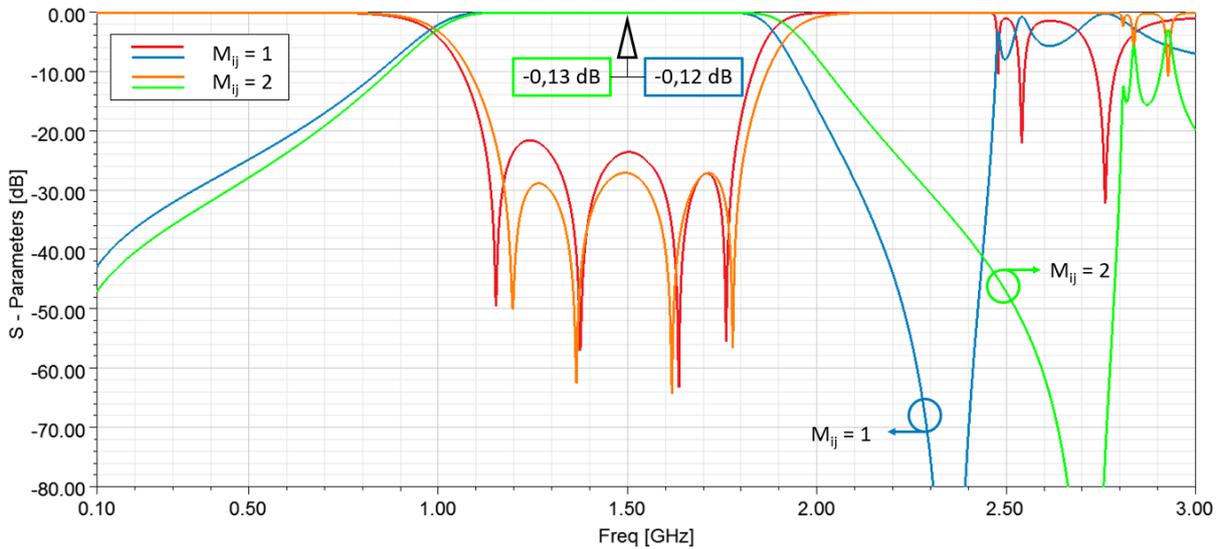


Figure III-18 : Comparaison des réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante du filtre 1.A.b (Rouge et Bleu) et du filtre 2.A.c (Orange et Vert)

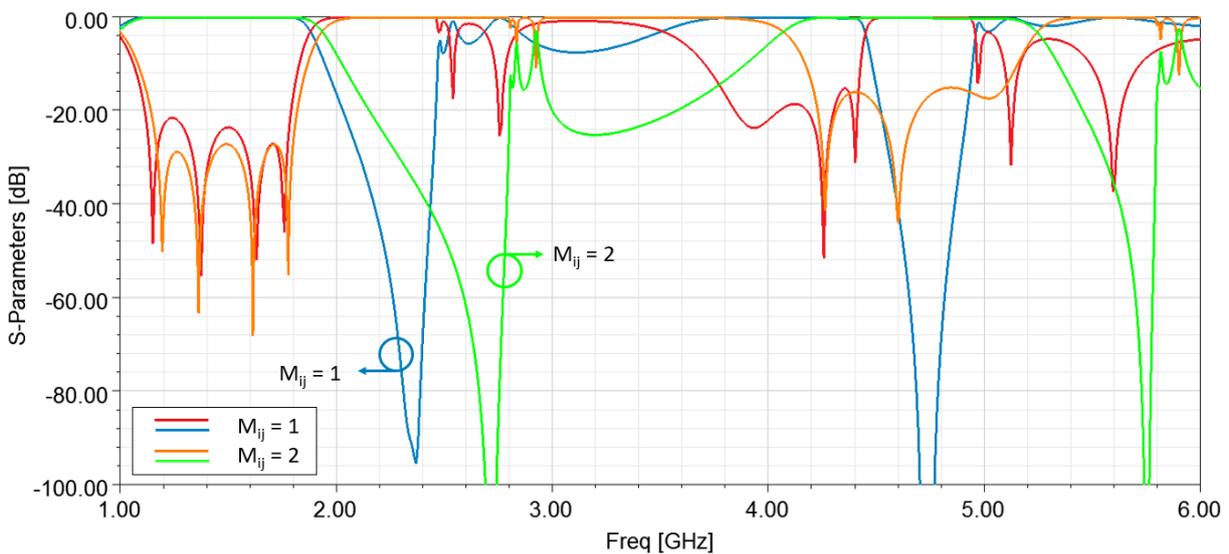


Figure III-19 : Comparaison des réponses électromagnétiques sur une bande large du filtre 1.A.b (Rouge et Bleu) et du filtre 2.A.c (Orange et Vert)

Au voisinage de la bande passante (Figure III-18), les réponses électromagnétiques coïncident. Le filtre 1.A.b présente le même niveau de pertes d'insertions que le filtre 2.A.c (0,12 dB contre 0,13 dB). La première remontée harmonique identifiée se trouve à une fréquence plus haute pour le filtre 2.A.c que pour le filtre 1.A.b (2,85 GHz contre 2,6 GHz).

En bande large (Figure III-19), on constate que les 2 filtres comportent des remontées parasites, cependant le choix de  $M_{eq}$  modifie bien la localisation du zéro de transmission et des 1ères harmoniques.

La différence de longueur théorique et physique des résonateurs s'explique par la prise en compte des discontinuités et les jonctions avec les inverseurs d'impédance.

Pour les inverseurs coaxiaux, la différence de leurs impédances est trop grande avec la synthèse théorique.

#### d) Filtre 3 : modélisation nominale

Le filtre 3 nominal (**Filtre 3.A.d**) associe des  $M_{eq}$  différents permet théoriquement de désynchroniser les remontées harmoniques. Cette association permet de réaliser un filtre avec une bande atténuée maîtrisée.

Le Tableau III-18 présente les dimensions électriques et physiques des résonateurs et des inverseurs d'impédances du filtre 3.A.d.

Tableau III-18 : Dimensions électriques des résonateurs du filtre 3.A.d

Dimensions électriques				
	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$M_{12} = M_{\text{eq}}$
Résonateurs 1 et 6	18,25	65	27,08	2,4
Résonateurs 2 et 5	20,83	65	38,24	1,7
Résonateurs 3 et 4	25	65	65	1

Dimensions physiques					
	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	18,25	48	16,25	14,25	9,07
Résonateurs 2 et 5	20,83				7,53
Résonateurs 3 et 4	25				4,82

Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances										
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$Z_{34}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)	$D_{34}$ (mm)
Filtre 3.A.d	50	64	120	234	295	1,27	3,69	9,44	62,94	175,91

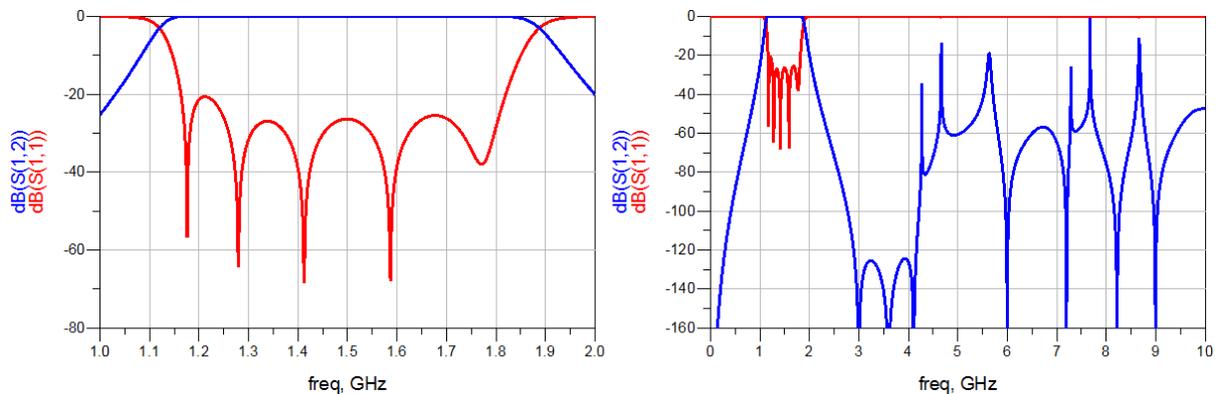


Figure III-20 : Réponses idéale ADS du filtre 3.A.d

La réponse idéale au voisinage de la bande passante (Figure III-20 – Gauche) obtenue avec les dimensions électriques du Tableau III-18 ne fait pas apparaître les 6 pôles dans la bande, bien qu'ils y soient tous.

Sur la bande large (Figure III-20 - Droite), la réponse ADS du filtre présente une bande atténuée (<-15 dB) maîtrisée jusqu'à quasiment 8 GHz.

Le filtre 3.A.d est ensuite transposé sur HFSS (Figure III-21) en utilisant les dimensions physiques des résonateurs et des inverseurs du Tableau III-19.

Tableau III-19 : Dimensions électriques et physiques des résonateurs et des inverseurs d'impédance du filtre 3.A.d

Dimensions physiques					
	$L_{\text{physique}}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	10,25	48	16,25	14,25	9,07
Résonateurs 2 et 5	10,78				7,53
Résonateurs 3 et 4	12,25				4,82

Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances après ajustement										
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$Z_{34}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)	$D_{34}$ (mm)
Filtre 3.A.d	50	48	56	88	107	1,27	2,83	3,23	5,5	7,56

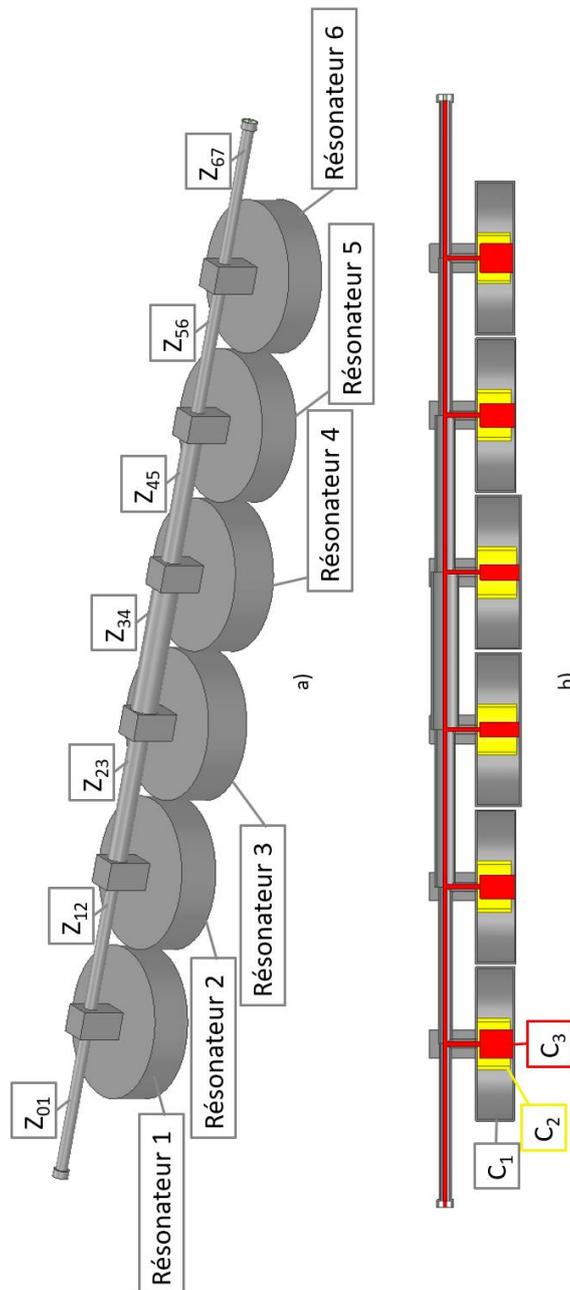


Figure III-21 : Filtre 3 d'ordre 6 à 2 sections a) en vue isométrique, b) en vue de face coupée

Les réponses du filtre 3.A.d au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées sur les Figure III-22 et Figure III-23.

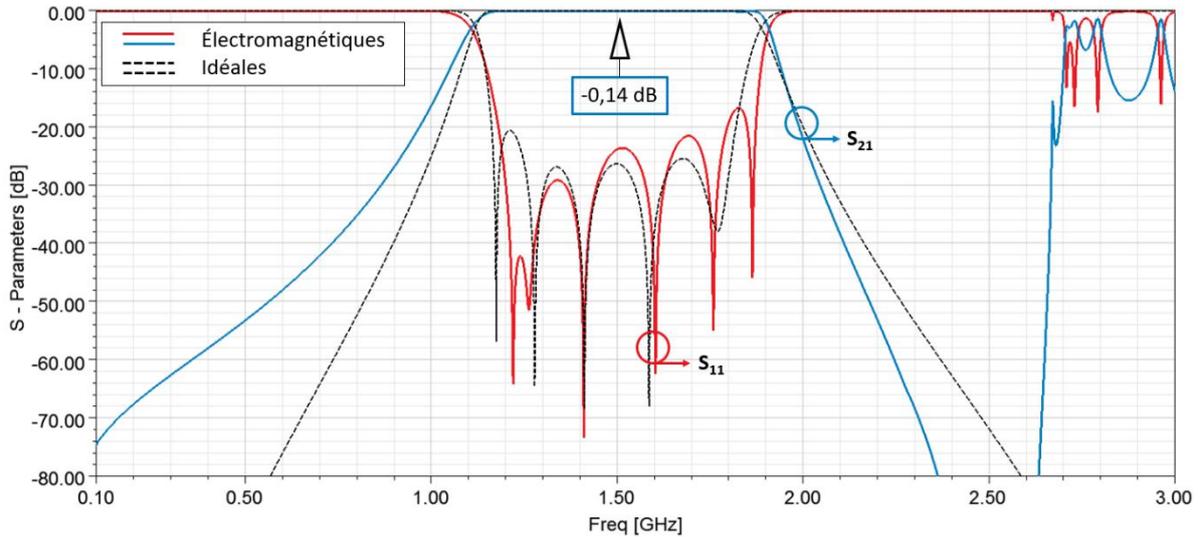


Figure III-22 : Réponses électromagnétiques (trait pleins) et idéales (pointillés) du filtre 3.A.d au voisinage de la bande passante

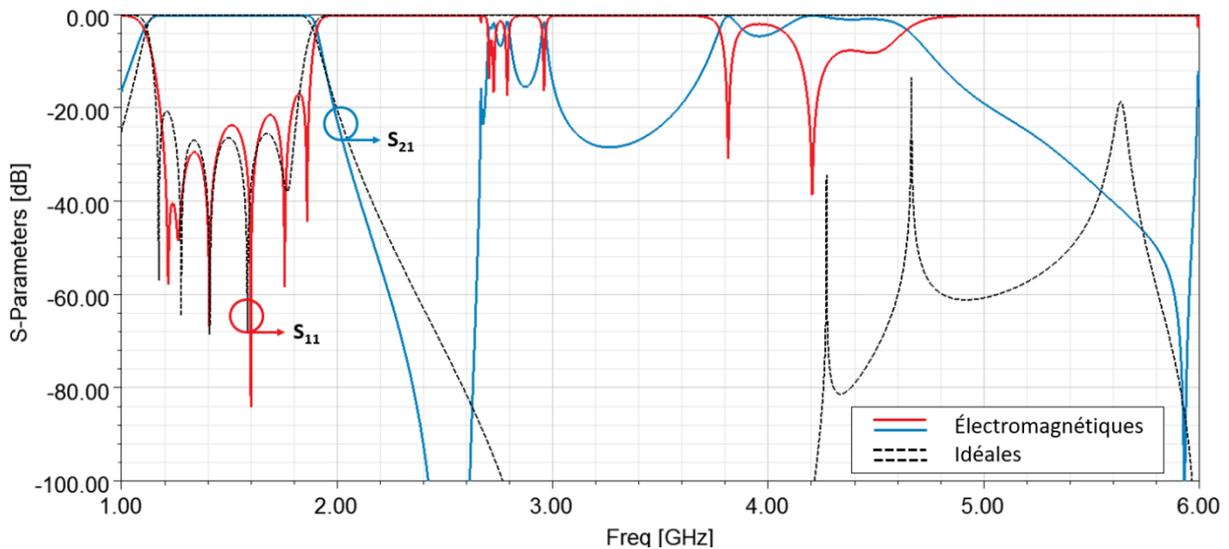


Figure III-23 : Réponses électromagnétiques (trait pleins) et idéales (pointillés) du filtre 3.A.d sur une bande large

Au voisinage de la bande passante (Figure III-22), les réponses électromagnétiques et idéales diffèrent. La bande passante relative du filtre sur HFSS est légèrement plus grande que celle du filtre idéal (46,6% contre 45%). De plus, les pertes d'insertion visibles sur la réponse électromagnétique sont de l'ordre de 0,14 dB.

En bande large (Figure III-23), comme pour les filtres 1.A.b et 2.A.c, une remontée harmonique liée aux discontinuités se situe vers 2,8 GHz. Plus loin dans la bande, le filtre 3.A.d n'atténue pas la seconde remontée autour de 4 GHz.

Après simulation sur Spark3D, le filtre 3.A.d supporte une puissance maximale de 11,1 W. En observant les animations de déclenchement à une puissance de 12,8 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur les Figure III-24 et Figure III-25, au niveau de la jonction du T avec le résonateur 4. Le déclenchement est lié au gap d'air dans la ligne de connexion allant jusqu'au C<sub>4</sub> qui est très faible (0,83 mm).

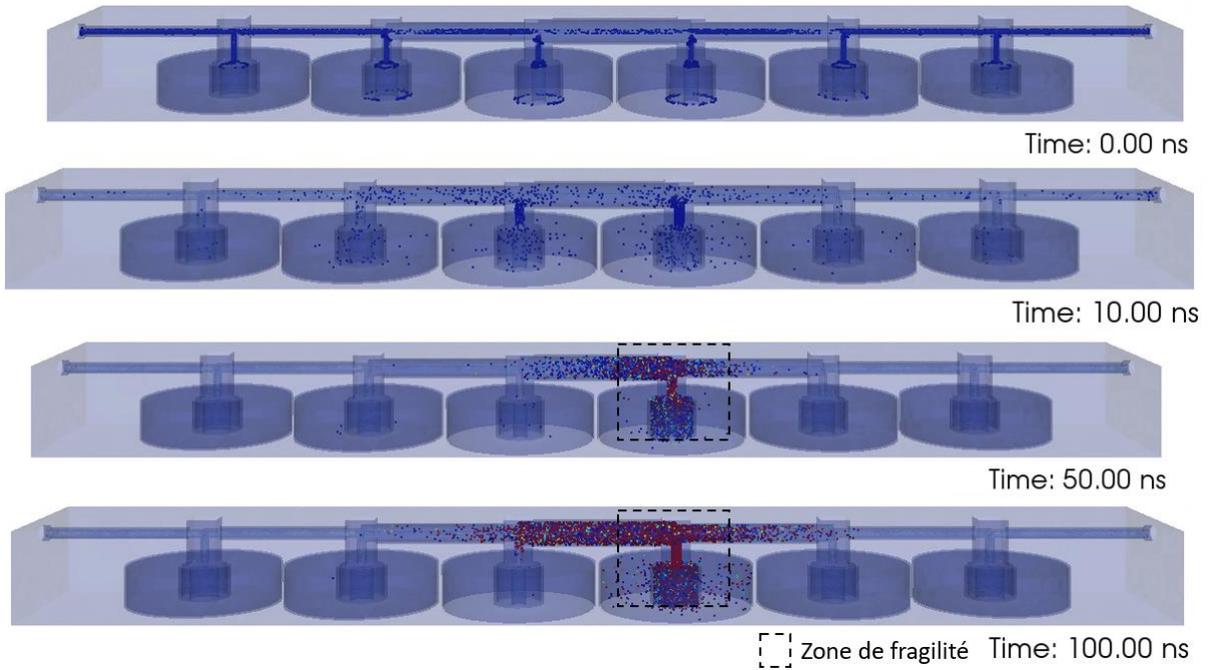


Figure III-24 : Zone de fragilité du filtre 3.A.d

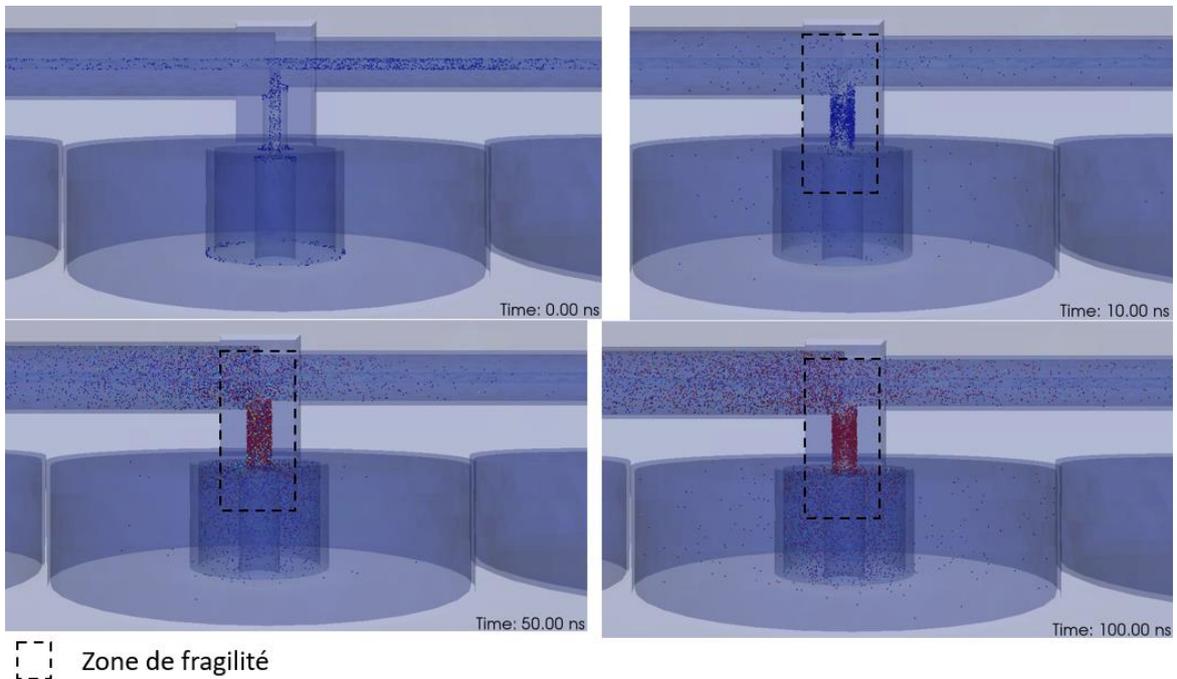


Figure III-25 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 3.A.d

Pour nos 3 filtres, l'effet des discontinuités est très important. Pour réduire ces effets, une 1<sup>ère</sup> modification proposée est de réduire l'effet des jonctions entre la ligne principale et les résonateurs. Pour ce faire, la section « d'attaque » des résonateurs a été élevée. Une 2<sup>nde</sup> modification est de réduire la longueur des inverseurs d'impédance coaxiaux.

## B. Élévation de la section d'attaque

Le déport de la section d'attaque consiste à désimbriquer l'âme centrale et à la placer en cascade sur la section coaxiale précédente.

La Figure III-26 présente l'application de cette solution sur le modèle 3D d'un résonateur.

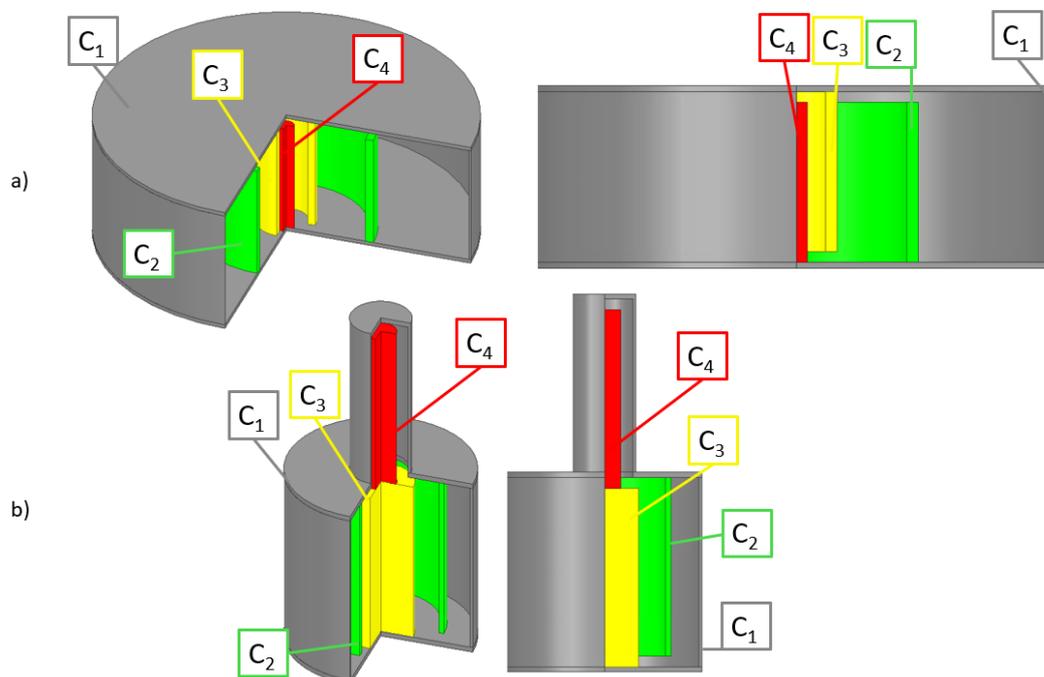


Figure III-26 : Résonateur à 3 sections avec la section d'attaque a) sans élévation et b) avec élévation

Le déport de la section d'attaque n'a pas d'impact sur les équations de modélisation électrique des résonateurs. Les expressions analytiques des fréquences harmoniques, des zéros de transmission et de la fréquence de résonance sont conservés.

### a) Filtre 1 avec élévation de la section d'attaque

(1) Inverseur coaxiaux 50 mm

Le filtre 1 avec élévation de la section d'attaque (**Filtre 1.B.a.1**) est modélisé à la Figure III-27 à partir des valeurs du Tableau III-8 et du Tableau III-10.

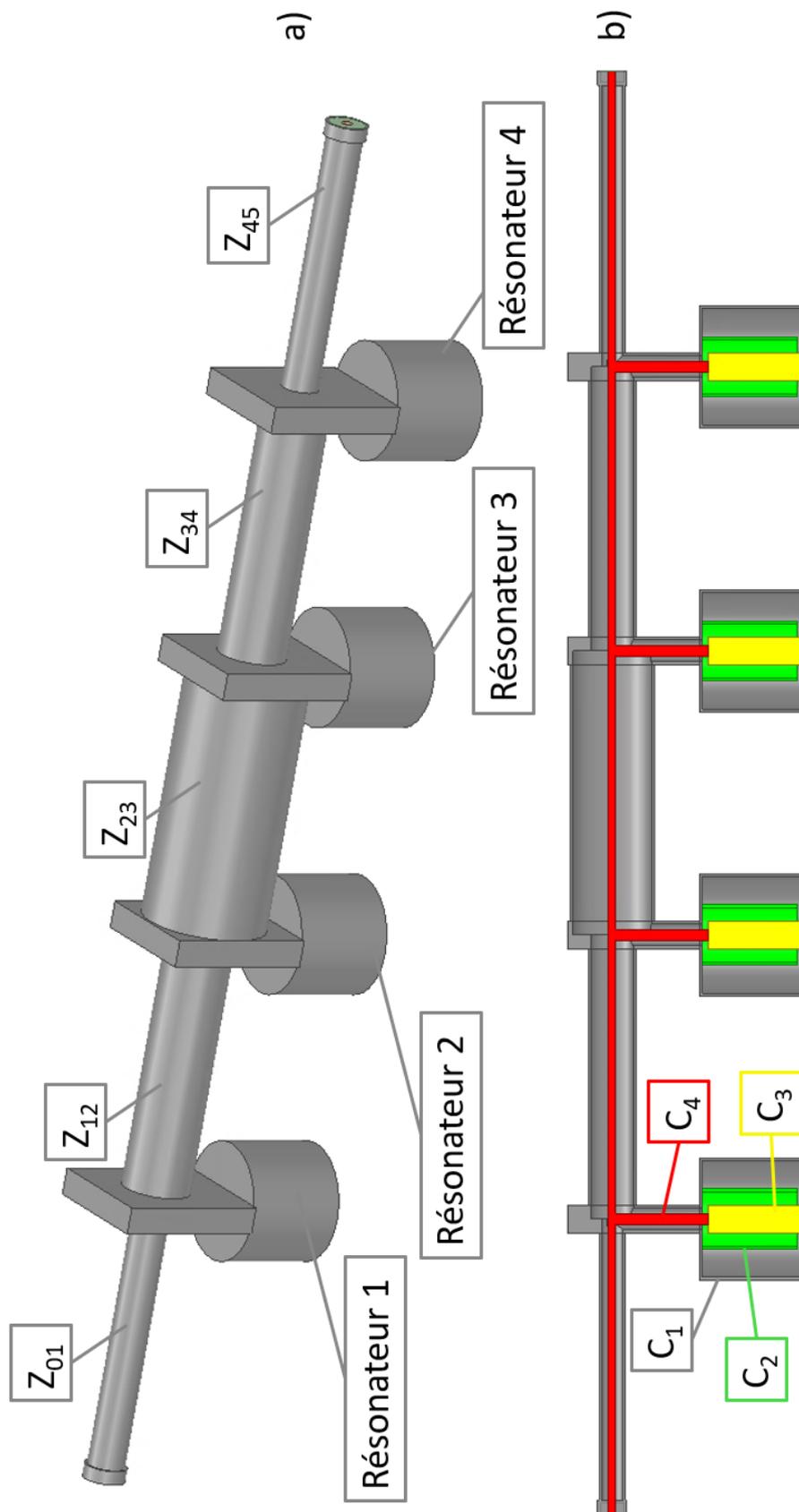


Figure III-27 : Élévation de la sections d'attaque du filtre 1.B.a.1 a) en vue isométrique et b) en vue de face coupée

Le cylindre C<sub>3</sub> (Jaune) est plein et permet de soutenir le cylindre C<sub>4</sub> (rouge). Dans la solution initiale (Figure III-7), le cylindre C<sub>4</sub> était imbriqué dans le C<sub>3</sub>. Les filtres ainsi modifiés sont ensuite simulés sous HFSS. Les réponses du filtre 1.B.a.1 avec extraction de la section d'attaque sont présentées au voisinage de la bande passante (Figure III-28) et sur une bande large (Figure III-29).

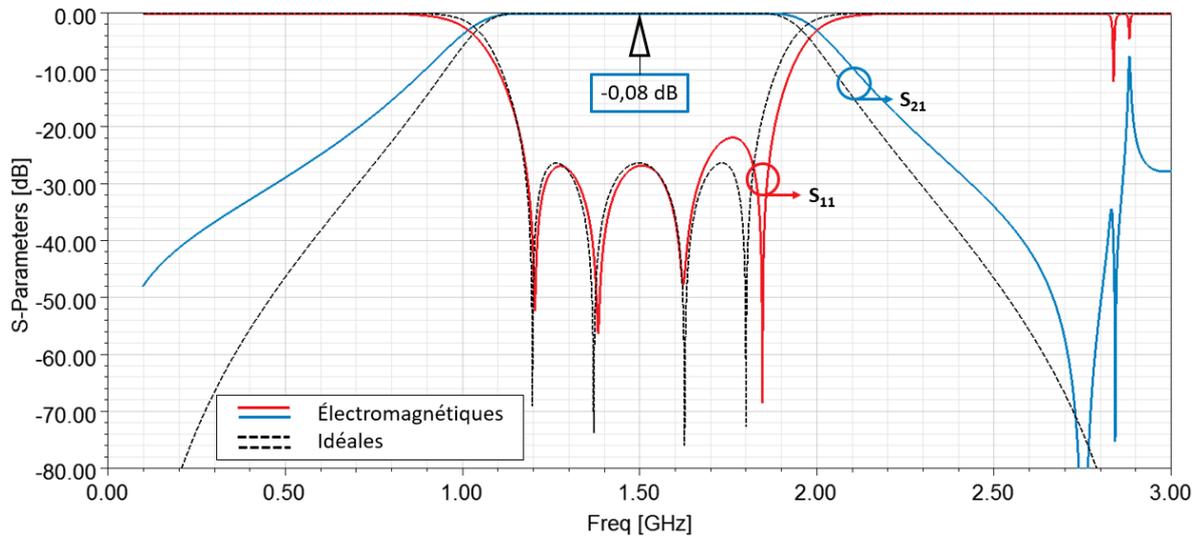


Figure III-28 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.B.a.1 avec extraction de la section d'attaque, au voisinage de la bande passante

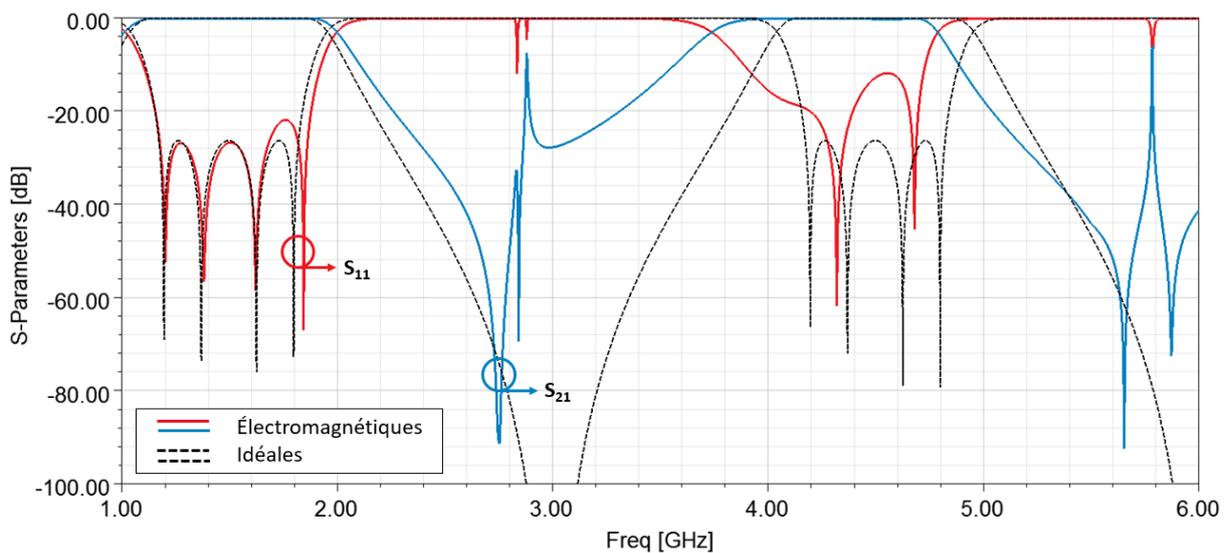


Figure III-29 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.B.a.1 avec extraction de la section d'attaque, sur une bande large

La réponse électromagnétique au voisinage de la bande passante est en adéquation avec la réponse idéale. La réponse électromagnétique présente des pertes d'insertions de 0,08 dB. Une remontée parasite est observée à 2,8 GHz mais celle-ci est plus atténuée que sur la Figure III-8.

En bande large, la réduction des discontinuités a permis de réduire l'impact de la première remontée parasite. De plus, la remontée autour de 4,5 GHz coïncide avec la réponse idéale. La remontée à 2,8 GHz est directement liée à la longueur des inverseurs d'impédances.

## (2) Modification de la longueur des inverseurs coaxiaux

Le Tableau III-20 recense les dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances du filtre 1 (**Filtre 1.B.a.2**) après modification de leurs longueurs. Les Figure III-30 et Figure III-31 présentent les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large suite aux modifications du Tableau III-20.

Tableau III-20 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédance du filtre 1.B.a.2

Dimensions électriques et physiques des inverseurs après ajustement								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 1.B.a.2</b>	53	50,51	57,69	67,52	1,27	4,64	5,22	6,16

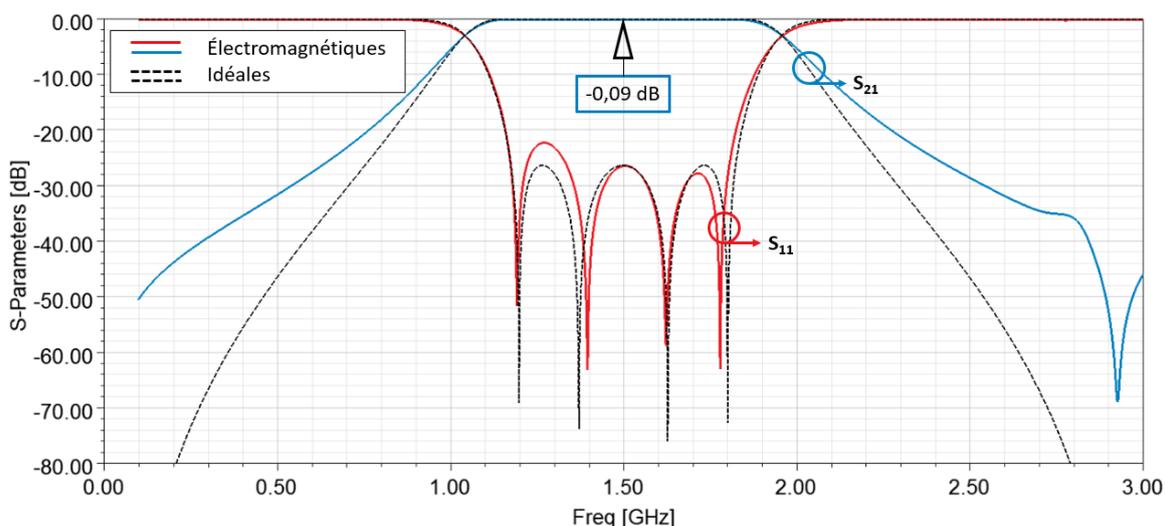


Figure III-30 : Réponses électromagnétique (traits pleins) et idéale (pointillés) du filtre 1.B.a.2 avec extraction de la section d'attaque et inverseurs ajustés en longueur, au voisinage de la bande passante

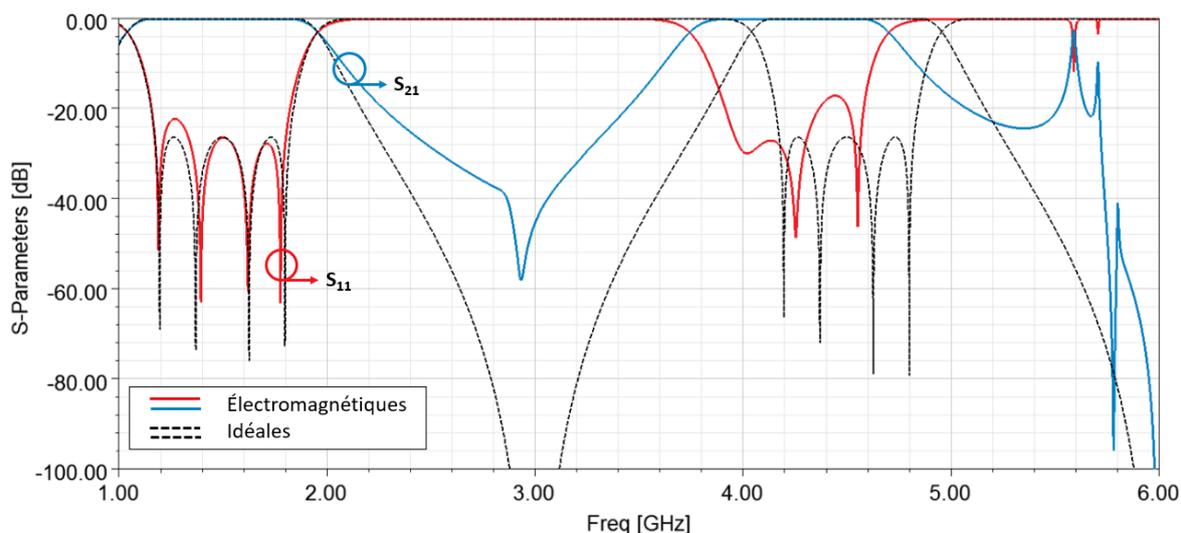


Figure III-31 : Réponses électromagnétique (traits pleins) et idéale (pointillés) du filtre 1.B.a.2 avec extraction de la section d'attaque et inverseurs ajustés en longueur, sur une bande large

La réponse dans la bande passante reste en accord avec la réponse idéale issue d'ADS.

En bande large, la remontée à 2,8 GHz a été atténuée. La première remontée se situe à 4,2 GHz, donc proche de la remontée harmonique à 4,5 GHz de la réponse idéale.

Le filtre 1.B.a.2 avec extraction de la section d'attaque est simulé en puissance et supporte 29 W. En regardant les animations de déclenchement multipactor à une puissance de 32 W, la zone de fragilité est identifiée dans le résonateur 2. Un second déclenchement est observé dans le résonateur 3 mais se produit après le déclenchement dans le résonateur 2. Le gap d'air observé dans le résonateur 2, au niveau de la connexion du  $C_4$  avec la ligne principale est faible (0,94 mm) ce qui provoque le déclenchement dans cette zone.

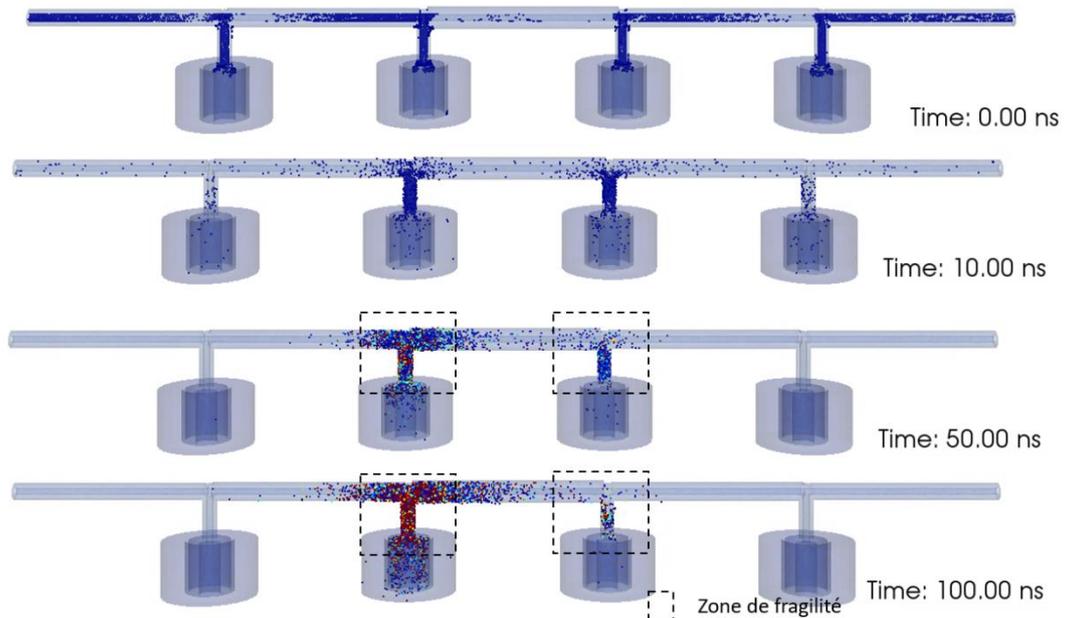


Figure III-32 : Zone de déclenchement de l'effet multipactor dans le filtre 1.B.a.2

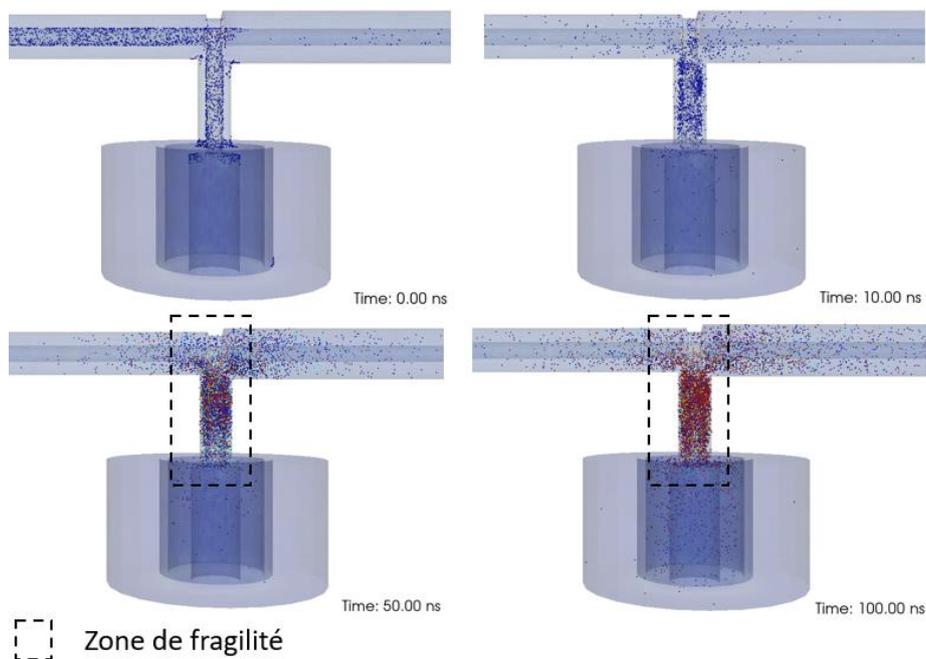


Figure III-33 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 1.B.a.2

b) Filtre 2 avec élévation de la section d'attaque

(1) Inverseurs coaxiaux 50 mm

Le filtre 1 avec élévation de la section d'attaque (**Filtre 2.B.b.1**) est modélisé à la Figure III-34 à partir des valeurs du Tableau III-14 et du Tableau III-17. Les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées respectivement sur les Figure III-35 et Figure III-36. Ici, les matrices ABCD sur ADS (Figure III-4) sont remplacées par des lignes coaxiales (TLINP) pour permettre une meilleure concordance entre le modèle ADS et la représentation HFSS des inverseurs coaxiaux. Le modèle ADS résultant est appelé par la suite « représentation physique ADS ».

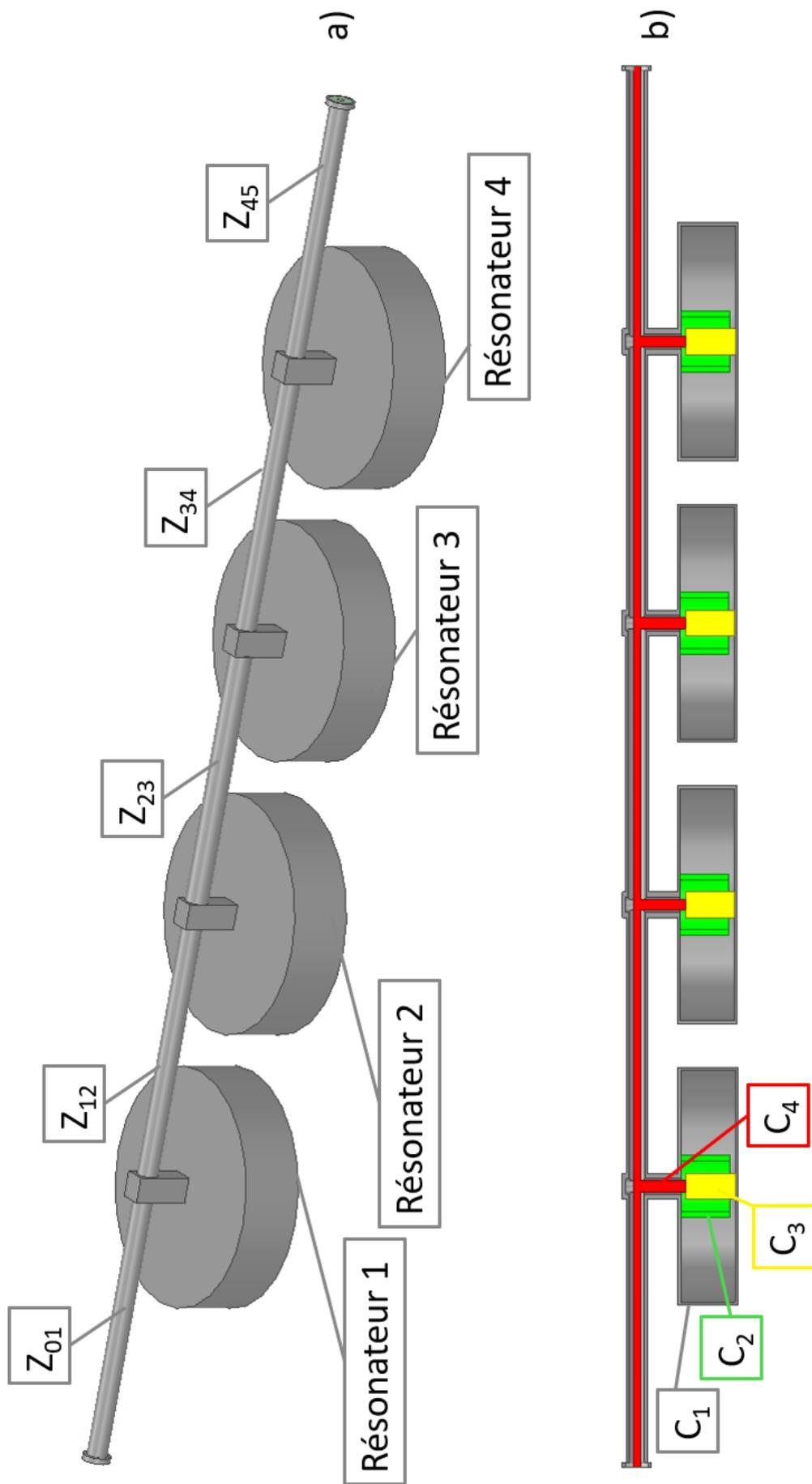


Figure III-34 : Élévation de la sections d'attaque du filtre 2.B.b.1 a) en vue isométrique et b) en vue de face coupée

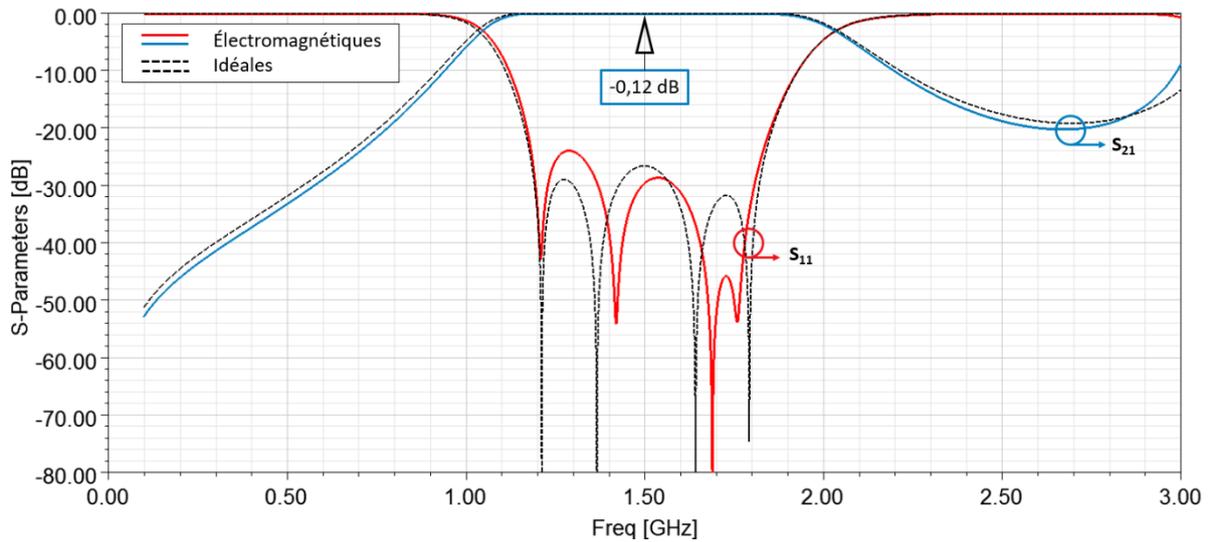


Figure III-35 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques ADS (pointillés) du filtre 2.B.b.1 avec extraction de la section d'attaque au voisinage de la bande passante

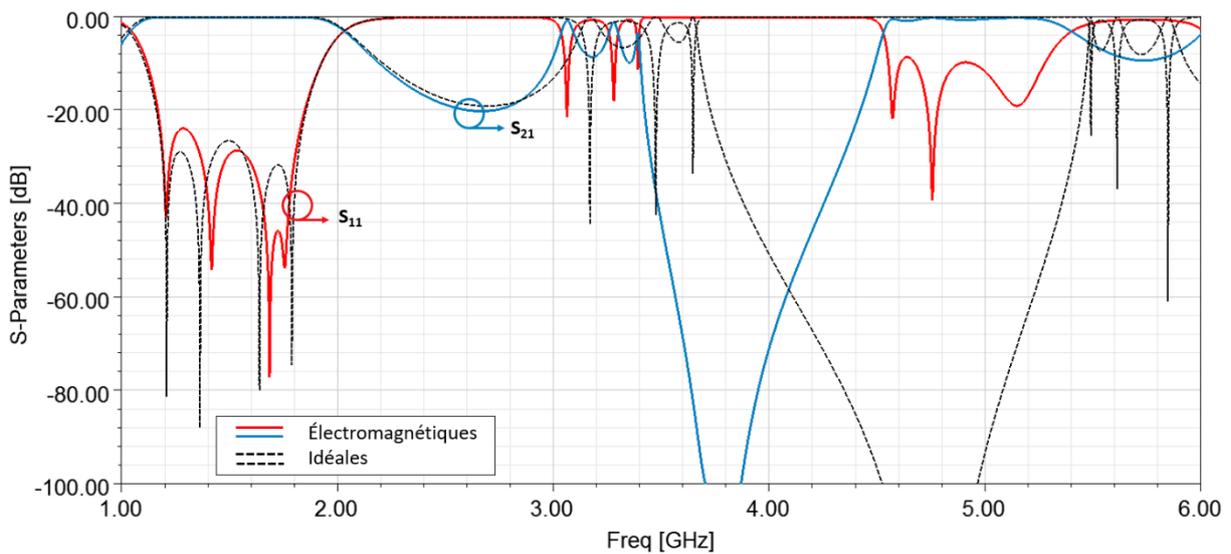


Figure III-36 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques ADS (pointillés) du filtre 2.B.b.1 avec extraction de la section d'attaque sur une bande large

La réponse au voisinage de la bande passante est en très bonne adéquation avec la réponse physique ADS. La réponse électromagnétique présente des pertes d'insertions de 0,12 dB.

En bande large, comme pour le filtre 1.B.a.1, une remontée liée à la longueur des inverseurs d'impédances apparaît aux alentours de 3,2 GHz. En jouant sur cette longueur, il est possible d'atténuer la remontée. Le Tableau III-21 recense les dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances permettant une atténuation de cette remontée.

## (2) Réduction de la longueur des inverseurs coaxiaux

Le Tableau III-21 recense les dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances du filtre 2 (Filtre 2.B.b.2) après modification de leurs longueurs. La Figure III-37 présente la modélisation du filtre sous HFSS avec celles-ci.

Tableau III-21 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédance du filtre 2.B.b.2

Dimensions électriques et physiques des inverseurs après ajustement								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 2.B.b.2</b>	31,47	47,63	58,73	67,52	1,27	2,8	3,36	3,9

Par rapport à la modélisation précédente Figure III-27 b), la longueur des inverseurs étant trop courts, une rotation des résonateurs pairs est nécessaire pour éviter des « collisions ». Les nouvelles réponses du filtre 2.B.b.2 avec ces modifications sont présentées au voisinage de la bande passante (Figure III-38) et sur une bande large (Figure III-39).

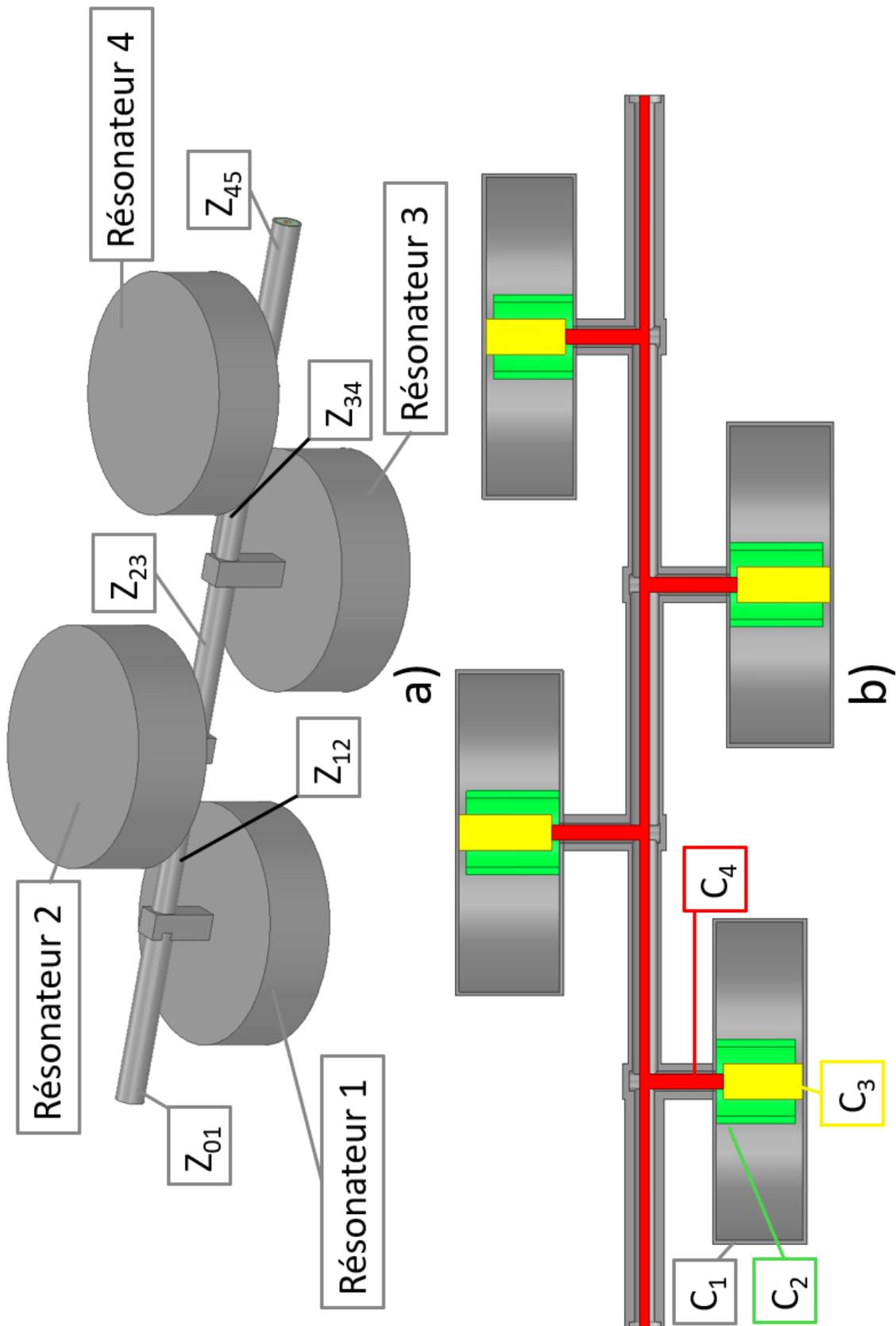


Figure III-37 : Modélisation du filtre 2.B.b.2 à 3 sections à résonateurs alternés

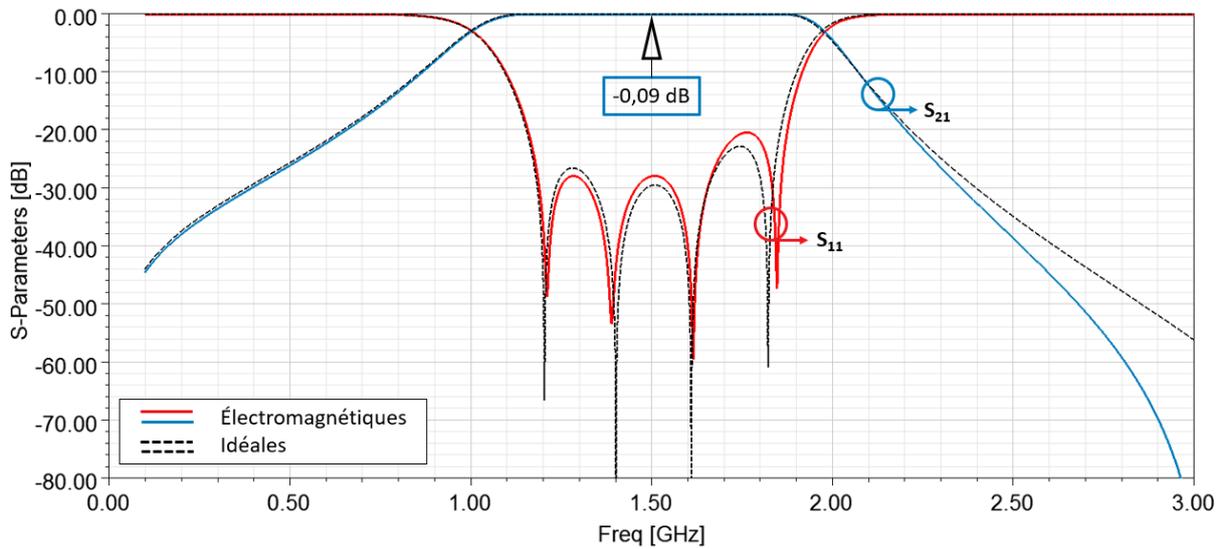


Figure III-38 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques (pointillés) du filtre 2.B.b.2 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés, au voisinage de la bande passante

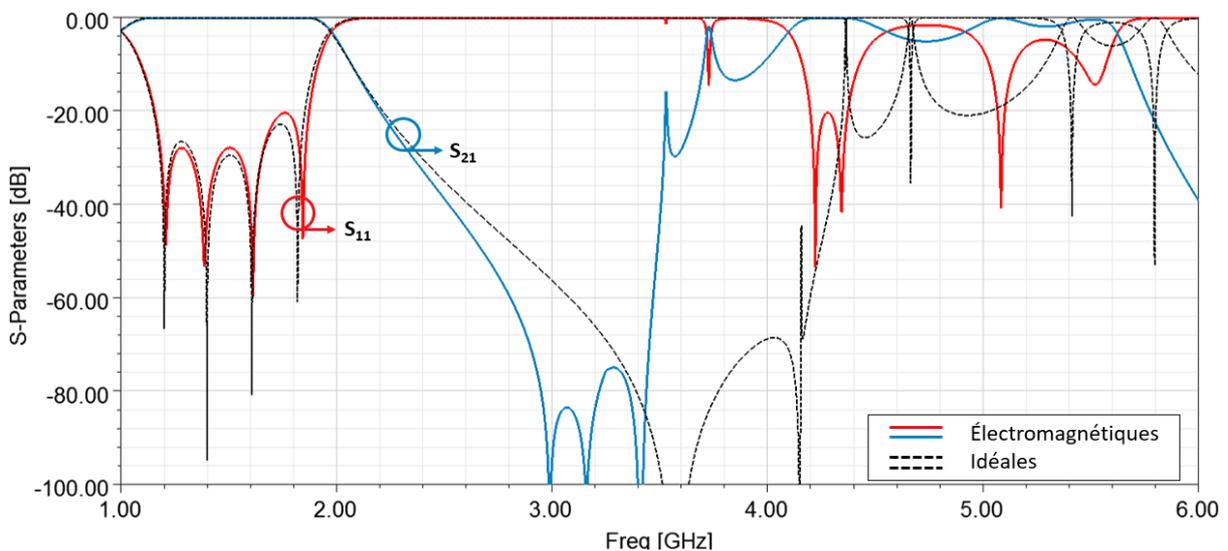


Figure III-39 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques (pointillés) du filtre 2.B.b.2 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés, sur une bande large

La réponse au voisinage de la bande passante est en adéquation avec la réponse physique idéale. La réponse électromagnétique présente des pertes d'insertions de 0,09 dB.

En bande large, la remontée liée à la longueur des inverseurs d'impédances a été décalée vers les hautes fréquences (3,6 GHz contre 3,2GHz).

Après simulation sur Spark3D, le filtre 2.B.b.2 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés supporte une puissance maximale de 8,7 W. En observant les animations de déclenchement à une puissance de 9,6 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur les Figure III-40 et Figure III-41, au niveau du résonateur 2. Comme pour le filtre 1.B.A.2 avec extraction de la section d'attaque (Figure III-33), le déclenchement se produit dans la connexion du cylindre  $C_4$  avec la ligne principale car le gap est très faible (0,39 mm).

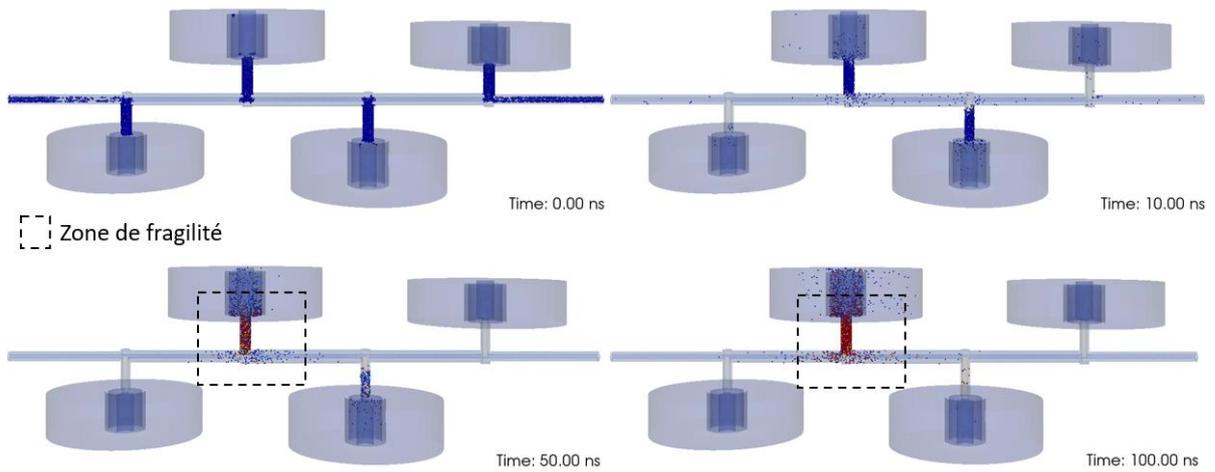


Figure III-40 : Zone de fragilité du filtre 2.B.b.2 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés

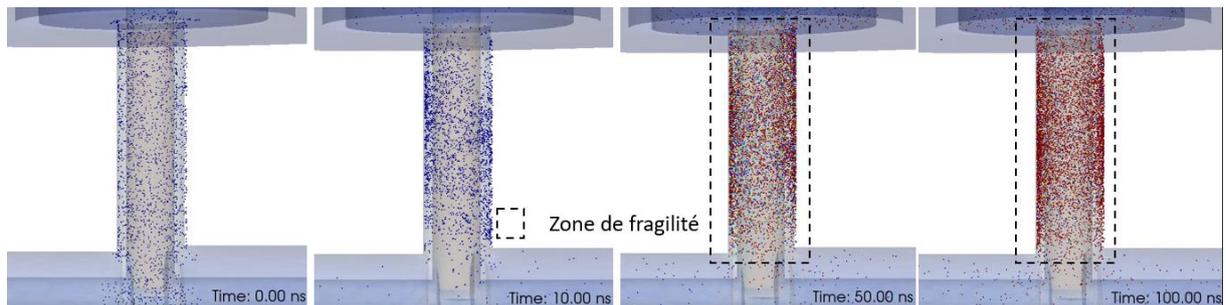


Figure III-41 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 2.B.b.2 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés

c) Filtre 3 : Extraction de la section d'attaque

(1) Inverseurs coaxiaux 50 mm

le filtre 3 est modifié (**Filtre 3.B.c.1**) pour extraire la section d'attaque (Figure III-42) et alterner les résonateurs (Figure III-43). Les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées aux Figure III-44 et Figure III-45.

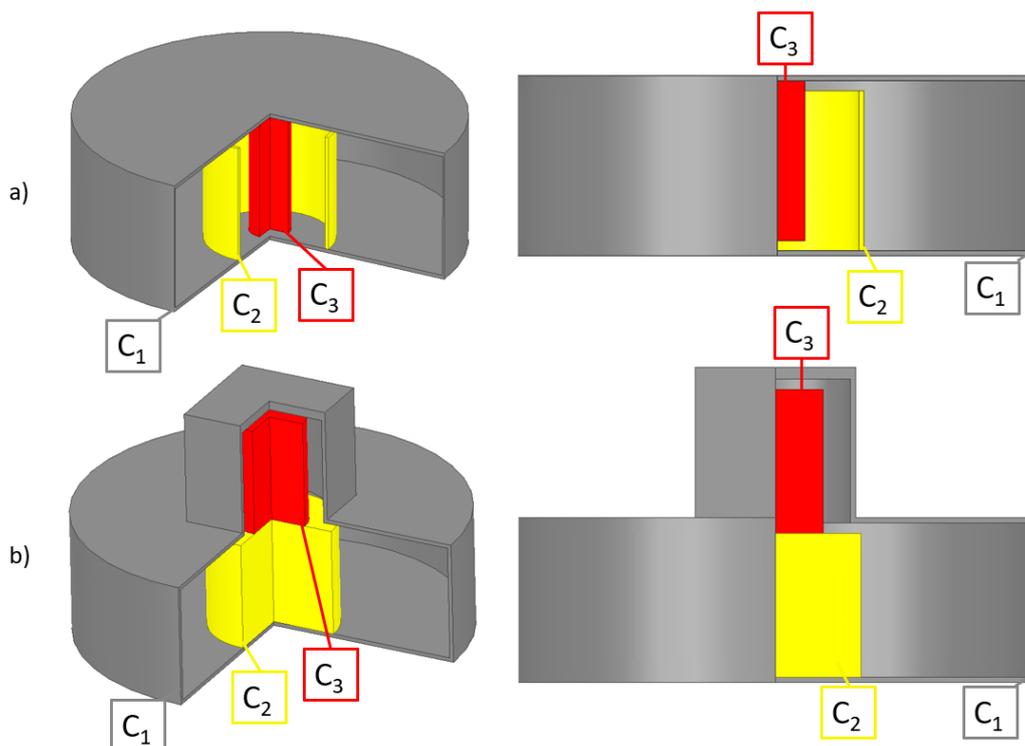


Figure III-42 : Résonateur à 2 sections avec la section d'attaque a) sans élévation et b) avec élévation

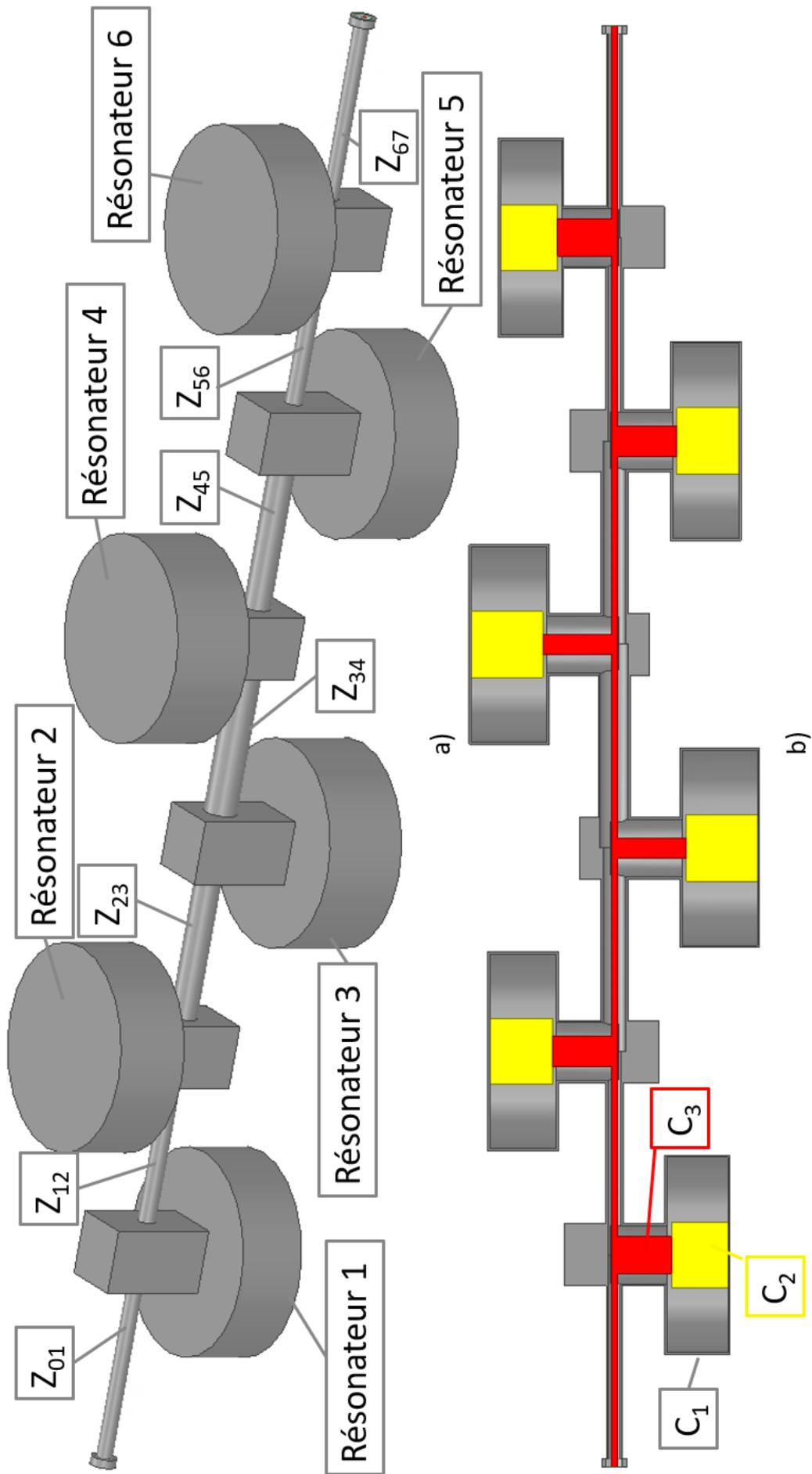


Figure III-43 : Modélisation du filtre 3.B.c.1 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés

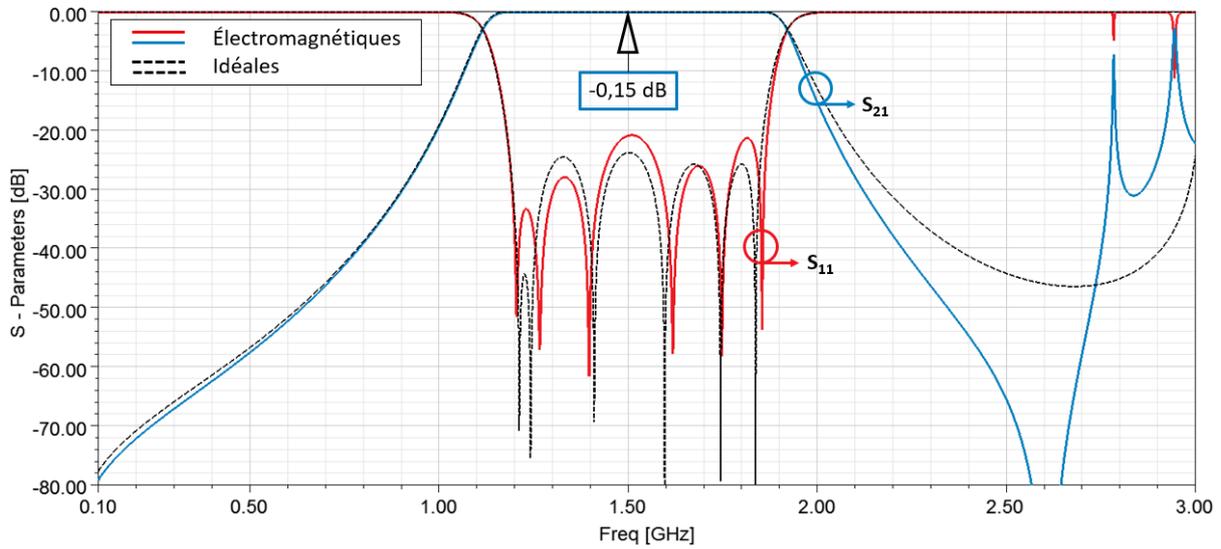


Figure III-44 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques (pointillés) du filtre 3.B.c.1 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés, au voisinage de la bande passante

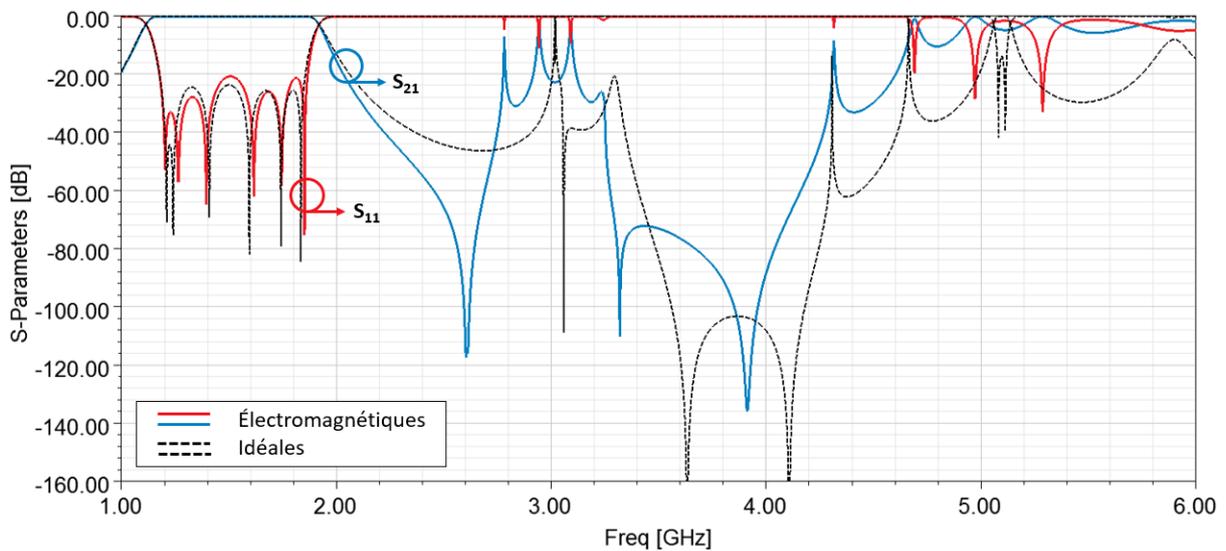


Figure III-45 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et physiques (pointillés) du filtre 3.B.c.1 avec extraction de la section d'attaque et résonateurs alternés, sur une bande large

La réponse au voisinage de la bande passante est en adéquation avec la réponse physique idéale. La réponse électromagnétique présente des pertes d'insertions de 0,15 dB.

En bande large, la première remontée liée à la longueur des inverseurs d'impédance apparaît aux alentours de 2,8 GHz. Comme pour le filtre 1.B.a.1 et 2.B.b.1, en jouant sur cette longueur, il est possible d'atténuer cette remontée.

## (2) Réduction de la longueur des inverseurs coaxiaux

Le Tableau III-22 recense les dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances après ajustement. Le filtre 3 avec celles-ci (**Filtre 3.B.c.2**) est présenté à la Figure III-46. Les réponses associées au filtre, au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées aux Figure III-47 et Figure III-48.

Tableau III-22 : Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances du filtre 3.B.c.2

Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances										
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$Z_{34}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)	$D_{34}$ (mm)
<b>Filtre 3.B.c.2</b>	35	48,6	66	88,2	92,7	1,27	2,85	3,81	5,52	5,95

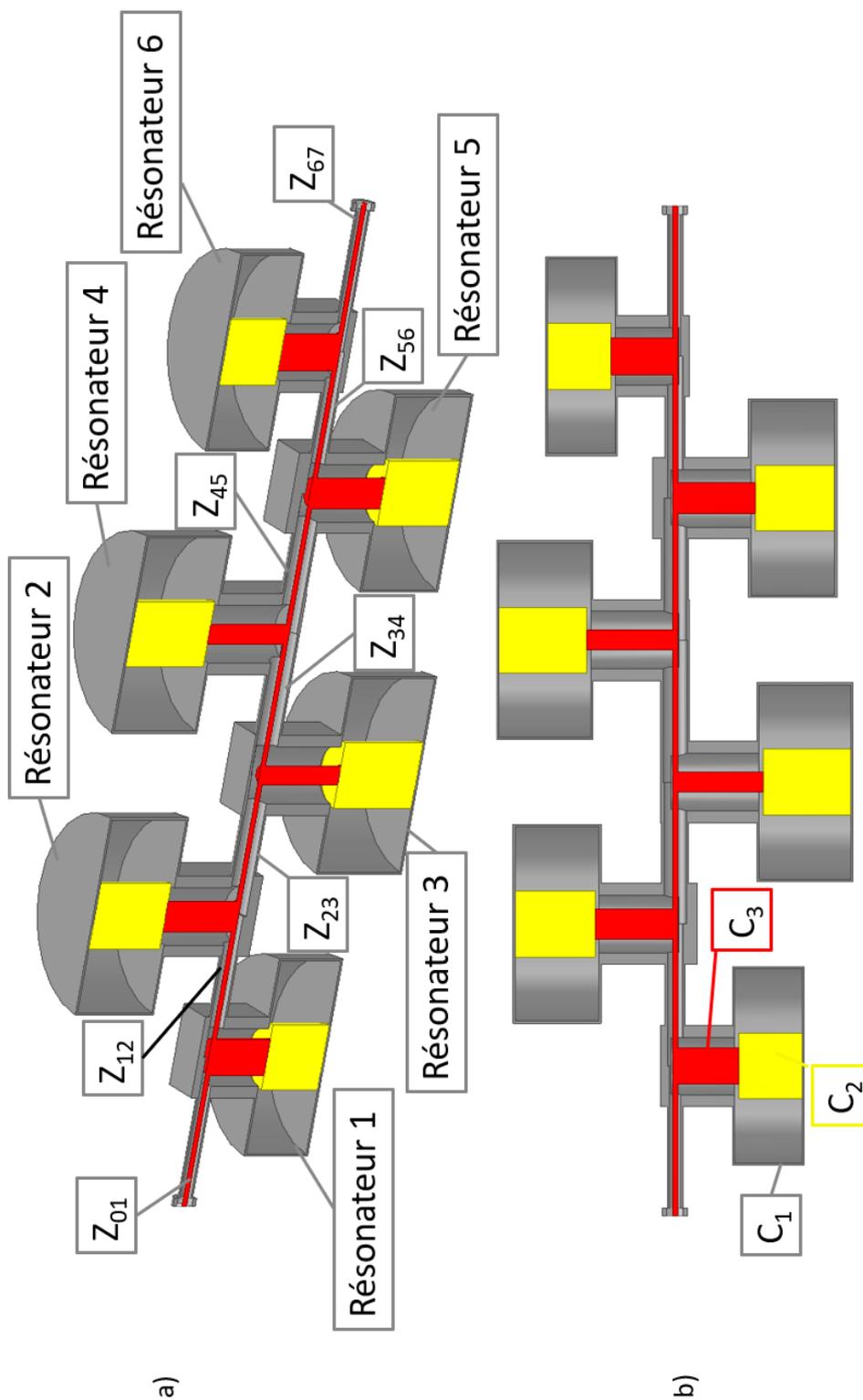


Figure III-46 : Modélisation du filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque, résonateurs alternés et réduction de la longueur des inverseurs

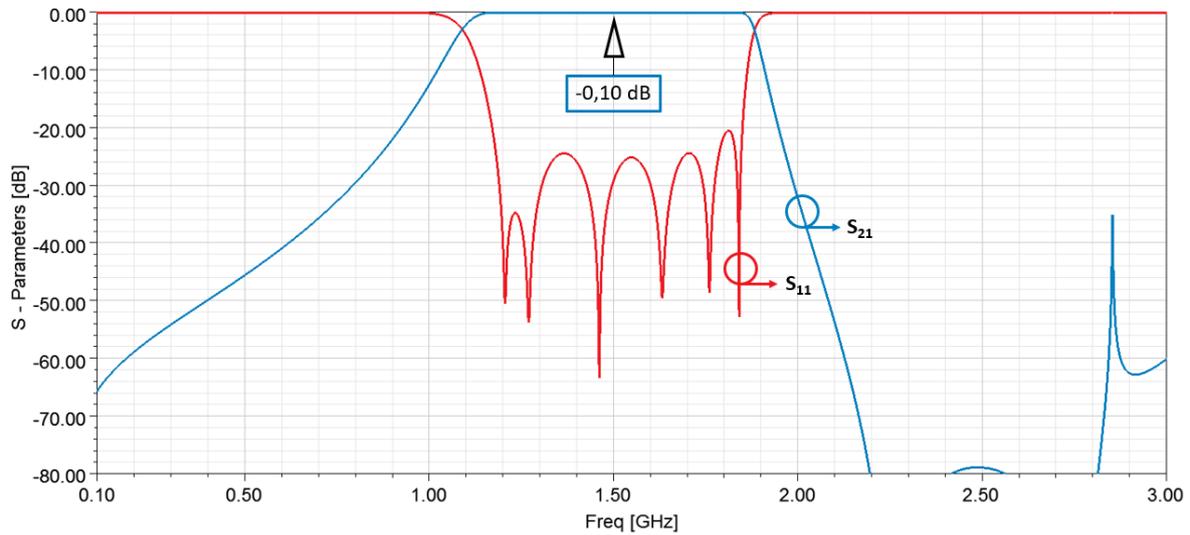


Figure III-47 : Réponses électromagnétiques du filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque, résonateurs alternés et réduction de la longueur des inverseurs, au voisinage de la bande passante

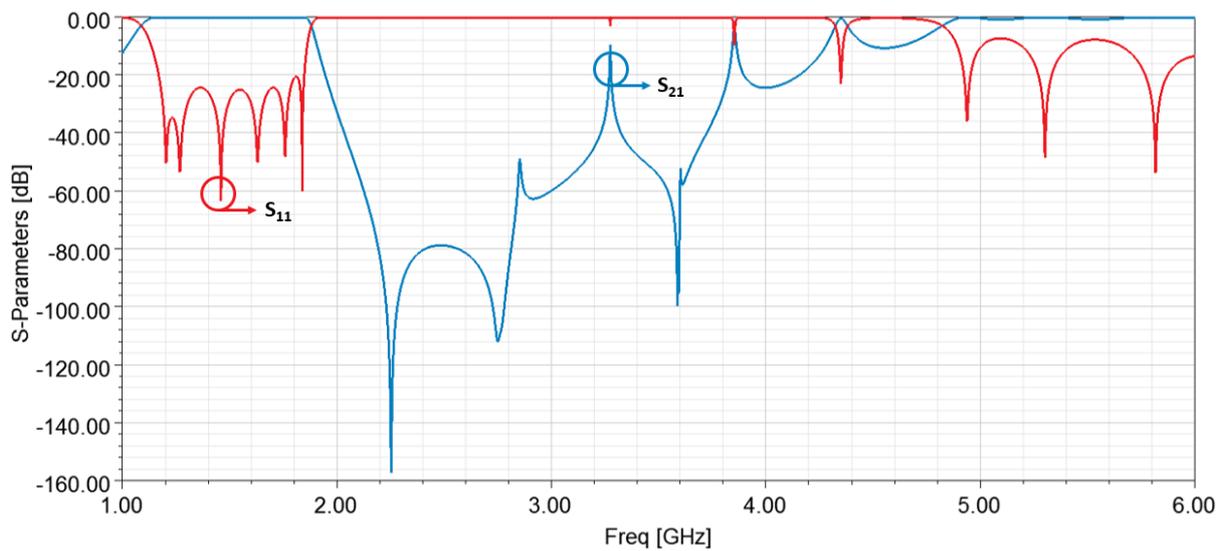


Figure III-48 : Réponses électromagnétiques du filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque, résonateurs alternés et réduction de la longueur des inverseurs, sur une bande large

La réponse au voisinage de la bande passante est cohérente avec la réponse d'un filtre d'ordre 6. La réponse électromagnétique présente des pertes d'insertions de 0,10 dB.

En bande large, la première remontée a été atténuée. En revanche, la bande atténuée du filtre n'est pas maîtrisée en haute fréquence.

Après simulation sur Spark3D, le filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque supporte une puissance maximale de 21,4 W. En observant les animations de déclenchement à une puissance de 22,4 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur les Figure III-49 et Figure III-50, au niveau de l'accès de sortie. Le gap d'air à ce niveau est très faible (0,79 mm).

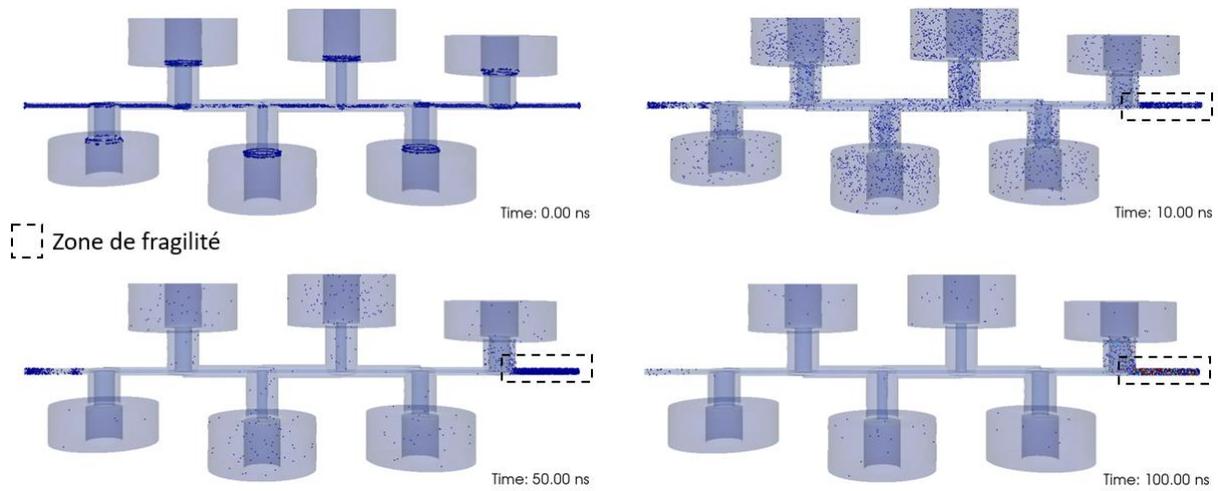


Figure III-49 : Zone de fragilité du filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque, résonateurs alternés et réduction de la longueur des inverseurs

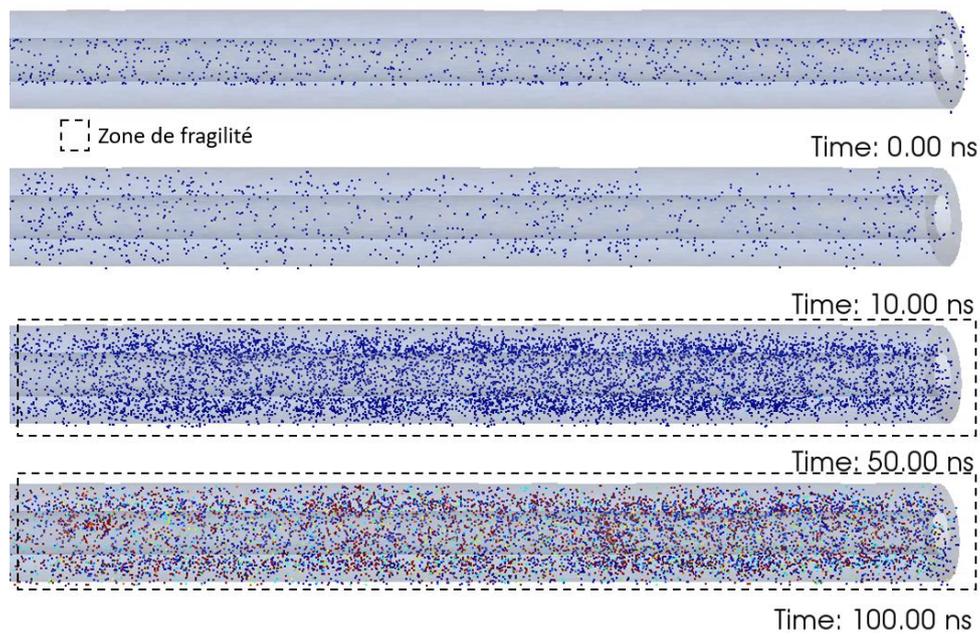


Figure III-50 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 3.B.c.2 avec extraction de la section d'attaque, résonateurs alternés et réduction de la longueur des inverseurs

La bande passante relative des filtres présentés est élevée, de l'ordre de 45%. Pour pouvoir adresser des bandes passantes plus faibles, une modification de la structure des résonateurs est nécessaire. L'une des idées principales est de mettre en parallèle, plusieurs résonateurs élémentaires, ce qui permet de travailler avec des impédances plus basses.

### C. Réduction de la bande passante

Le tableau III-2 montre que réduire la bande passante impose des valeurs d'impédances des inverseurs coaxiaux élevées. Une solution consiste alors à mettre les résonateurs en parallèle, ce qui équivaut d'un point de vue électrique à des impédances ramenées en entrée en parallèle. Cette transformation permet de garder les mêmes valeurs d'impédance des inverseurs coaxiaux sans la mise en parallèle. Le comportement fréquentiel de l'ensemble restera identique à celui du résonateur élémentaire. Cependant la jonction entre la ligne principale et les résonateurs élémentaires se complexifie.

$$Z_{neq}(\Omega) = \frac{Z_n(\Omega)}{k} \quad (\text{III.5})$$

k représente le nombre de résonateurs unitaires placés en parallèle. En considérant les inverseurs d'impédances fixes (indépendants de k), la bande passante  $W_1$  (III.6) en fonction du paramètre de pente  $b_i$  et de k sera réduit en une bande passante  $W_2$  (III.8).

$$W_1 (\%) = K_{ij} \frac{\sqrt{g_i g_{i+1}}}{\frac{1}{Z_n} \sqrt{b_i b_{i+1}}} \quad (\text{III.6})$$

$$W_2 (\%) = K_{ij} \frac{\sqrt{g_i g_{i+1}}}{\frac{k}{Z_n} \sqrt{b_i b_{i+1}}} \quad (\text{III.7})$$

$$W_2 (\%) = \frac{W_1 (\%)}{k} \quad (\text{III.8})$$

Plus le nombre d'élément en parallèle augmente, plus la bande passante relative du filtre sera réduite (III.8). La Figure III-51 présente des résonateurs à 2 et 4 branches. Le Tableau III-23 indique la variation de la bande passante relative ainsi que l'impédance équivalente du résonateur à plusieurs branches élémentaires.

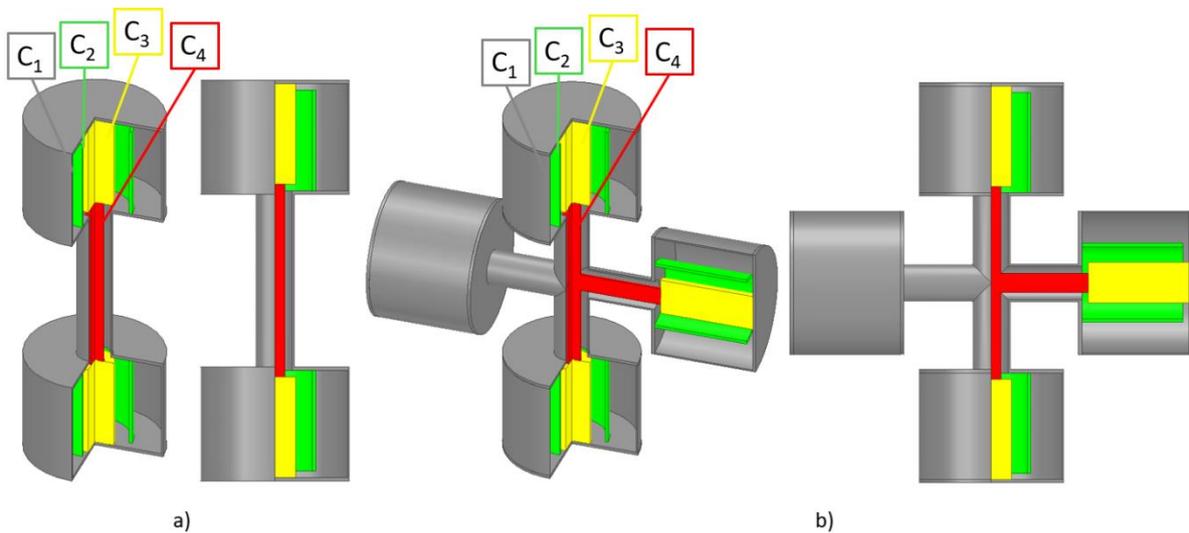


Figure III-51 : Représentation des résonateurs à a) 2 branches et à b) 4 branches

Tableau III-23 : Modifications des paramètres liées à la mise en parallèle

	1 branche (k = 1)	2 branches (k = 2)	4 branches (k = 4)
<b><math>Z_{neq}</math> - Impédance équivalente (<math>\Omega</math>)</b>	40	20	10
<b><math>Z_n</math> - Impédance des résonateurs unitaires (<math>\Omega</math>)</b>	40		
<b>Bande passante (%)</b>	45	22,5	11,25

a) Filtre 1 : 4 branches élémentaires en parallèle

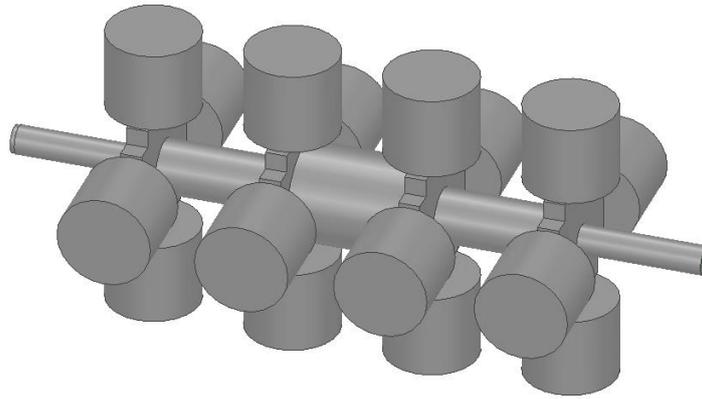


Figure III-52 : Représentation du filtre 1 d'ordre 4 à 4 branches élémentaires en parallèle

le filtre 1 d'ordre 4 à 3 sections coaxiales dont chaque résonateur est formé de 4 résonateurs élémentaires en parallèle (**Filtre 1.C.a**) est présenté à la Figure III-52 à partir des valeurs du Tableau III-24.

Tableau III-24 : Dimensions des résonateurs et des inverseurs coaxiaux du filtre 1.C.a

	$L_{théorique}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)
<b>Filtre 1.C.a</b>	16,67	20,54	10,54	9,54	4,90	3,90	2

Dimensions électriques et physiques des inverseurs								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 1.C.a</b>	30	61,51	102,69	137,52	1,27	5,57	11,08	19,78

Le filtre 1.C.a est simulé électromagnétiquement sous HFSS et les Figure III-53 et Figure III-54 présentent respectivement les réponses au voisinage de la bande passante et en bande large.

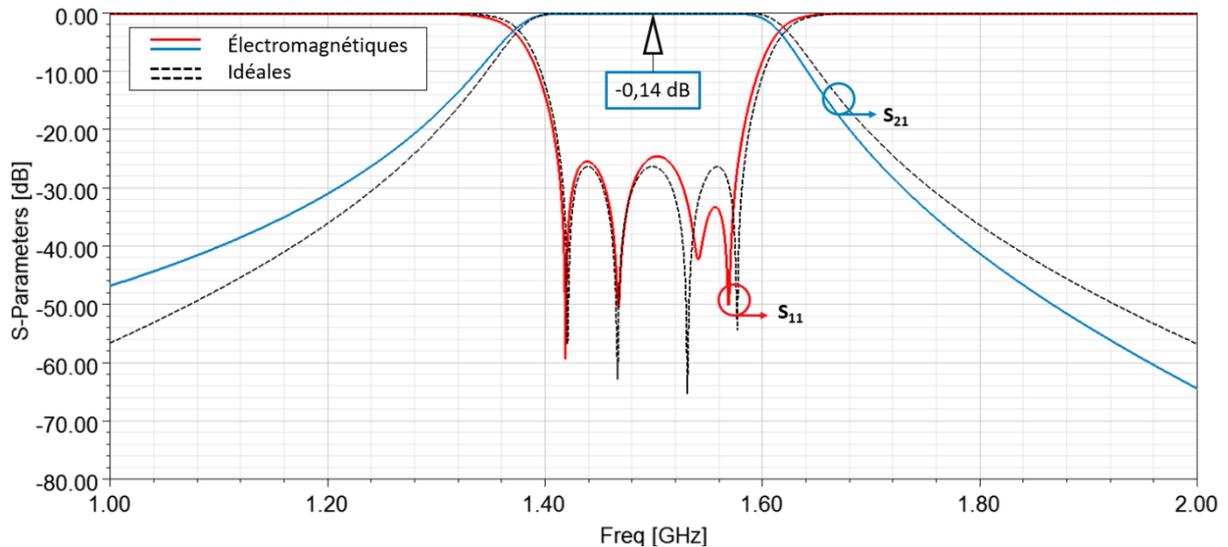


Figure III-53 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.C.a à 4 branches élémentaires en parallèle par résonateur, au voisinage de la bande passante

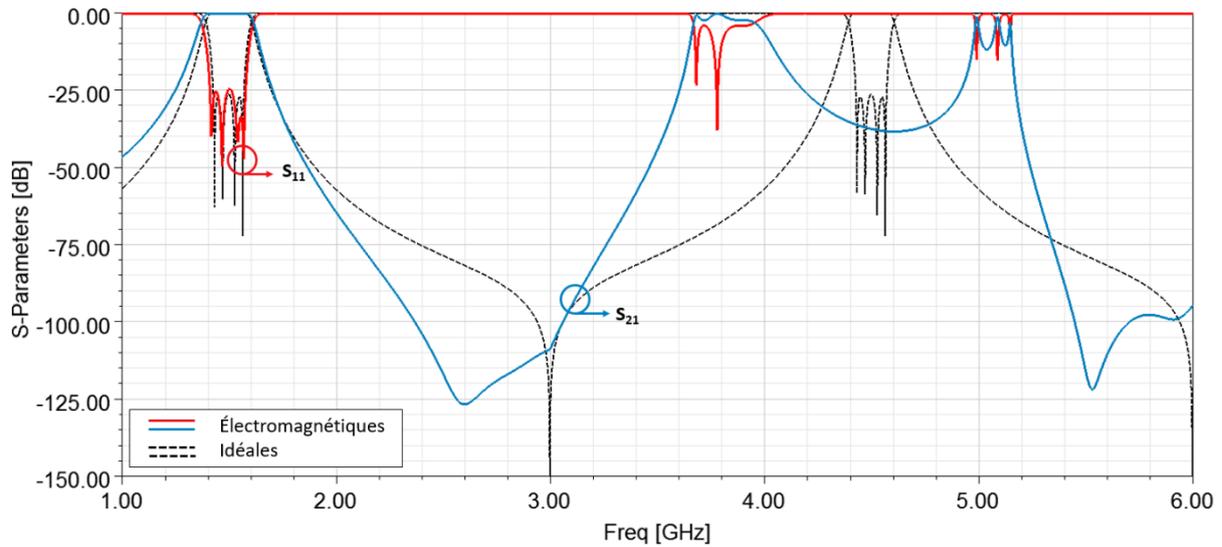


Figure III-54 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) du filtre 1.C.a à 4 branches élémentaires en parallèle par résonateur, sur une bande large

La bande passante a été réduite par 4 en plaçant 4 résonateurs élémentaires en parallèle (11,25% contre 45% pour les représentations précédentes du filtre 1). De plus, les pertes d'insertion sont plus élevées que celles des filtres précédents (0,14 dB).

Sur la bande large, l'accord entre les simulations électromagnétiques et idéales est nettement moins bon. Cela peut s'expliquer par l'ajout de discontinuités issues de la mise en parallèle des branches élémentaires et le nouveau parcours que peut emprunter l'onde.

Le filtre 1.C.a à 4 branches est simulé en puissance et supporte cette fois 16,5 W. En examinant les animations de déclenchement multipactor (Figures III-50 et III-51) à une puissance de 17,6 W, la zone de fragilité est identifiée au niveau des branches du résonateur 2. Le déclenchement se produit dans les branches du résonateur 2 car l'écart entre les conducteurs  $C_4$  et la masse du filtre est faible (0,95 mm).

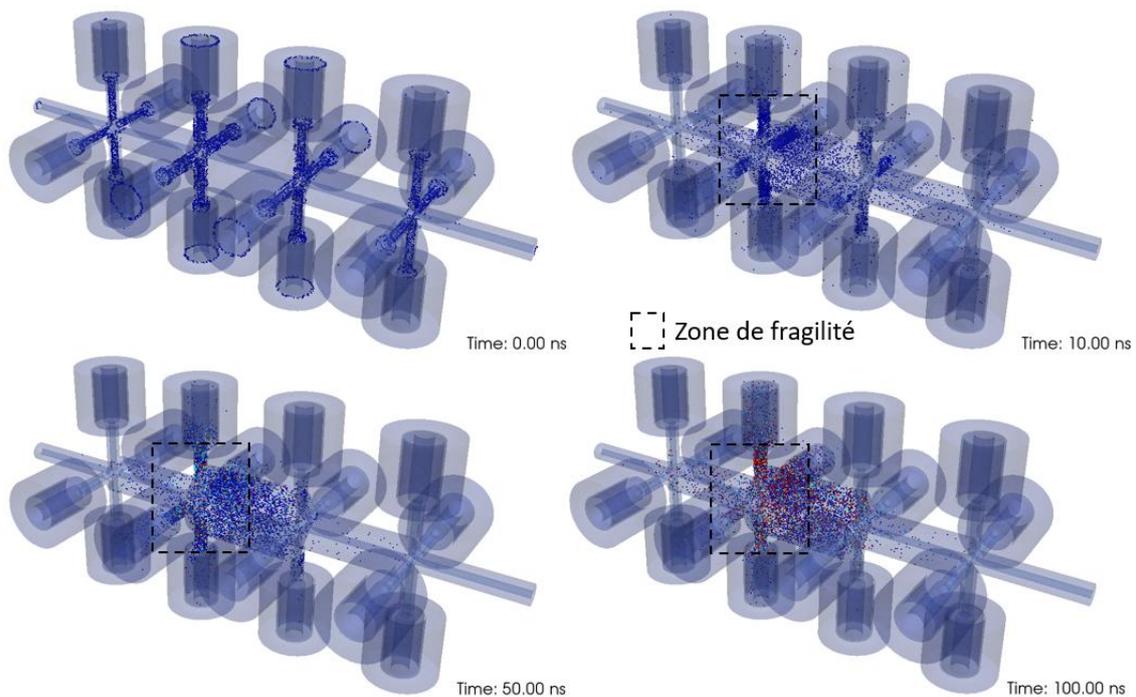


Figure III-55 : Zone de déclenchement de l'effet multipactor dans le filtre 1.C.a à 4 branches élémentaires en parallèle

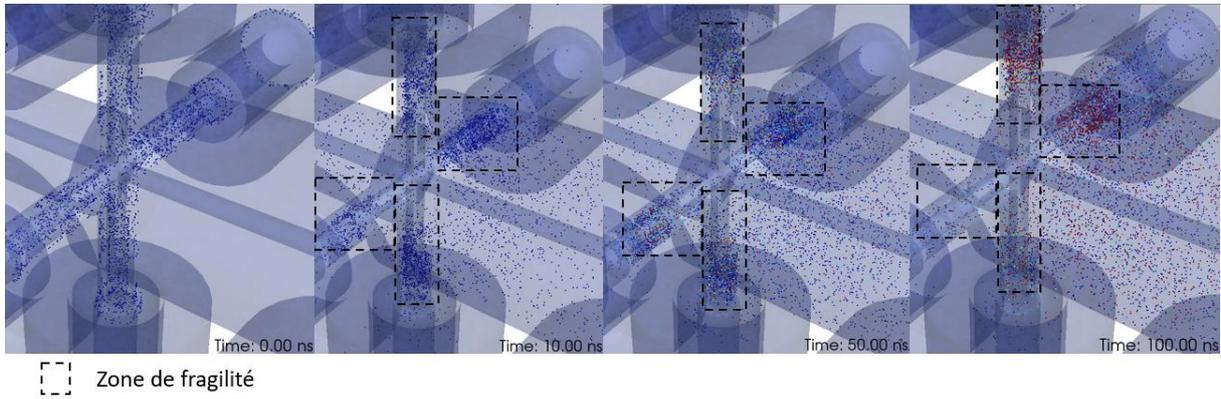


Figure III-56 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 1.C.a à 4 branches élémentaires en parallèle

b) Filtre 2 : 2 branches élémentaires en parallèle

Le filtre 2 avec extraction de la section d'attaque est également présenté avec la mise en parallèle de résonateurs élémentaires (**Filtre 2.C.b**). Les dimensions physiques des résonateurs élémentaire ne permettent pas de réaliser le filtre 2.C.b avec 4 branches élémentaires en parallèle. Il est alors conçu avec la mise en parallèle de 2 résonateurs élémentaires. La représentation du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle est présentée sur la Figure III-57 à partir des valeurs du Tableau III-25.

Tableau III-25 : Dimensions des résonateurs et des inverseurs coaxiaux du filtre 2.A.c

	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_3$ (mm)	$d_3$ (mm)
<b>Filtre 2.C.b</b>	10,82	42,99	11,33	9,33	4,79	2,79	2

Dimensions électriques et physiques des inverseurs								
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)
<b>Filtre 2.C.b</b>	50	51,13	63,73	82,52	1,27	2,98	3,67	5,02

Les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées aux Figure III-58 et Figure III-59.

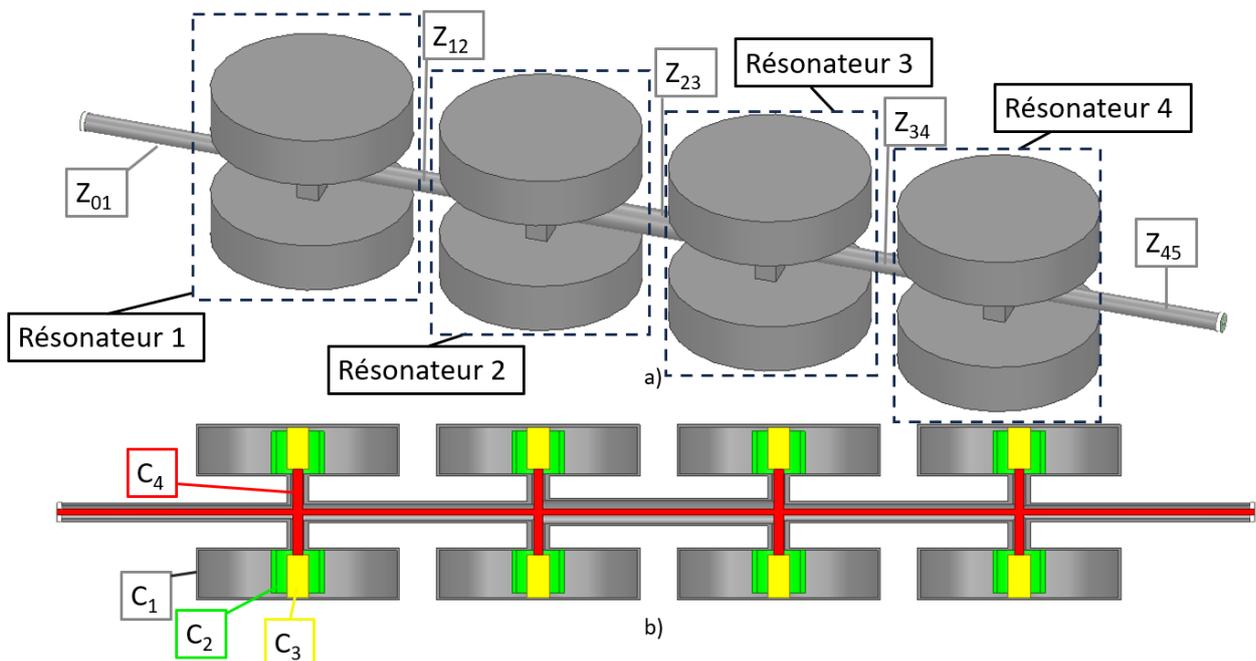


Figure III-57 : Modélisation du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle

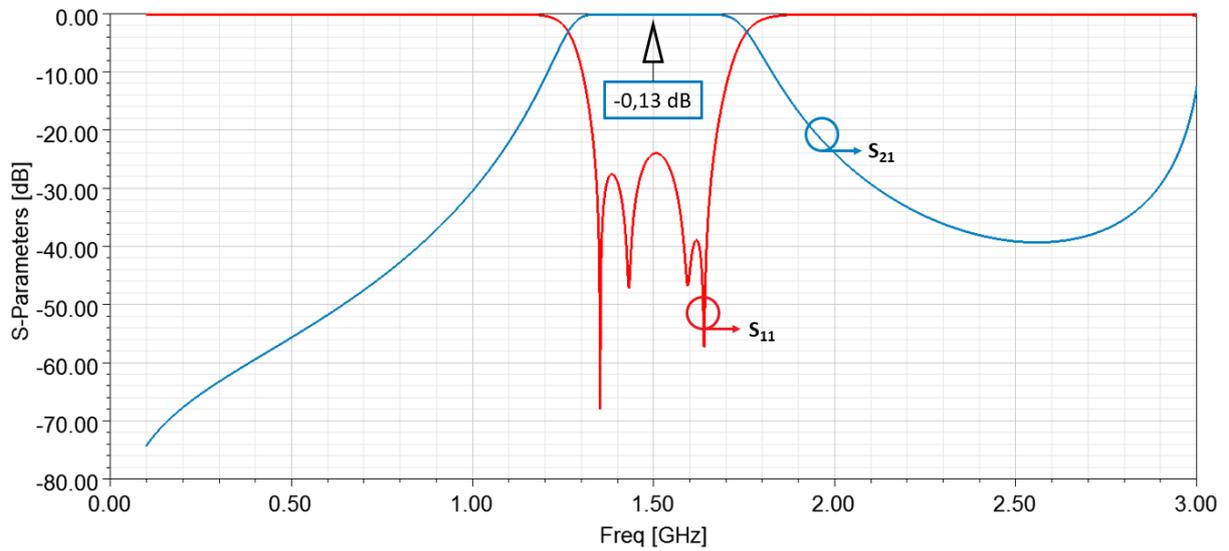


Figure III-58 : Réponses électromagnétiques du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle au voisinage de la bande passante

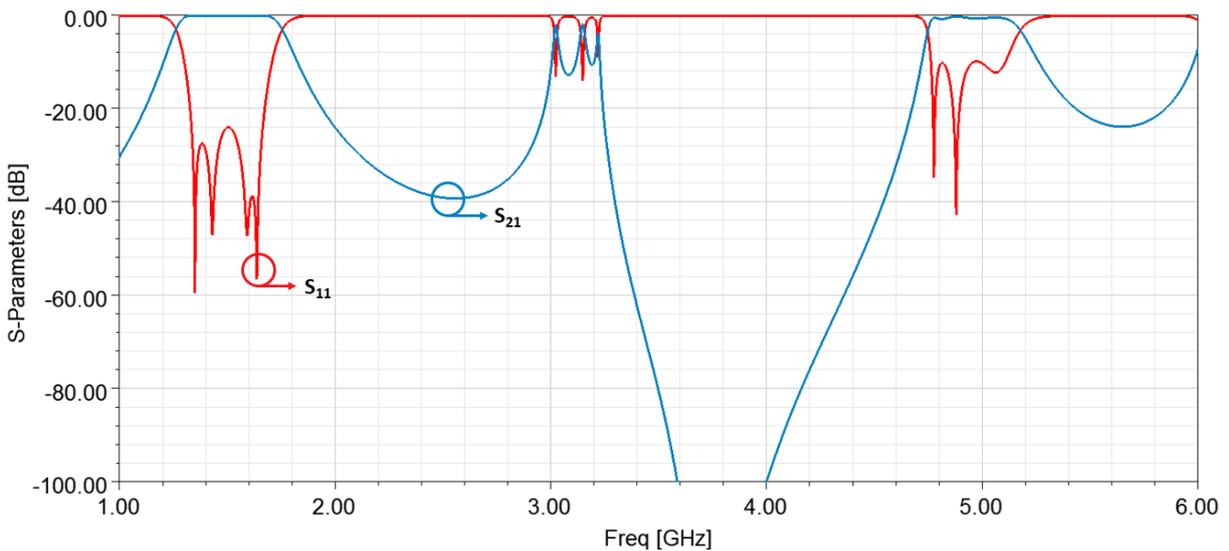


Figure III-59 : Réponses électromagnétiques du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle sur une bande large

La bande passante a bien été réduite par 2 (22,5% contre 45% pour les représentations précédentes du filtre 2). De plus, les pertes d'insertion sont du même ordre que celles des filtres précédents (0,13 dB).

Sur la bande large, une remontée harmonique est placée à 3,1 GHz. Cette remontée peut s'expliquer par l'ajout de discontinuités issues de la mise en parallèle des branches élémentaires et le nouveau parcours que peut emprunter l'onde.

Après simulation sur Spark3D, le filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires supporte une puissance maximale de 6,45 W. En observant les animations de déclenchement à une puissance de 6,8 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur la Figure III-60 et la Figure III-61, au niveau du résonateur 2. Le déclenchement se produit dans ce résonateur car le gap d'air à ce niveau est très faible (0,39 mm).

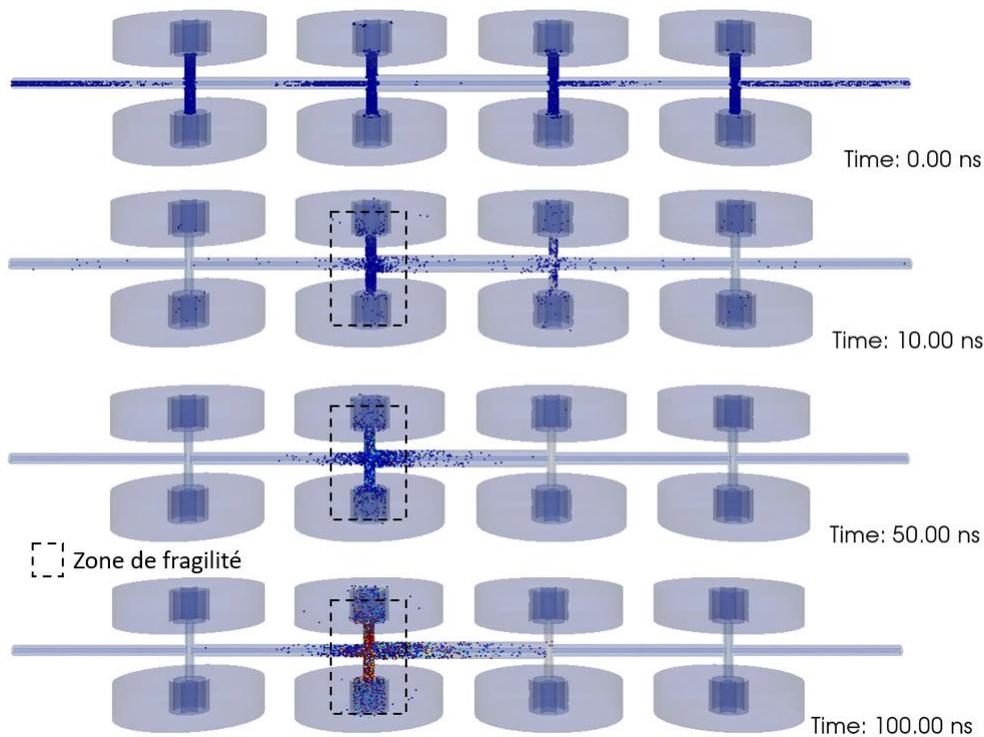


Figure III-60 : Zone de fragilité du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle

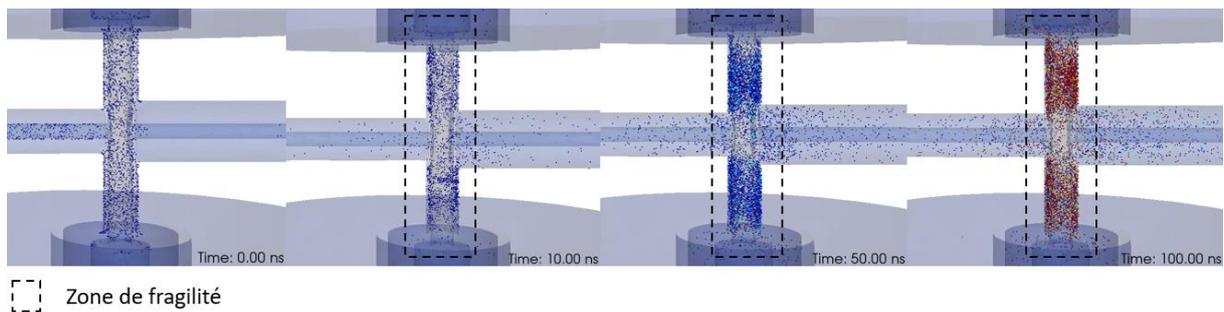


Figure III-61 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 2.C.b à 2 branches élémentaires en parallèle

c) *Filtre 3 : 2 branches élémentaires en parallèle*

Pour terminer, le filtre 3 avec extraction de la section d'attaque est également présenté avec la mise en parallèle de 2 résonateurs élémentaires pour former chacun des 6 résonateurs du filtre (**Filtre 3.C.c**). La représentation du filtre 3 à 2 branches élémentaires en parallèle est présentée à la Figure III-62 à partir des valeurs du tableau III-26.

Tableau III-26 : Dimensions des résonateurs et des inverseurs coaxiaux du filtre 3.C.c

Dimensions physiques					
	$L_{\text{théorique}}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	18,25	48	16,25	14,25	9,07
Résonateurs 2 et 5	20,83				7,53
Résonateurs 3 et 4	25				4,82

Dimensions électriques et physiques des inverseurs d'impédances après ajustement										
	Longueur inverseurs (mm)	$Z_{01}$ ( $\Omega$ )	$Z_{12}$ ( $\Omega$ )	$Z_{23}$ ( $\Omega$ )	$Z_{34}$ ( $\Omega$ )	$d_{i,i+1}$ (mm)	$D_{01}$ (mm)	$D_{12}$ (mm)	$D_{23}$ (mm)	$D_{34}$ (mm)
<b>Filtre 3.C.c</b>	50	52	72	119	138	1,27	3,02	4,21	9,23	12,66

Les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large sont présentées sur la Figure III-63 et la Figure III-64.

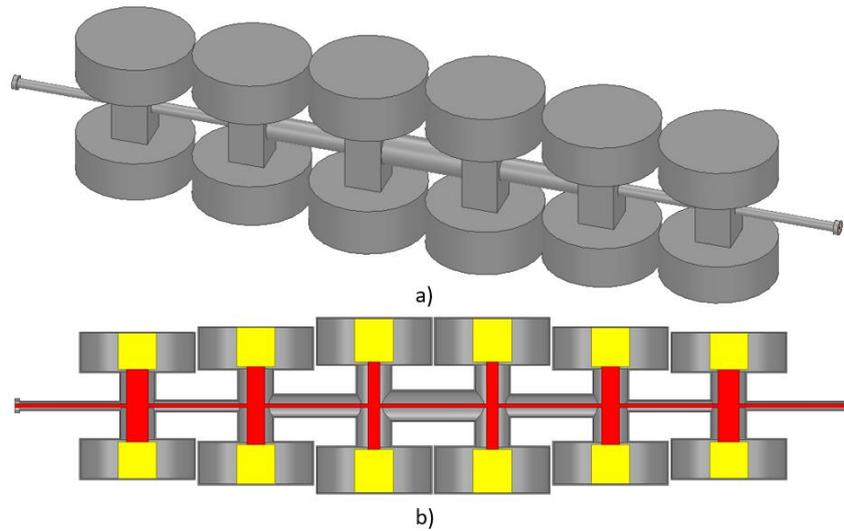


Figure III-62 : Filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires en parallèle

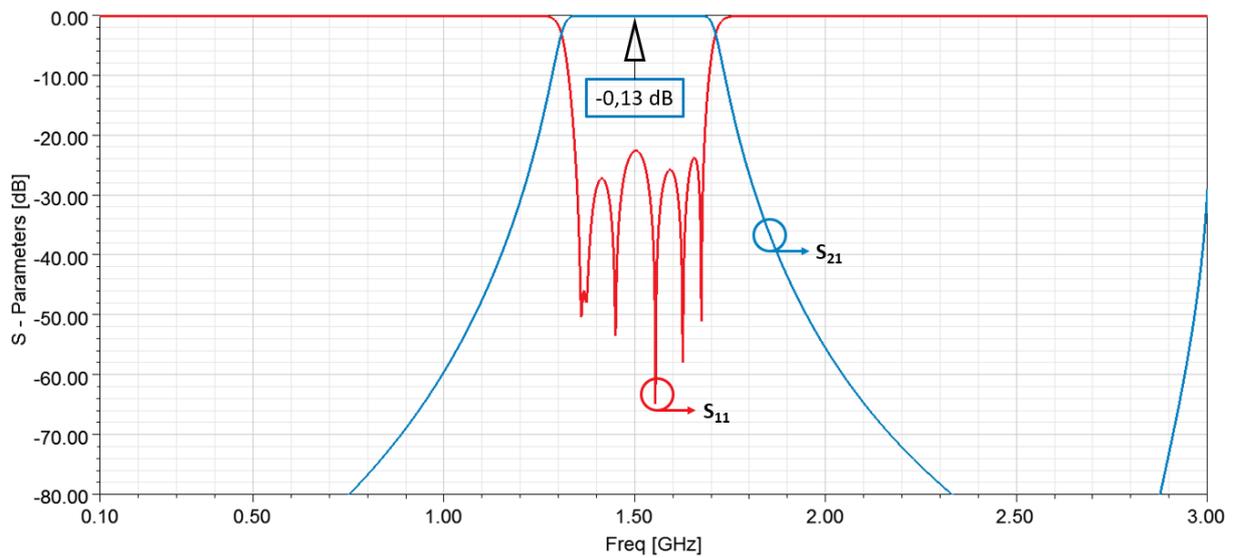


Figure III-63 : Réponses électromagnétiques du filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires en parallèle au voisinage de la bande passante

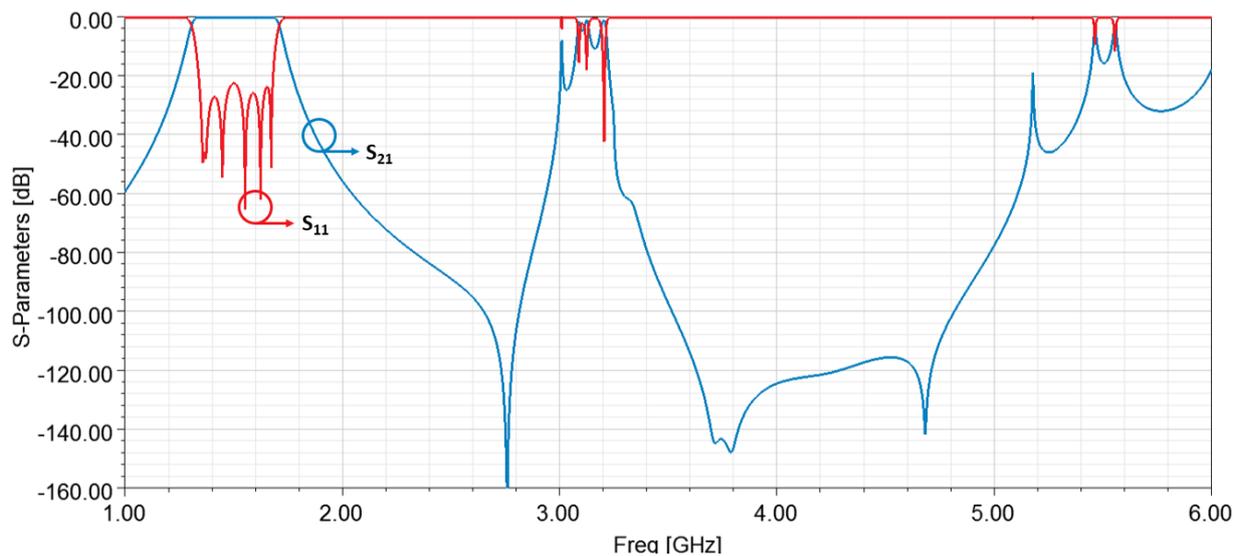


Figure III-64 : Réponses électromagnétiques du filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires en parallèle sur une bande large

La bande passante a bien été réduite par 2 (22,5% contre 45% pour les représentations précédentes du filtre 3). De plus, les pertes d'insertions sont du même ordre que celles des filtres précédents (0,13 dB).

En bande large, une remontée harmonique est placée à 3,1 GHz. Celle-ci peut s'expliquer par l'ajout de discontinuités issues de la mise en parallèle des branches élémentaires et le nouveau parcours que peut emprunter l'onde.

Après simulation sur Spark3D, le filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires supporte une puissance maximale de 23,8 W. En regardant les animations de déclenchement à une puissance de 25,6 W, la zone de déclenchement multipactor est identifiée sur les Figure III-65 et Figure III-66, au niveau de l'accès d'entrée du filtre. Le déclenchement se produit dans cette zone car le gap d'air à ce niveau est très faible (0,88 mm).

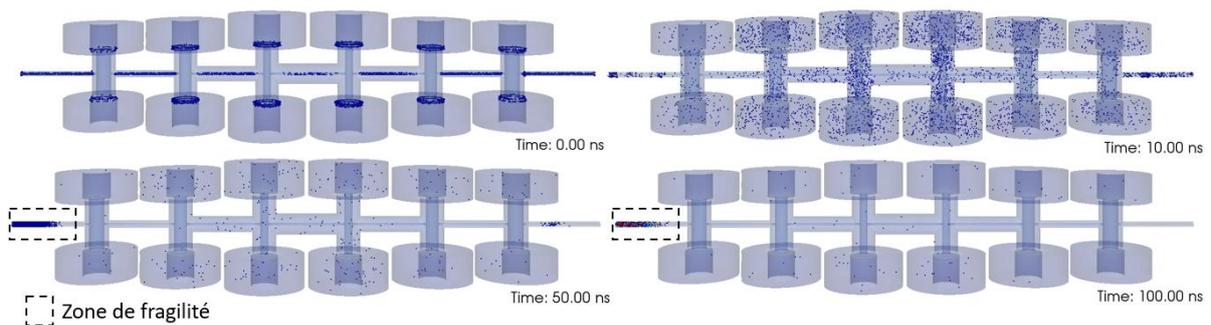


Figure III-65 : Zone de fragilité du filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires en parallèle

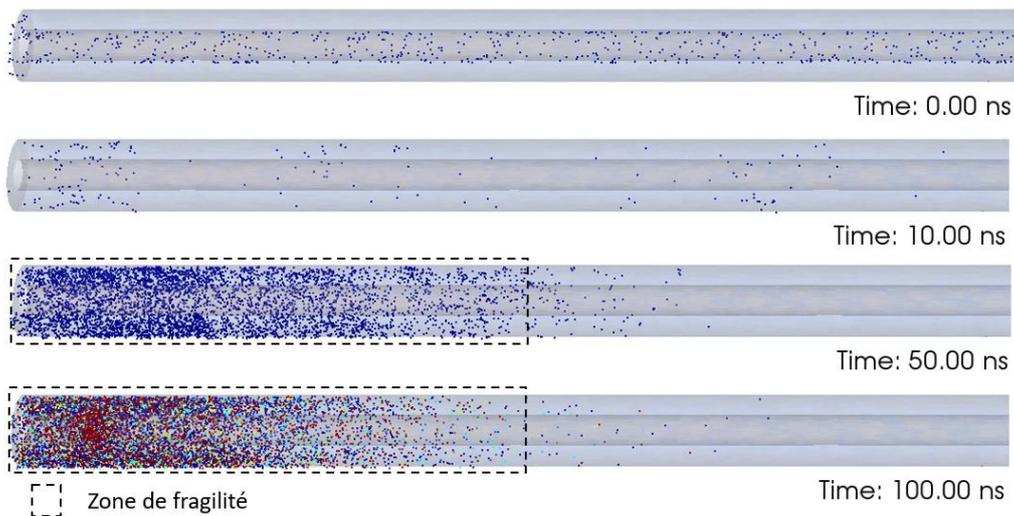


Figure III-66 : Zoom sur la zone de fragilité du filtre 3.C.c à 2 branches élémentaires en parallèle

La topologie présentée ici, utilise des inverseurs d'impédance coaxiaux pour réaliser les couplages. Cette solution propose une approche différente de celle étudiée dans [17]. Elle est dédiée à des bandes passantes larges. Pour pallier le problème de la limitation en bande passante, on utilise des résonateurs élémentaires en parallèles, mais cela augmente les effets de discontinuités liées aux inverseurs coaxiaux venant se connecter aux résonateurs ainsi qu'au parcours nouveau que l'onde peut emprunter.

#### D. Conclusion

Cette partie est dédiée à l'étude des filtres couplés par des inverseurs d'impédance coaxiaux. Les différentes déclinaisons de la topologie ont montré qu'il est possible de maîtriser la tenue en puissance, la largeur de bande passante ainsi qu'une partie de la bande atténuée. Elle montre toutefois des limitations importantes sur ces paramètres.

Le Tableau III-27 synthétise les différentes transformations géométriques :

Tableau III-27 : Synthèse des filtres couplés par inverseurs

	Topologie	Ordre	Pertes d'insertions (dB)	Bande passante relative W (%)	Maitrise de la bande atténuée	Tenue en puissance (W)
Filtre 1	Nominal	4	0,12	45	20 dB / 1,77 $F_0$	22,6
	Extraction section d'attaque		0,09	45	20 dB / 2,8 $F_0$	29
	4 branches élémentaires en parallèle		0,14	11,25	20 dB / 2,41 $F_0$	16,5
Filtre 2	Nominal		0,13	45	20 dB / 1,93 $F_0$	10,5
	Extraction section d'attaque		0,09	45	20 dB / 2,35 $F_0$	8,7
	2 branches élémentaires en parallèle		0,13	22,5	20 dB / 2,09 $F_0$	6,45
Filtre 3	Nominal	6	0,14	45	20 dB / 1,83 $F_0$	11,1
	Extraction section d'attaque		0,10	45	20 dB / 2,18 $F_0$	21,4
	2 branches élémentaires en parallèle		0,13	22,5	20 dB / 2,08 $F_0$	23,8

L'emploi d'inverseurs d'impédance coaxiaux, dans les différents cas exposés, a montré des limitations technologiques liés aux discontinuités et au fort contraste entre les impédances des résonateurs et des inverseurs, surtout pour des bandes passantes faibles. Des solutions basées sur l'extraction de la section d'attaque des résonateurs et la mise en parallèle de résonateurs élémentaires, ont permis de lever des verrous, mais la maîtrise de la bande atténuée reste très délicate.

Les premiers filtres couplés par inverseurs ont montré qu'il est théoriquement possible via ADS de réaliser un filtre dont la bande atténuée est maîtrisée. La seconde partie du chapitre présente un filtre d'ordre 6 couplé par des tiges métalliques qui présente la même particularité que le filtre 3, c'est-à-dire, un agencement de résonateurs avec des rapports  $M_{eq}$  différents.

## 2. Filtres couplés par tiges métalliques

Cette seconde famille topologique a été développée en exploitant un couplage direct différent. A la différence du couplage par inverseur coaxial qui peut être volumineux, le couplage par tige métallique est un couplage permettant de garder une taille de filtre maîtrisée car l'intensité du couplage électrique réalisé dépend principalement de la position verticale de la tige.

Dans cette partie, un filtre a donc été développé en associant : des résonateurs différents pour maîtriser la bande atténuée et des couplages par tiges métalliques.

### A. Présentation et conception du filtre nominal

La maîtrise des résonateurs coaxiaux à saut d'impédances permet de mener une étude sur l'association de résonateurs différents dans un filtre. Le contrôle du placement des fréquences d'intérêt des résonateurs (harmoniques et zéros de transmission) permet de créer des synchronisation-désynchronisation. Les résonateurs fonctionnant tous à la fréquence de résonance  $F_0$ , les remontées harmoniques et les zéros de transmission sont alors déplacés pour créer des désynchronisations dans la bande atténuée du filtre. Le but étant d'empêcher les remontées harmoniques de se produire.

Le logiciel ADS permet de rapidement trouver des rapports d'impédances permettant cette synchronisation-désynchronisation. Cette partie présente l'étude d'un filtre d'ordre 6 à 2 sections coaxiales couplées par des tiges métalliques, permettant la maîtrise de la bande atténuée.

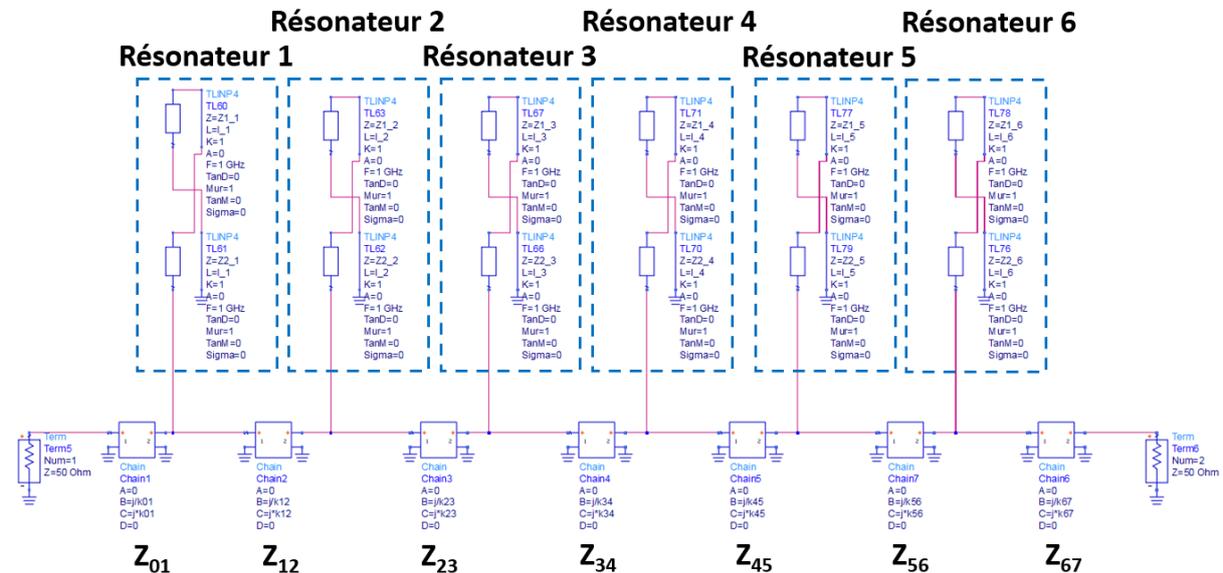


Figure III-67 : Filtre d'ordre 6 à 2 sections sous ADS

La Figure III-67 représente la modélisation sous ADS du filtre d'ordre 6 à 2 sections. Les couplages par tiges sont ici modélisés idéalement par des matrices ABCD d'inverseurs d'impédance.

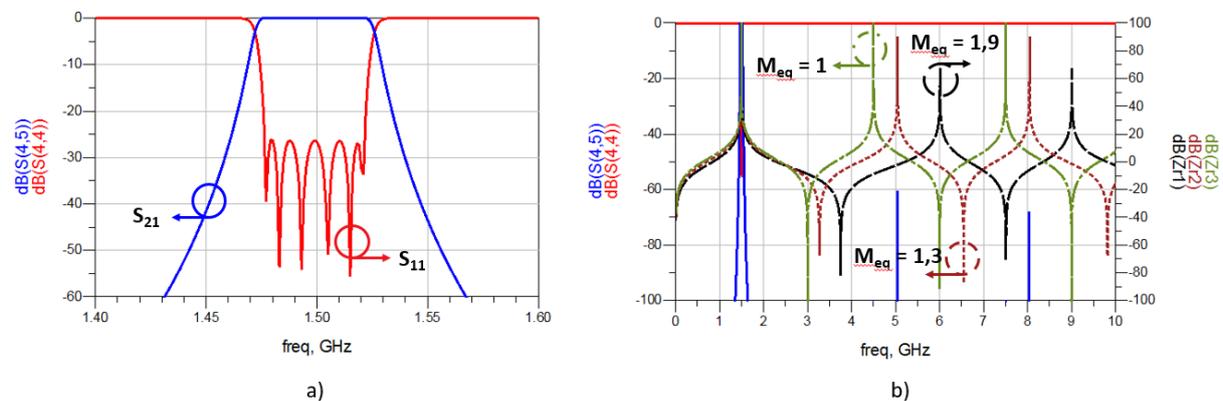


Figure III-68 : Réponses du filtre a) au voisinage de la bande passante et b) sur une bande large

La Figure III-68 présente respectivement, la réponse au voisinage de la bande passante et sur une bande large. La bande passante est adaptée à -26 dB et fixée à 3%.

La Figure III-68 b) est composée de 2 informations, l'axe des ordonnées à gauche représente l'échelle en dB de la réponse du filtre (traits pleins) et l'axe des ordonnées à droite représente l'échelle en dB des impédances ramenées en entrées des 3 résonateurs (tirets), composant le filtre. Les impédances ramenées en entrée présentent des fréquences de remontées harmoniques et des zéros de transmission différents. L'effet de synchronisation-désynchronisation est visible sur la réponse du filtre. Par exemple, les impédances d'entrée des résonateurs 1 et 3 à 6 GHz et 7,5 GHz présentent un zéro de transmission associé à une remontée. La résultante sur la réponse du filtre est une suppression du signal transmis à ces fréquences.

L'idée de désynchronisation fonctionnant dans le cas idéal, le filtre a été transposé du modèle électrique au modèle physique sur HFSS pour vérifier électromagnétiquement son comportement.

La Figure III-69 présente le filtre transposé sur HFSS. Le Tableau III-28 donne les dimensions du filtre ainsi que les premières fréquences des résonateurs. La différence de longueur  $L_{idéale}$  (Longueur idéale des résonateurs du filtre ADS) et  $L_{électromagnétique}$  (Longueur électromagnétique des résonateurs du filtre sur HFSS) s'explique par la prise en compte des discontinuités qui implique de réduire la longueur des résonateurs pour adapter la réponse électromagnétique.

Tableau III-28 : Dimensions électriques et physiques du résonateur, fréquences d'intérêt

Dimensions électriques des résonateurs				
	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{eq}$
Résonateurs 1 et 6	65	34,21	1,9	1,9
Résonateurs 2 et 5	65	50	1,3	1,3
Résonateurs 3 et 4	65	65	1	1

Dimensions physiques des résonateurs						
	$L_{idéale}$ (mm)	$L_{électromagnétique}$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	19,98	16,57	50	16,95	15,95	9,01
Résonateurs 2 et 5	22,92	18,12				6,93
Résonateurs 3 et 4	25	19,6				5,41

Fréquences des résonateurs – cas idéal						
	$F_0$ (GHz)	$F_{z1}$ (GHz)	$F_{sh1}$ (GHz)	$F_{z2}$ (GHz)	$F_{sh2}$ (GHz)	$F_{z3}$ (GHz)
Résonateurs 1 et 6	1,5	3,75	6,01	7,51	9,01	11,26
Résonateurs 2 et 5		3,27	5,05	6,55	8,05	9,82
Résonateurs 3 et 4		3	4,5	6	7,5	9

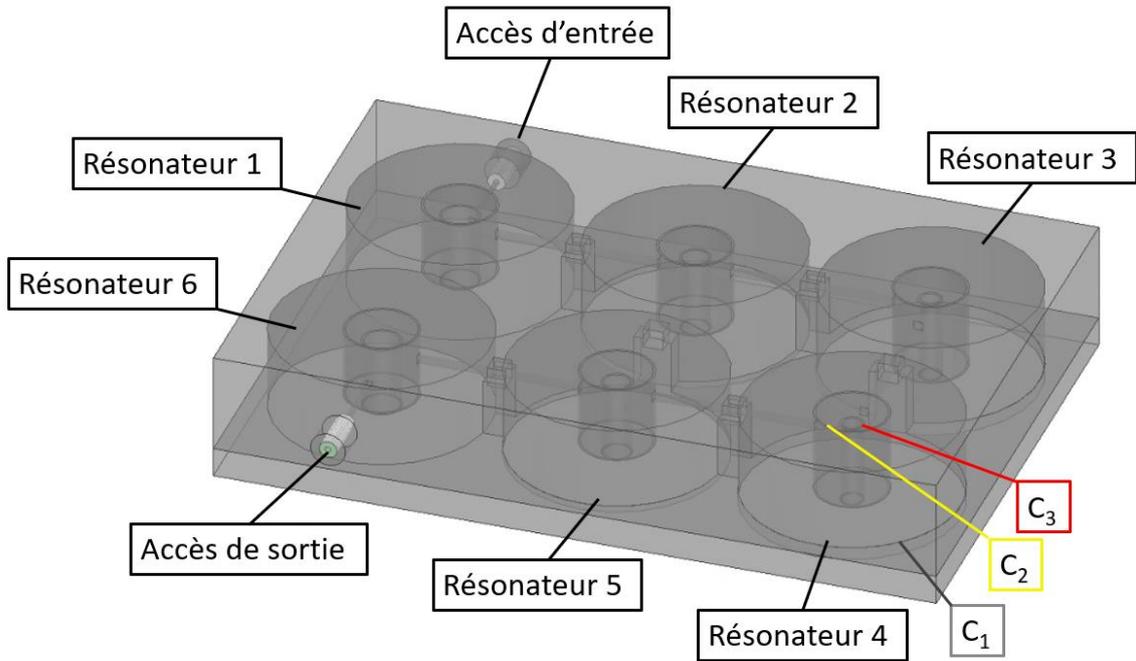


Figure III-69 : Filtre modélisé sous HFSS

Les réponses du filtre sont présentées au voisinage de la bande passante et sur une bande large respectivement sur les Figure III-70 et Figure III-71.

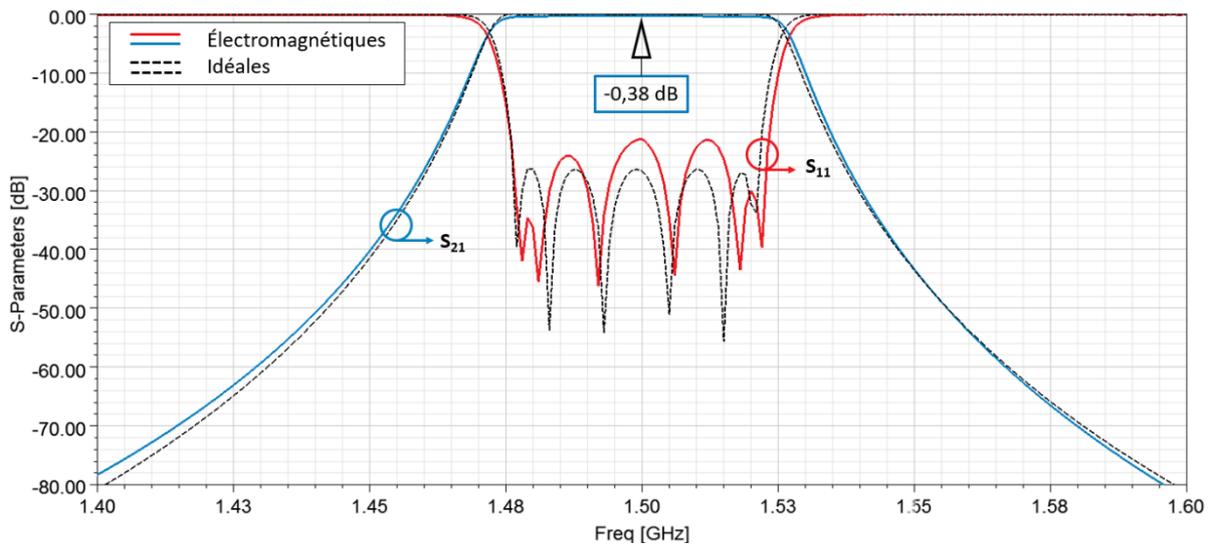


Figure III-70 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) au voisinage de la bande passante

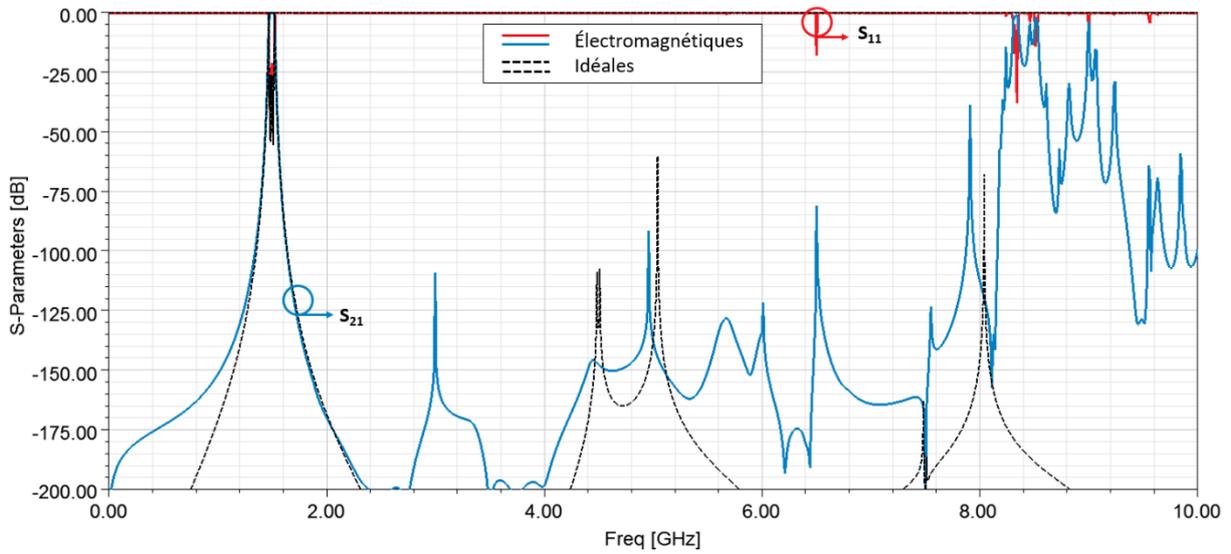


Figure III-71 : Réponses électromagnétiques (traits pleins) et idéales (pointillés) sur une bande large

La réponse dans la bande passante est en accord avec la réponse idéale. Le filtre présente des pertes d'insertion de 0,38 dB.

En revanche, les réponses électromagnétiques en bande large diffèrent des réponses idéales. La réponse en transmission idéale présente une bande atténuée maîtrisée (à -40 dB) supérieure à  $6,6 \times F_0$ , tandis que pour la réponse électromagnétique, elle atteint  $5,3 \times F_0$ . La différence peut s'expliquer par les discontinuités qui ne sont pas modélisés sous ADS.

Le filtre présentant tout de même une bande atténuée maîtrisée intéressante. Il a donc été fabriqué et mesuré.

### B. Fabrication - Mesure

L'usinage a été réalisé par l'entreprise Breizh Usinage. Le filtre et les tiges métalliques ont été réalisés en aluminium avec une tolérance de  $\pm 50 \mu\text{m}$ . Le filtre a été modélisé en 2 parties : le corps (Figure III-72) et le capot (Figure III-73). La Figure III-74 présente les photographies de ces 2 parties. Les tiges de couplage sont positionnées à l'aide de méplats afin de faciliter le maintien et l'intégration de celles-ci.

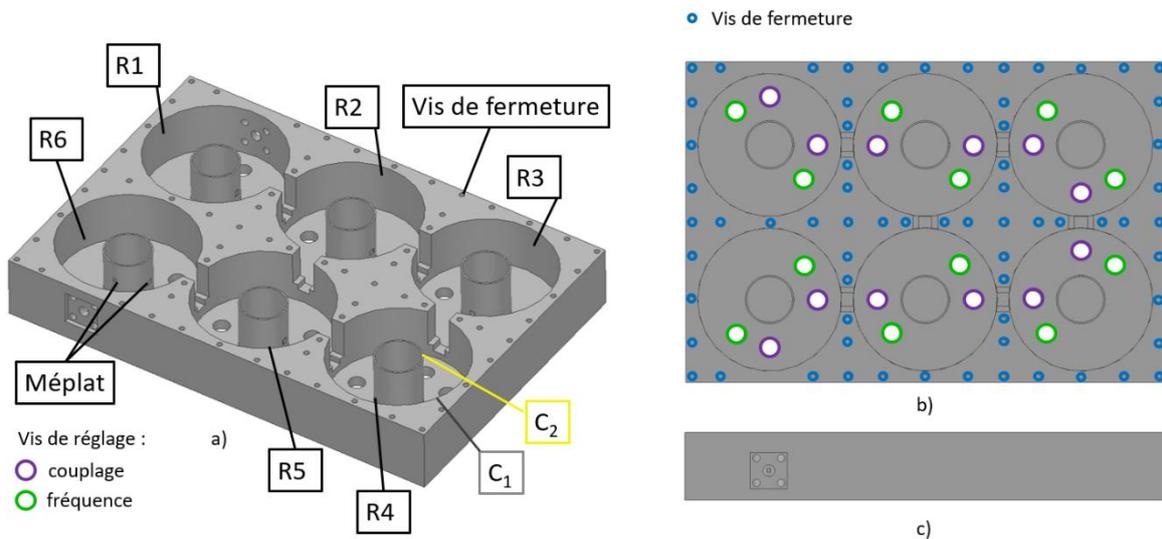


Figure III-72 : Corps du filtre

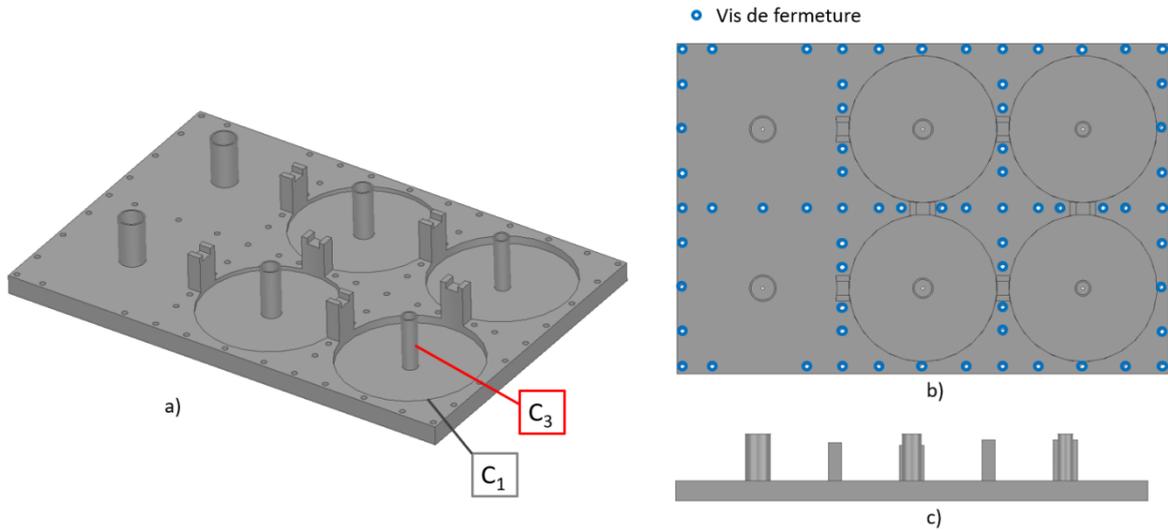


Figure III-73 : Capot du filtre

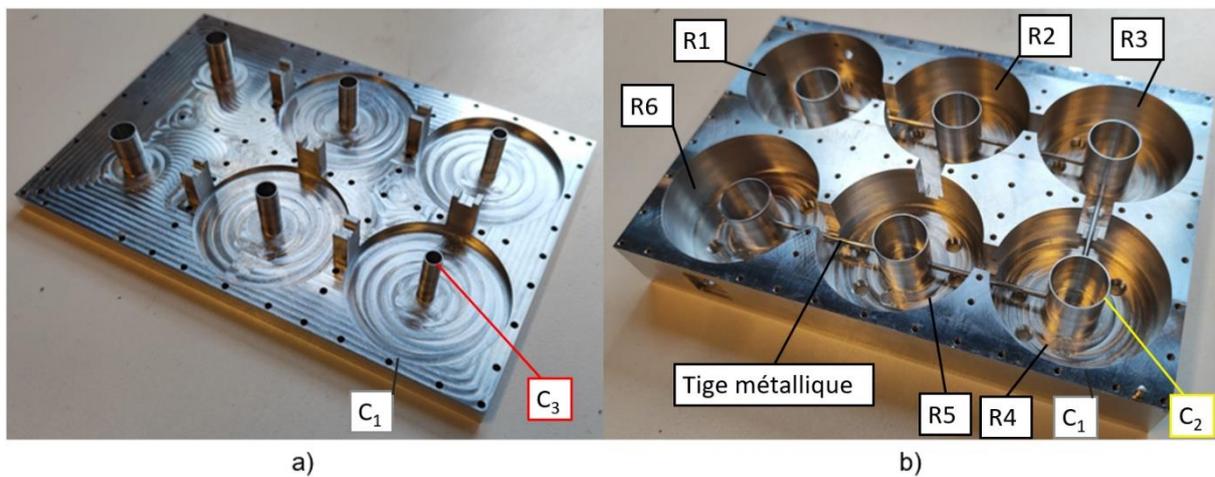


Figure III-74 : Photographies du filtre : a) Capot et b) Corps

La mesure a été effectuée au Lab-STICC, sur le VNA ZVA67 de Rohde & Schwarz. Le filtre comporte 24 vis de réglage, 12 sont placées au-dessus des tiges de couplage pour régler le couplage entre les résonateurs, les 12 autres sont placées dans les résonateurs afin d'ajuster leur fréquence de résonance. Les vis sont placées de telle sorte qu'elles n'impactent pas la tenue en puissance du filtre.

Les vis sont plus ou moins enfoncées dans le filtre pour ajuster la réponse. La Figure III-75 est une photographie du filtre pour une configuration donnée de vis. Les réponses associées au voisinage de la bande passante et en bande large sont présentées respectivement sur les Figure III-76 et Figure III-77.

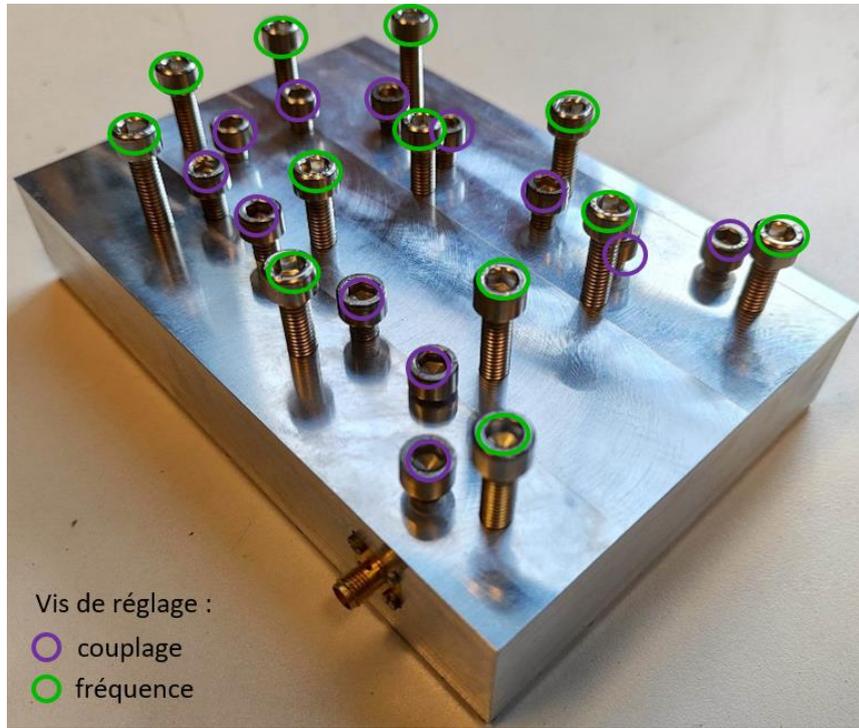


Figure III-75 : Filtre monté avec les 24 vis de réglages

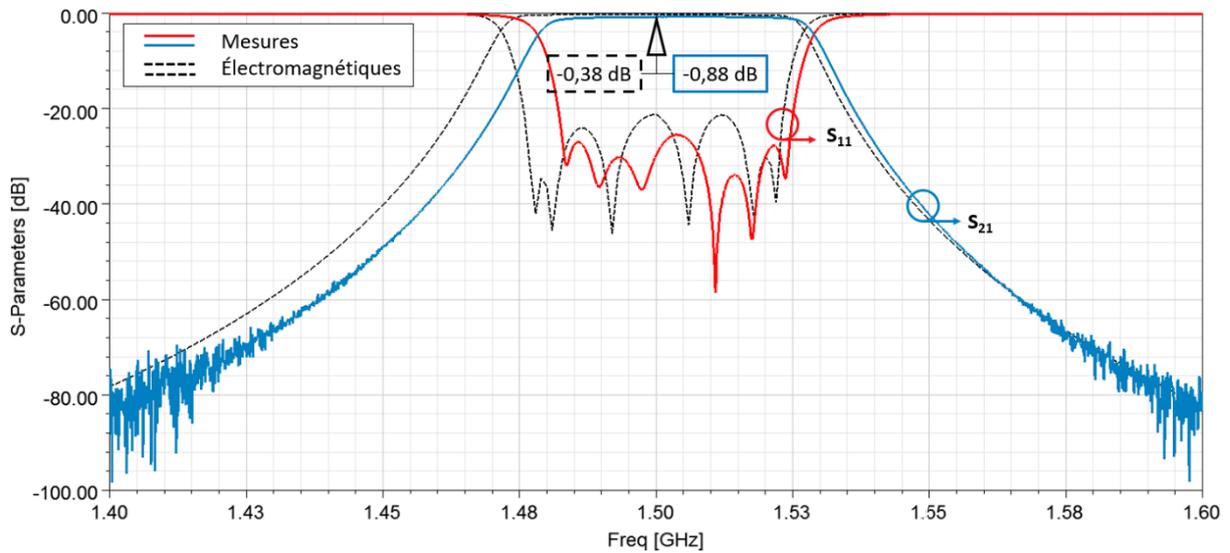


Figure III-76 : Réponses mesurées (traits pleins) vs électromagnétiques (pointillés) au voisinage de la bande passante

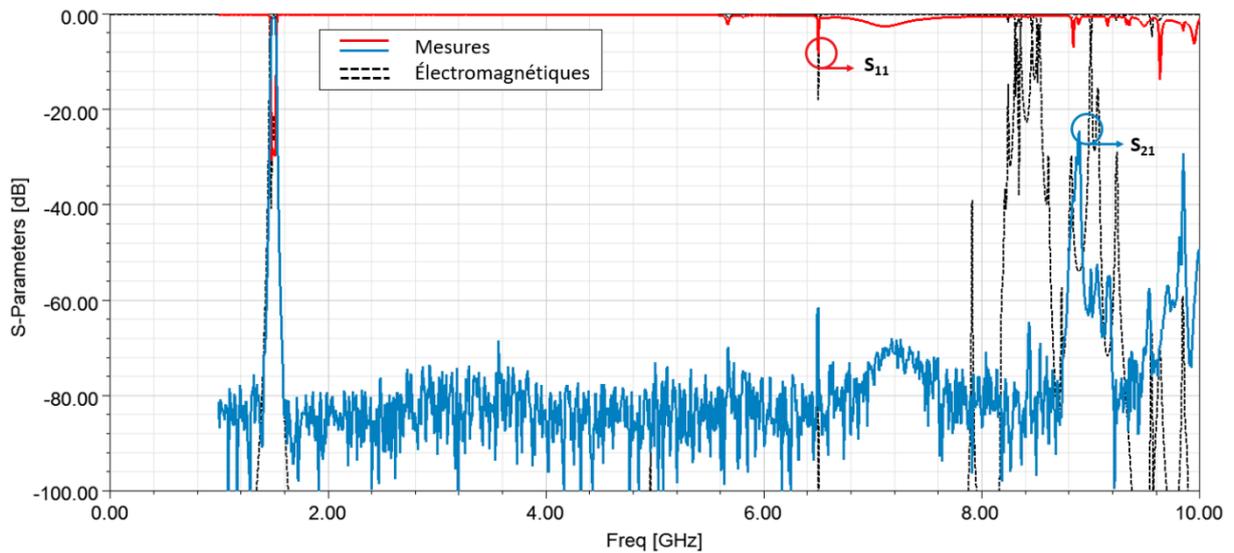


Figure III-77 : Réponses mesurées (traits pleins) vs électromagnétiques (pointillés) sur une bande large

La réponse mesurée dans la bande passante (Figure III-76) présente une fréquence de résonance décalée de 5 MHz (+0,33% d'écart), la largeur de bande a été quasiment conservée et est de 2,78% (contre 3% souhaitée). Le principal défaut se situe au niveau des pertes d'insertion de l'ordre de 0,88 dB en mesure contre 0,38 dB en simulation. Ces pertes supplémentaires peuvent provenir d'une conductivité plus faible que celle du matériau simulé, de défauts de calibration des appareils de mesure ou encore de la rugosité des pièces, etc.

A la suite des résultats précédents, la rugosité a été mesurée par Breizh Usinage. Les mesures ont été effectuées en 3 points indiqués sur la Figure III-78 et leurs valeurs sont données dans le Tableau III-29.

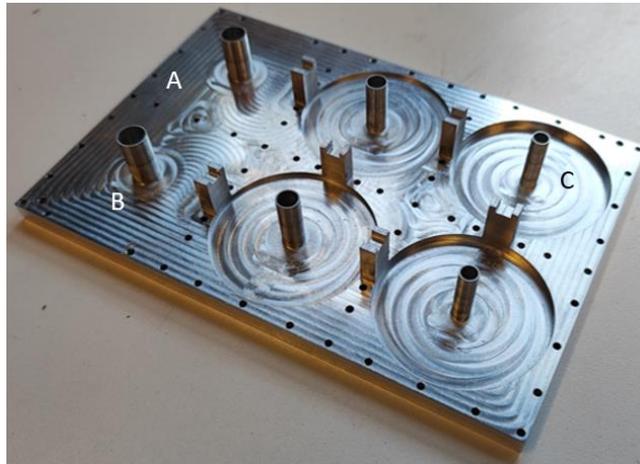


Figure III-78 : Photographie du capot avec les points de mesures A, B et C

Tableau III-29 : Mesure de rugosité en fonction du point de mesure

Point de mesure	A	B	C
Rugosité Ra ( $\mu\text{m}$ )	0,127	1,61	1,476

La rugosité est faible au niveau des parois du capot (A), cependant, celle-ci augmente au niveau des cylindres (B et C). Ce niveau de rugosité élevé peut s'expliquer dans les zones B et C par la vibration du cylindre lors de l'usinage.

En bande large (Figure III-77), la réponse mesurée est très satisfaisante. A -40 dB, le filtre présente une bande vierge de remontées harmoniques de l'ordre de  $6 \times F_0$  (contre  $5,3 \times F_0$  en simulation). L'un des points positifs réside dans la maîtrise de la bande atténuée à -20 dB qui est supérieure à  $6,6 \times F_0$ .

Au niveau de la puissance que supporte le filtre, celui-ci tient une puissance maximale de 31,8 W. En regardant la zone de déclenchement de l'effet multipactor représentée sur la Figure III-79, on remarque que la zone fragile est le résonateur 2 et plus précisément, dans le gap entre  $C_2$  et  $C_3$ .

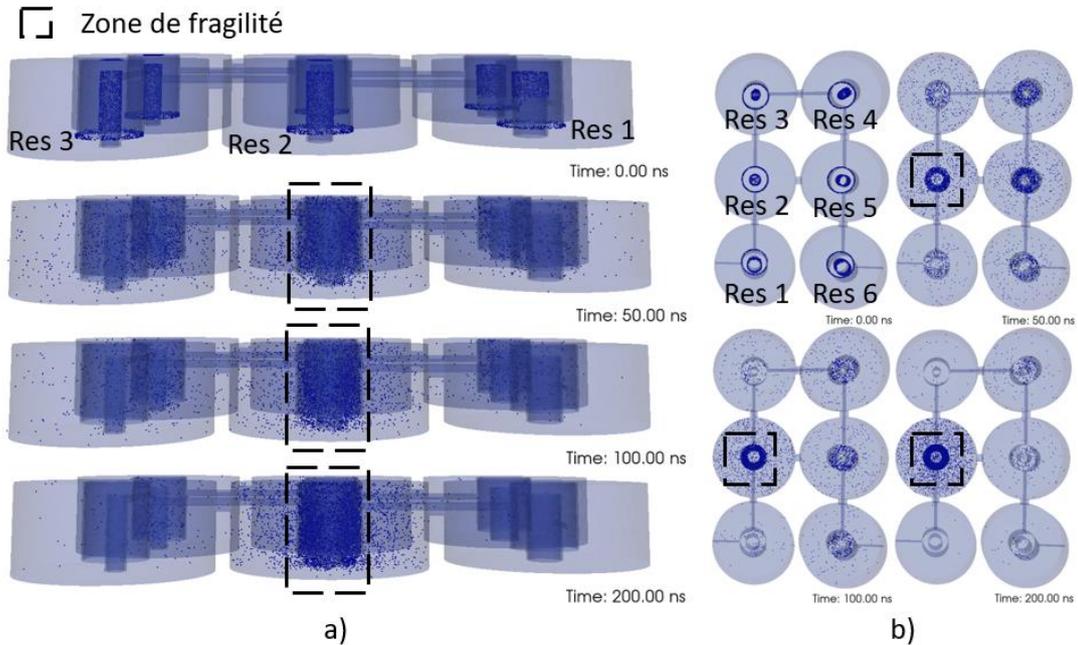


Figure III-79 : Effet multipactor du filtre d'ordre 6 a) en vue de face, b) en vue de dessus

La réalisation du filtre a permis de valider le fonctionnement de la synchronisation-désynchronisation via l'utilisation de résonateurs à  $M_{eq}$  différents. La maîtrise de la bande atténuée est acquise et la tenue en puissance est supérieur à 30 W.

### C. Rétrocouplage

Le filtre a été conçu pour permettre de réaliser un rétrocouplage. Le rétrocouplage est un couplage entre résonateurs non-adjacents (de signe opposé à celui des couplages directs) qui permet de faire apparaître un zéro de transmission de part et d'autre de la bande passante.

La Figure III-80 présente la photographie du corps du filtre avec la tige de rétrocouplage placée entre les résonateurs 2 et 5.

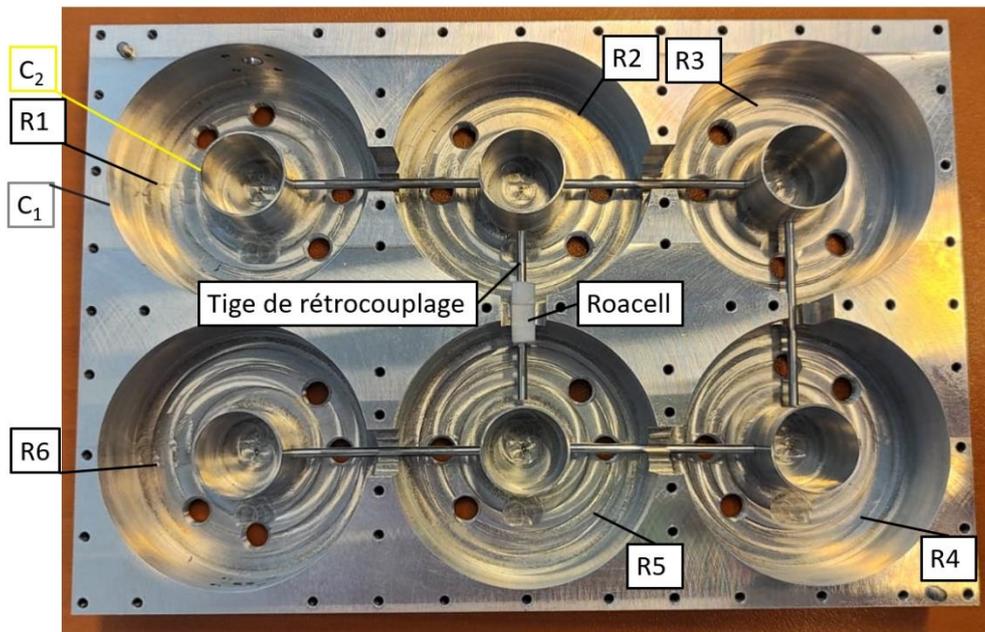


Figure III-80 : Photographie du corps du filtre avec la tige de rétrocouplage

La tige est placée à égale distance des cylindres  $C_2$  des résonateurs 2 et 5. L'écart entre la tige de rétrocouplage et les cylindres  $C_2$  est de 1,53 mm. La tige est maintenue par une plaque de Roacell dont la permittivité électrique est proche de celle de l'air ( $\epsilon_r = 1$ ).

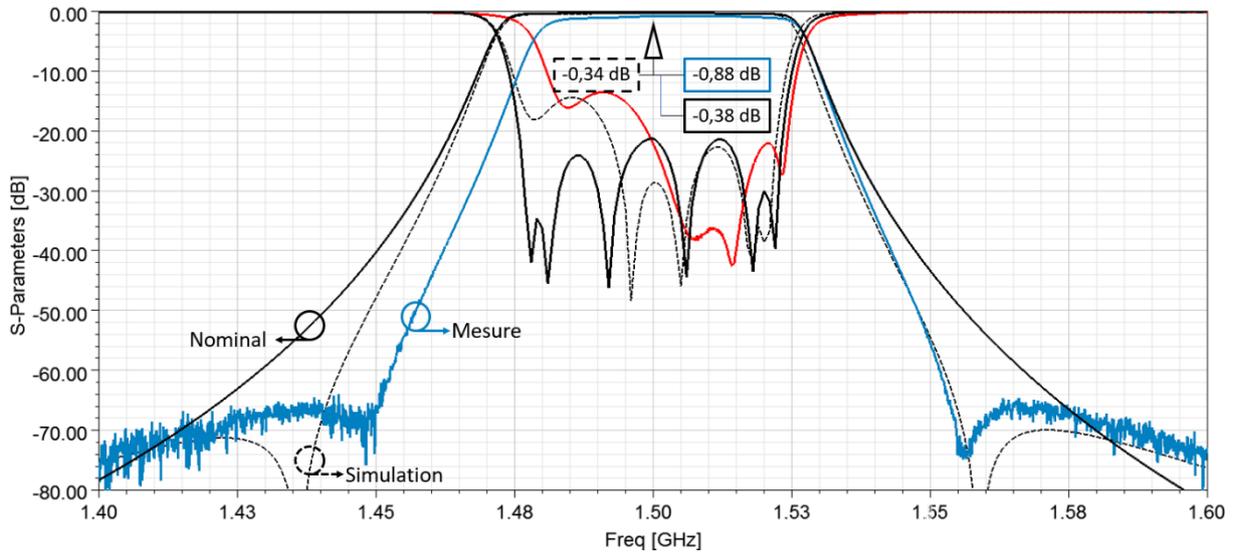


Figure III-81 : Réponses des filtres nominal (Trait pleins noir), simulé avec rétrocouplage (pointillés) et mesuré avec rétrocouplage (rouge et bleu) au voisinage de la bande passante

La Figure III-81 présente les réponses des filtres nominal, simulé avec rétrocouplage et mesuré avec rétrocouplage au voisinage de la bande passante. Par rapport au filtre nominal (traits noirs pleins), le filtre mesuré (trait couleurs pleins) présente 2 zéros de transmission visibles à 1,45 et 1,56 GHz. De plus, les comportements des filtres mesurés et simulés concordent. Le gain en réjection par rapport au filtre nominal est respectivement de -30 dB à 1,45 GHz et de -20 dB à 1,56 dB.

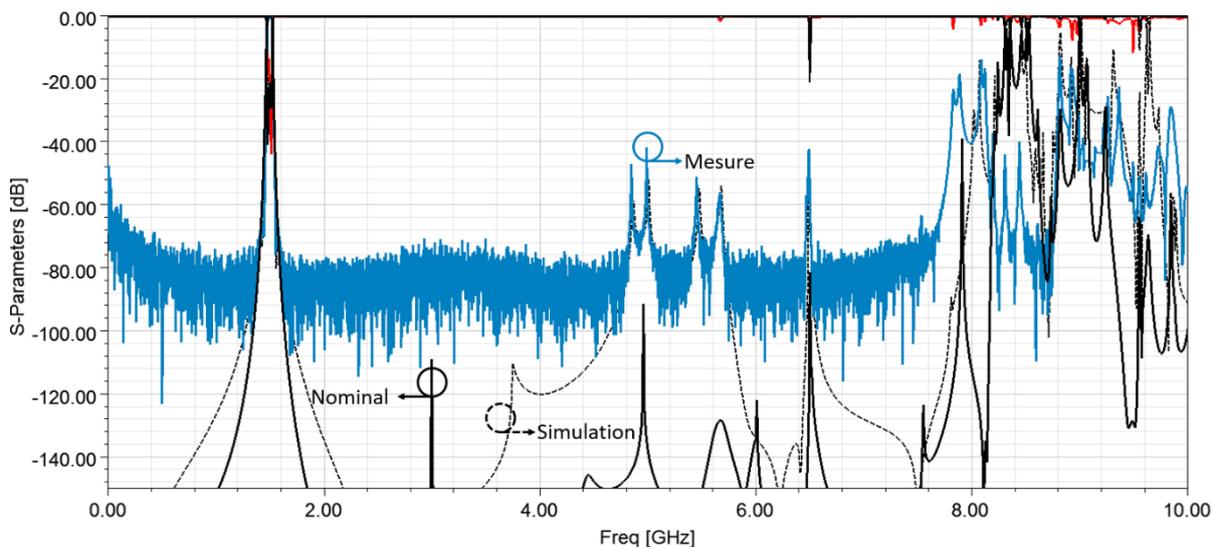


Figure III-82 : Réponses des filtres nominal (Trait pleins noir), simulé avec rétrocouplage (pointillés) et mesuré avec rétrocouplage (rouge et bleu) sur une bande large

La Figure III-82 présente les réponses des filtres nominal, simulé avec rétrocouplage et mesuré avec rétrocouplage sur une bande large. Par rapport au filtre nominal (traits noirs pleins), le filtre mesuré (trait couleurs pleins) a une bande atténuée maîtrisée légèrement plus faible de l'ordre de  $5,2 \times F_0$  (contre  $5,3 \times F_0$ ) à -40 dB.

#### D. Transposition en bande Ku

Le passage de la bande L à la bande Ku nécessite de modifier les dimensions du filtre pour décaler sa fréquence de résonance  $F_0$ . En bande L, la fréquence de résonance  $F_{0L}$  est placée à 1,5 GHz. En bande Ku, cette fréquence de résonance  $F_{0Ku}$  est placée à 12 GHz. Il y a alors un rapport  $F_{0Ku} / F_{0L}$  de 8 qu'on applique sur les dimensions du nouveau filtre.

La Figure III-83 présente le filtre en bande Ku comparé à son homologue en bande L

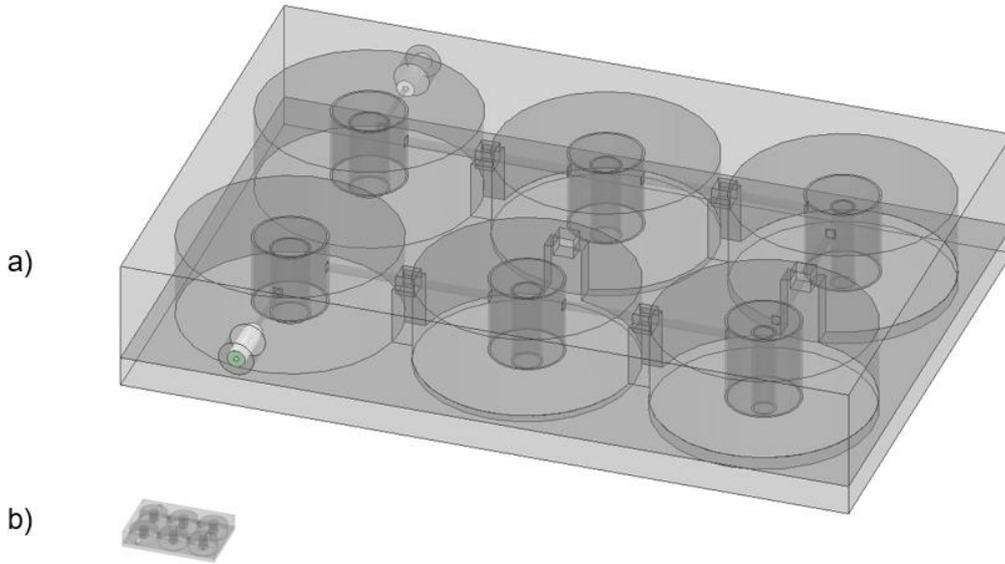


Figure III-83 : modélisation à l'échelle des filtres a) en bande L, b) en bande Ku

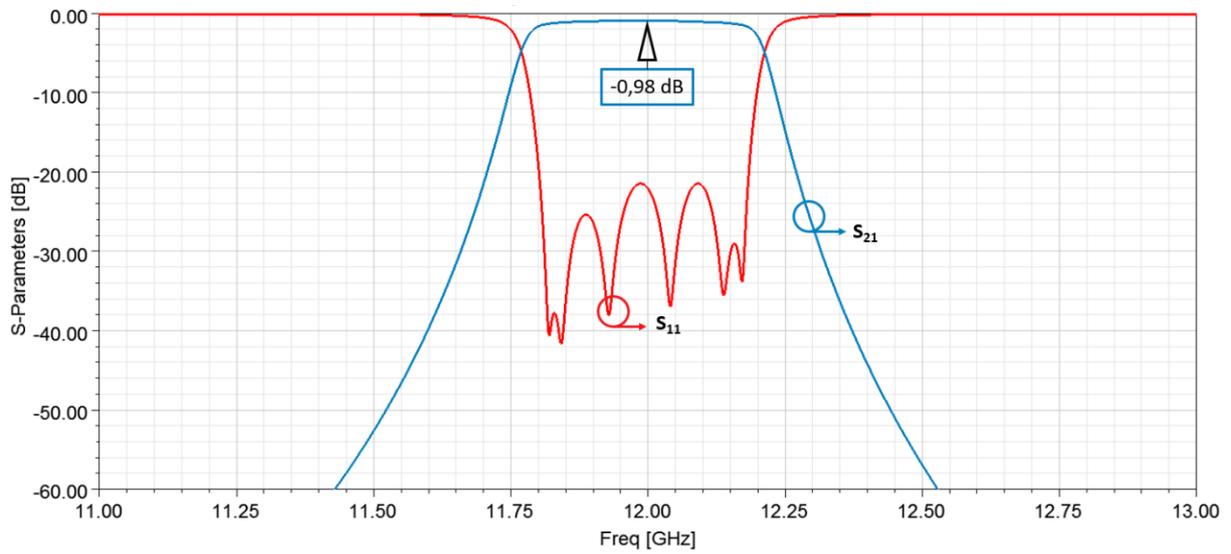


Figure III-84 : Réponses électromagnétiques du filtre en bande Ku au voisinage de la bande passante

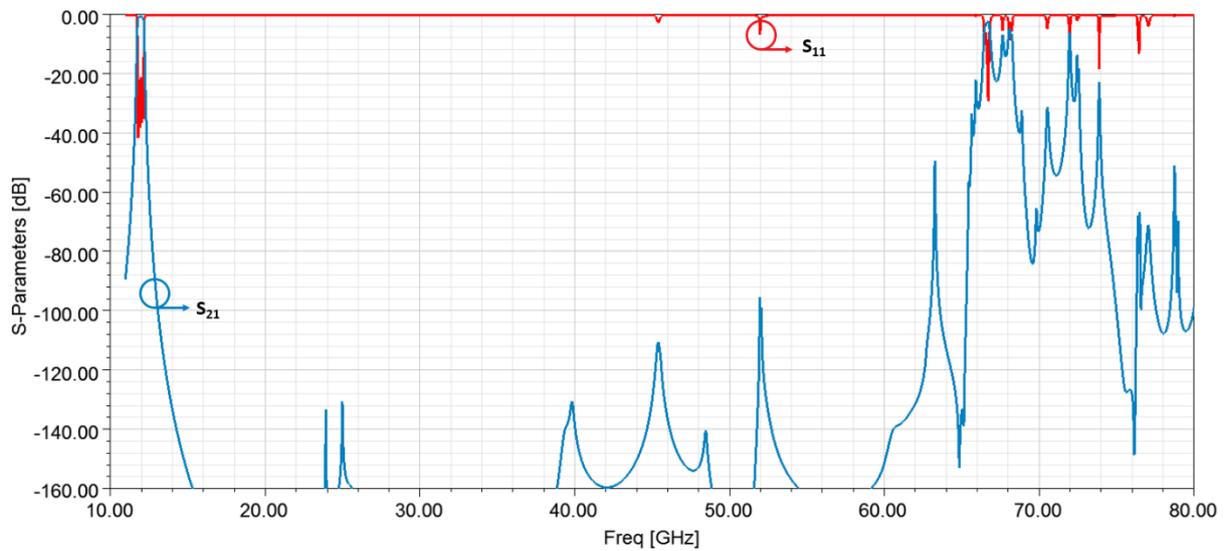


Figure III-85 : Réponses électromagnétiques du filtre en bande Ku sur une bande large

La Figure III-84 présente la réponse du filtre en bande Ku au voisinage de la bande passante. L'homothétie des dimensions n'a pas perturbé la bande passante, celle-ci est conservée. En revanche, les pertes d'insertions du filtre en bande Ku sont plus fortes que celles du filtre en bande L (0,98 contre 0,38 dB).

La Figure III-85 présente la réponse du filtre Ku en bande large. Comme dans le cas de la bande passante, la réponse en bande large a conservé les mêmes propriétés que celles du filtre en bande L. Le filtre en bande Ku possède une bande atténuée maîtrisée de l'ordre de  $5,55 \times F_0$  (contre  $5,28 \times F_0$  pour le bande L).

Le Tableau III-30 compare différentes caractéristiques des filtres en bandes L et Ku.

Tableau III-30 : Comparaison des caractéristiques du filtre en fonction de la bande d'intérêt

Caractéristiques	Bande L	Bande Ku
Leps (mm)	3	0,375
Dimensions du filtre (L x l x h) (mm x mm x mm)	166 x 112 x 30,6	13,25 x 19,75 x 3,32
Pertes d'insertions (dB)	-0,39	-1,03
Adaptation (dB)	-21,27	-21,12
Rapport remontée / $F_0$	$5,28 \times F_0$	$5,55 \times F_0$
Volume RF (cm <sup>3</sup> )	245	0,477
Tenue en puissance (W)	31,8	33

Le filtre Ku présenté est un cas idéaliste. Le connecteur a subi l'homothétie dimensionnelle. Il ne représente pas la réalité. Dans le cas d'une réalisation et d'une validation de la synchronisation-désynchronisation du filtre en bande Ku, il est nécessaire de trouver un connecteur réalisable.

En fixant les paramètres du connecteur suivant :

- la fréquence minimale du connecteur = 67 GHz
- La longueur minimale de l'âme du connecteur = 2,578 mm (distance entre le cylindre  $C_2$  et l'extérieur du filtre)

Le connecteur [44] possède une longueur de tige de 5,85 mm et tient une fréquence maximale de 67 GHz. Afin de placer le connecteur sur le filtre, il est nécessaire d'ajuster les dimensions extérieures de ce dernier. La Figure III-86 présente la différence de dimensions entre le filtre idéal et le filtre avec le connecteur [44].

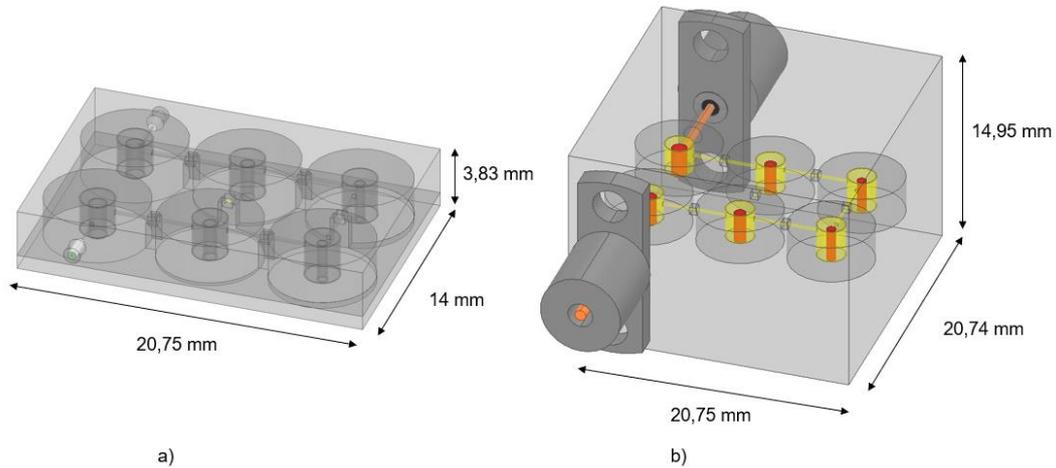


Figure III-86 : Filtres en bande Ku a) avec des connecteurs idéaux, b) avec des connecteurs du marché

Les réponses de ce filtre sont similaires aux Figure III-84 et Figure III-85. Elles sont présentées en annexe 4.

### 3. Conclusion

Cette partie a présenté 2 topologies différentes basées sur des couplages directs.

Les filtres couplés par inverseurs d'impédance coaxiaux sont des filtres volumineux basés sur des résonateurs  $\lambda/4$ . Le filtre nominal présente des discontinuités importantes (ajout d'une longueur de ligne importante) qui perturbent son comportement. L'extraction de la « section d'attaque », sur un étage supérieur, a permis d'en réduire les effets. Cependant, dans le cas de  $M_{ij} \neq 1$ , des remontées parasites apparaissent et nécessitent de trouver un compromis entre la longueur des inverseurs coaxiaux et leur impédance. Ces filtres ont montré un comportement favorable pour des applications large bande. La dernière modification de la structure a été de mettre en parallèle plusieurs résonateurs élémentaires pour former les résonateurs, et ainsi obtenir une réduction de la bande passante relative. Plus le nombre d'éléments en parallèle est important, plus on aura de facilité à la réduire.

Les filtres couplés par tiges métalliques ont permis de tester l'utilisation de résonateurs différents dans un même filtre. Une synchronisation-désynchronisation des remontées harmoniques et des zéros de transmission par cette technique a pour conséquence de nettoyer la bande atténuée proche. La tenue en puissance de ces filtres reste à améliorer, mais est encourageante pour cette topologie de filtre.

Le Tableau III-19 présente une synthèse des performances électriques et des tenues en puissance des filtres du chapitre III avec les références de l'état de l'art.

Le chapitre suivant présente 2 nouvelles topologies couplées par proximité exploitant également une maîtrise de la bande atténuée par l'utilisation de résonateurs différents.

Tableau III-31 : Synthèse des performances électriques et des tenues en puissances des filtres du chapitre III

Références	Ordre	F <sub>0</sub> (GHz)	M <sub>eq</sub>			Nombre de sections	Mise en parallèle de section	Bande passante relative (%)	Pertes d'insertion (dB)	Maitrise de la bande atténuée	Seuil Multipactor (W)	Q			Technologie
			M <sub>eq1</sub>	M <sub>eq2</sub>	M <sub>eq3</sub>							Q <sub>reso1</sub>	Q <sub>reso2</sub>	Q <sub>reso3</sub>	
[16]	2	0,53	10			2	/	4	0,69	20 dB / 9,3 F <sub>0</sub>	NC	2500			SIR
	4	1,5	33			3	/	4,5	1,12	20 dB / 17,2 F <sub>0</sub>	NC	1000			SIR
[17]	4	1,5	1,2			3	/	4,5	0,12	20 dB / 2,26 F <sub>0</sub>	292	2500			SIR
[18]	4	1,5	2			2	3	1,67	0,267	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	47 (Argent)	3508			SIR
[21]	4	1,3	NC			NC	/	15	0,2	50 dB / 10 F <sub>0</sub>	NC	NC			SAUSIR
[22]	2	3,6	/			/	/	11,9	0,42	20 dB / 4,3 F <sub>0</sub>	NC	425			Fabrication additive (SLA)
	4	3,5	/			/	/	9,6	0,45	20 dB / 4,5 F <sub>0</sub>	NC	700			Fabrication additive (SLA)
[23]	4	36,48	/			/	/	1,78	4,28	20 dB / 3 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB > 8 F <sub>0</sub> (Simulations)	NC	NC			SIW
III.1.A	4	1,5	3			3	/	45	0,12	20 dB / 1,77 F <sub>0</sub>	22,6	1195			SIR couplé par inverseurs
	4	1,5	8			3	/	45	0,13	20 dB / 1,93 F <sub>0</sub>	10,5	1608			SIR couplé par inverseurs
	6	1,5	2,4,1,7,1			2	/	45	0,14	20 dB / 1,83 F <sub>0</sub>	11,1	2670 2854 3103			SIR couplé par inverseurs
III.1.B	4	1,5	3			3	/	45	0,09	20 dB / 2,8 F <sub>0</sub>	29	1232			SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
	4	1,5	8			3	/	45	0,09	20 dB / 2,35 F <sub>0</sub>	8,7	1658			SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
	6	1,5	2,4,1,7,1			2	/	45	0,10	20 dB / 2,18 F <sub>0</sub>	21,4	2739 2940 3255			SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
III.1.C	4	1,5	3			3	4	11,25	0,14	20 dB / 2,41 F <sub>0</sub>	16,5	1286			SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
	4	1,5	8			3	2	22,5	0,13	20 dB / 2,09 F <sub>0</sub>	6,45	1742			SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
	6	1,5	2,4 1,7,1			2	2	22,5	0,13	20 dB / 2,08 F <sub>0</sub>	23,8	3181 3309 3531			mise en parallèle
III.2	6	1,5	1,9 1,3 1			2	/	3	0,88	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB / 5,3 F <sub>0</sub> (Simulations)	31,8	3426 3609 3701			SIR couplé par des tiges métalliques
	6	12				2	/	3	0,98	20 dB / 5,55 F <sub>0</sub>	33	1201 1269 1306			SIR couplé par des tiges métalliques

#### 4. Références du chapitre

- [38] – S. B. Cohn, "Direct-Coupled-Resonator Filters," in *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 2, pp. 187-196, Feb. 1957, doi: 10.1109/JRPROC.1957.278389.
- [39] – B. Zou, J. Guo and C. Qian, "Design and Implementation of the Direct-Coupled Cavity Waveguide Bandpass Filters," *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Chengdu, China, 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563810.
- [40] – C. Zhu, J. Xu, W. Kang and W. Wu, "Synthesis Design of Microstrip Triple-Passband Dual-Stopband Filter Based on  $\lambda/4$  Uniform-Impedance Resonators," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 3, pp. 209-211, March 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2796841.
- [41] – Y. F. Tang, K. Wu and N. Khaddaj Mallat, "Development of Substrate-Integrated Waveguide Filters for Low-Cost High-Density RF and Microwave Circuit Integration: Direct-Coupled Cavity Bandpass Filters With Chebyshev Response," in *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1313-1325, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2461551.
- [42] – M. S. Sorkherizi, A. Khaleghi and P. -S. Kildal, "Direct-Coupled Cavity Filter in Ridge Gap Waveguide," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 490-495, March 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2284559.
- [43] – M. Żukociński, A. Gołaszewski and A. Abramowicz, "Shaping frequency characteristics of wideband direct-coupled resonator filters by means of electric and magnetic couplings," *2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Gdansk, Poland, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/MIKON.2014.6899835.
- [44] – Référence du connecteur [online] : <https://microrfconnector.com/1-85mm-female-airline-rf-connector-14-x-4-8mm-0-550-x-0-190inch-flange-jack-with-%cf%86d-0-58mm-0-023-l-5-85mm-0-230-pin/>

# Chapitre IV : Filtres à couplages par proximité

## IV. Chapitre IV : Filtres à couplages par proximité

Le chapitre IV présente de nouvelles topologies de filtres couplés par proximité. Le couplage par proximité s'illustre par un passage d'énergie entre les résonateurs par couplage dans un diélectrique des champs électromagnétiques. La force du couplage varie entre autres, en fonction de l'écart entre les résonateurs [45] – [49].

A la différence des couplages directs, les couplages par proximité n'impliquent pas d'ajouter d'éléments conducteurs liant les résonateurs.

Les structures présentées ci-après utilisent des résonateurs  $\lambda/2$  de 2 à 4 sections coaxiales. Comme pour les filtres précédents, la maîtrise de la bande atténuée et de la tenue en puissance sont des points cruciaux dans la validation des topologies.

Une première topologie de filtres  $\lambda/2$  couplés par des iris est présentée et comparée aux filtres  $\lambda/4$  du chapitre III. La seconde topologie présente des filtres à lignes couplées, de leur théorie jusqu'à leur modélisation et leur simulation.

### 1. Filtres coaxiaux $\lambda/2$ couplés par iris

Les résonateurs coaxiaux  $\lambda/2$  à sauts d'impédances ont un comportement similaire aux résonateurs  $\lambda/4$ . L'alternance de zéros de transmission et de remontées harmoniques est préservée, mais la bande atténuée est naturellement plus « polluée » dans le cas des résonateurs  $\lambda/2$ .

Les filtres à résonateur  $\lambda/2$  CO-CO sont plus favorables à un couplage par proximité car ces structures présentent en leur centre un plan de court-circuit qui perturbe le comportement du filtre, si celui-ci est couplé de façon directe.

Les filtres suivants sont d'ordre 6 à 4 sections coaxiales, couplés par des iris et associent des résonateurs dont les rapports d'impédances équivalents  $M_{eq}$  sont différents, afin d'obtenir une bande atténuée maîtrisée. Les équations caractéristiques de ces filtres sont indiquées dans le chapitre II.C. Les configurations vues ci-après sont des cas particuliers pour lesquels le résonateur est symétrique. Cette symétrie implique que  $M_{23} = 1$  donc  $Z_2 = Z_3$ ,  $Z_1 = Z_4$  donc  $M_{12} = 1/M_{34}$  et  $M_{eq} = M_{34}$ .

Le Tableau IV-1 liste le cahier des charges fixé, les paramètres  $g_n$  et les rapports d'impédances choisis pour réaliser le filtre sur ADS.

Tableau IV-1 : Cahier des charges du filtres, paramètres  $g_n$  et rapports d'impédances

Cahier des charges du filtre	
Paramètres	Valeurs
Fréquence centrale $F_0$ (GHz)	1,5
Bande passante relative (%)	3
Ordre du filtre N	6
Ondulation dans la bande passante (dB)	0,01
Maîtrise de la bande atténuée	$6,66 \times F_0$
Tenue en puissance (W)	40
Matériau du filtre	Aluminium

Paramètres $g_n$ pour N = 6							
$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0,7813	1,36	1,6896	1,535	1,497	0,7098	1,1007

Rapports d'impédances choisis				
	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
Résonateurs 1 et 6	0,833	1	1,2	1,2
Résonateurs 2 et 5	1,37	1	0,73	0,73
Résonateurs 3 et 4	3,03	1	0,33	0,33

La Figure IV-1 présente le schéma électrique du filtre et la Figure IV-2, les différentes réponses des résonateurs et du filtre simulés sur ADS.

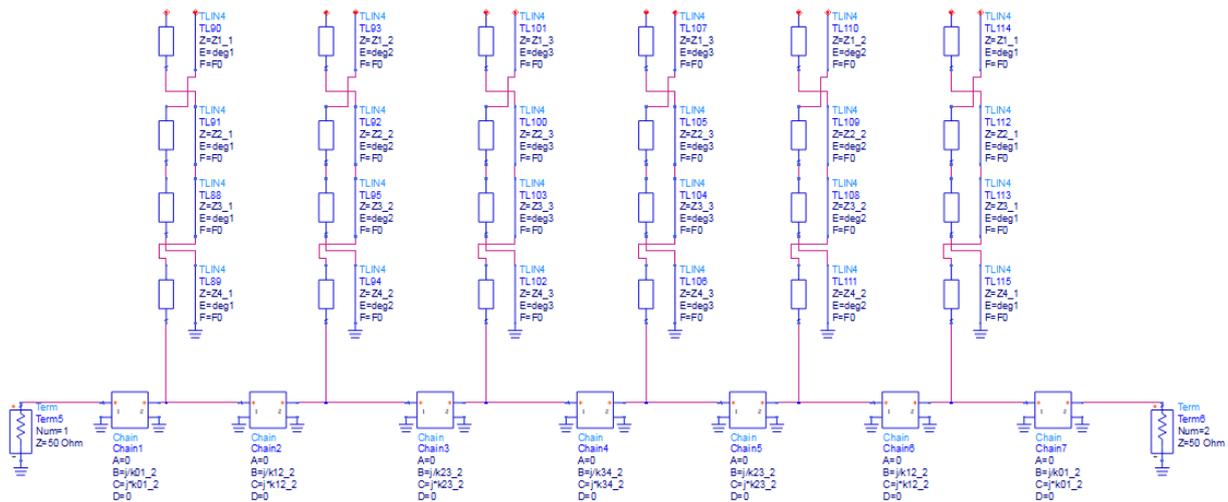


Figure IV-1 : Schéma électrique sur ADS du filtre  $\lambda/2$  d'ordre 6 à 4 sections

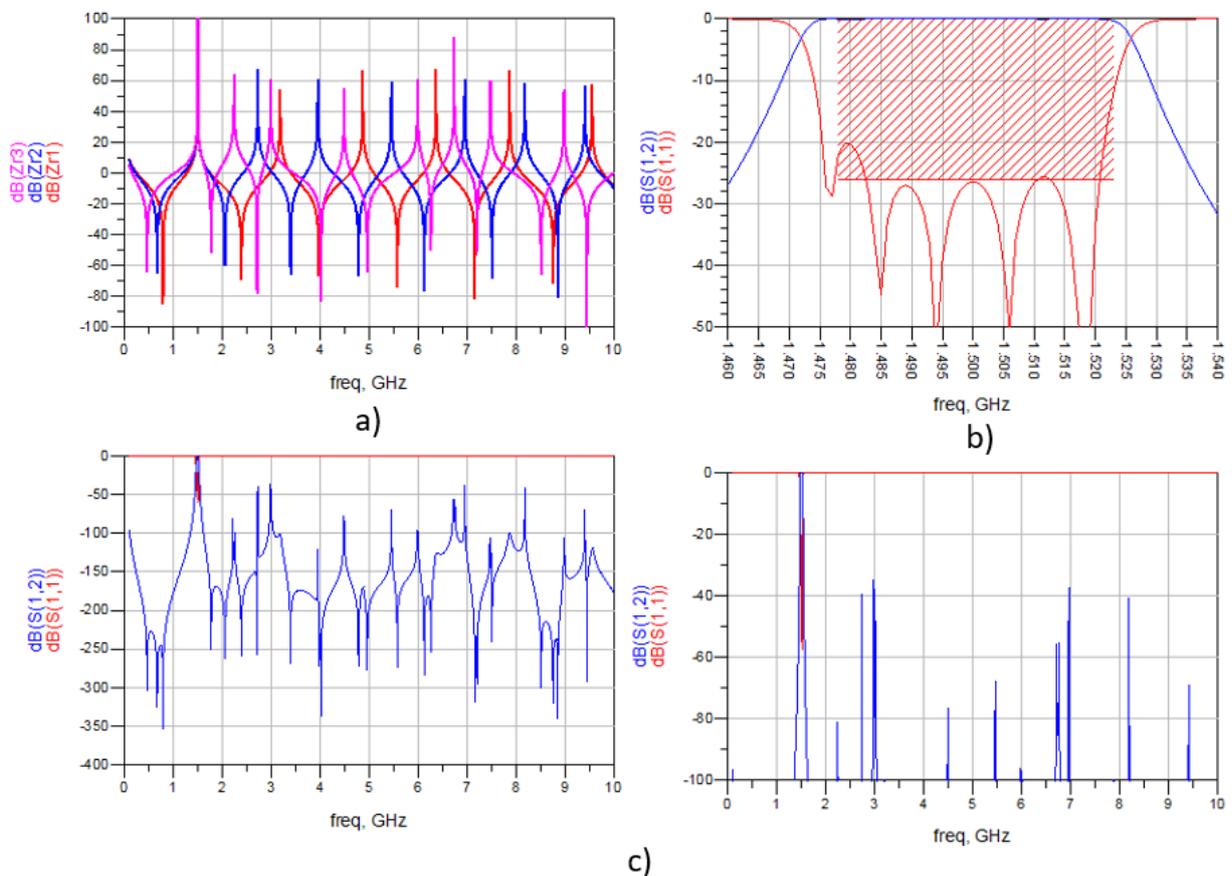


Figure IV-2 : a) Impédances ramenées en entrée des résonateurs, b) réponse du filtre au voisinage de la bande passante et c) sur une bande large

La Figure IV-2 a) met en évidence les nombreuses fréquences harmoniques et les zéros de transmission liés aux dimensions électriques des résonateurs 1, 2 et 3.

La Figure IV-2 b) présente la réponse du filtre au voisinage de la bande passante centrée sur 1,5 GHz. Bien que la réponse du filtre soit parfaite, elle est satisfaisante pour un filtre avec des  $M_{eq}$  différents.

Enfin, la Figure IV-2 c) présente les réponses du filtre sur une bande large. La bande atténuée est ici maîtrisée à un niveau d'atténuation de -40 dB jusqu'à au moins 10 GHz.

Le filtre simulé est alors transposé sur HFSS pour à nouveau vérifier la maîtrise de la bande atténuée et sa tenue en puissance. Les couplages sont ici réalisés par des iris et les excitations se font par couplage électromagnétique.

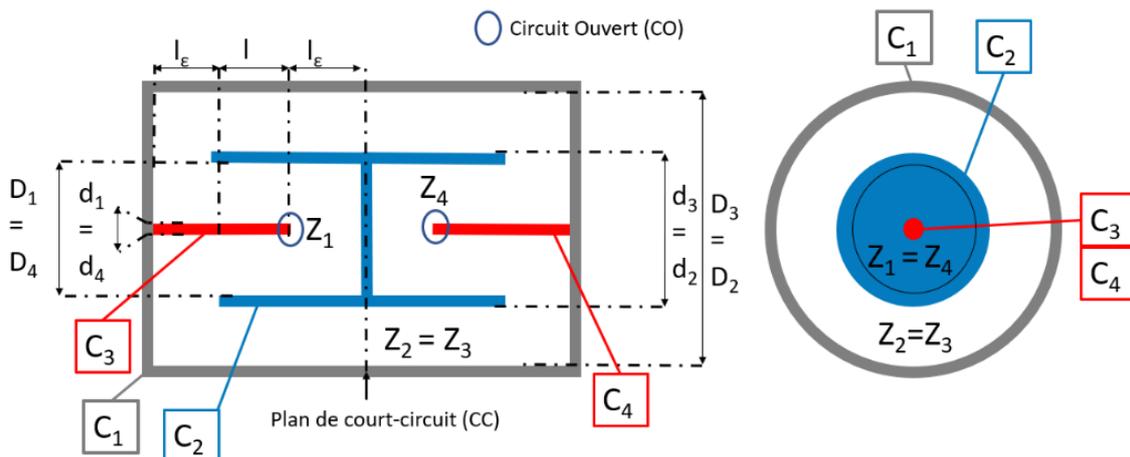


Figure IV-3 : Vue en coupe du résonateur  $\lambda/2$  et des différents paramètres électriques

La figure IV-3 présente une vue en coupe du résonateur et le placement des différents paramètres électriques et physiques le représentant. Le résonateur étant symétrique, cela implique que le rapport d'impédance  $M_{23} = 1$ ,  $M_{12} \times M_{34} = 1$  et le rapport d'impédance équivalent  $M_{eq} = M_{34}$ .

La Figure IV-4 présente une vue de face du filtre modélisé sur HFSS avec les différentes impédances caractéristiques et les différentes terminaisons. Au centre du filtre, dans l'anneau d'air extérieur des résonateurs, se trouve un plan de court-circuit dans lequel le champ électrique est nul, ce plan de court-circuit permettra de proposer une solution de maintien des cylindres centraux flottants (en bleu).

#### A. 1<sup>ère</sup> conception du filtre $\lambda/2$

La première modélisation du filtre (Figure IV-5) est réalisée en fixant le diamètre externe de l'ensemble des résonateurs à 50 mm. Les principales dimensions des différents résonateurs sont indiquées dans le Tableau IV-2. L'excitation du filtre se fait via un couplage magnétique. Une tige est placée dans le résonateur 1 et 6, la longueur de cette tige d'excitation et sa proximité avec le cylindre  $C_2$  impactera le couplage d'entrée/sortie du filtre.

Tableau IV-2 : Dimensions électriques et physiques des résonateurs pour la 1ère conception du filtre

Dimensions électriques des résonateurs						
	$Z_1$ et $Z_4$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ et $Z_3$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
Résonateurs 1 et 6	81,55	97,86	0,833	1	1,2	1,2
Résonateurs 2 et 5	106,18	77,51	1,370		0,73	0,73
Résonateurs 3 et 4	141,11	46,57	3,03		0,33	0,33

Dimensions physiques des résonateurs					
	L (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	18,19	50	9,79	7,79	2
Résonateurs 2 et 5	20,69		13,74	11,74	
Résonateurs 3 et 4	23,94		23,01	21,01	

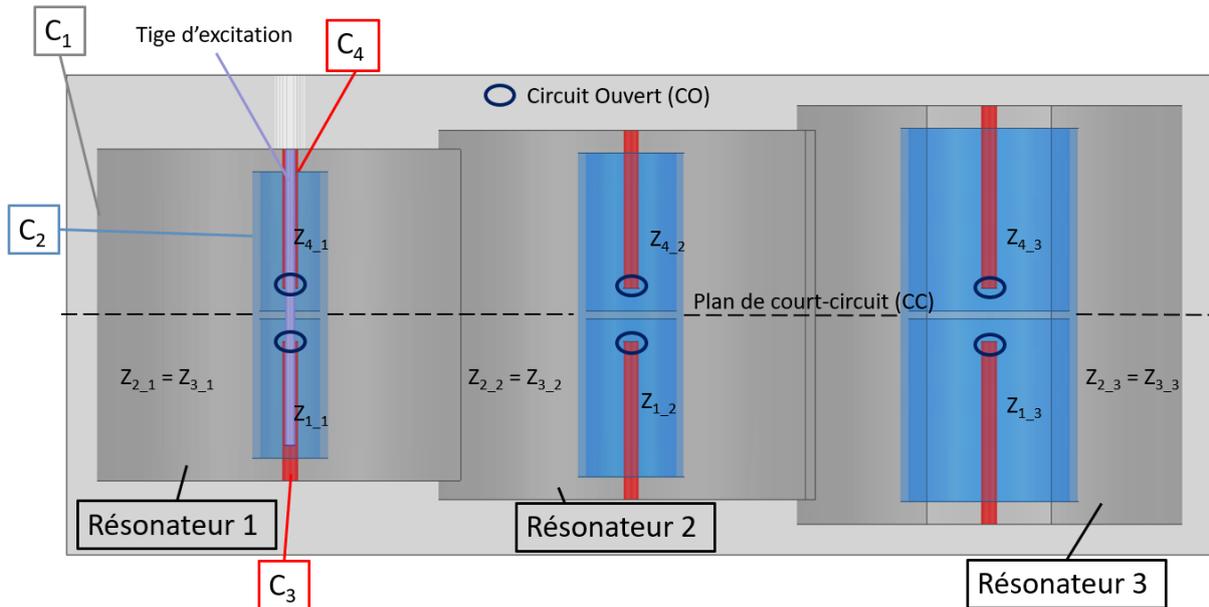


Figure IV-4 : Visualisation des impédances caractéristiques des sections des résonateurs ( $Z_{n^{\circ}section_n^{\circ}résonateur}$ ) et des positions des CC et des CO

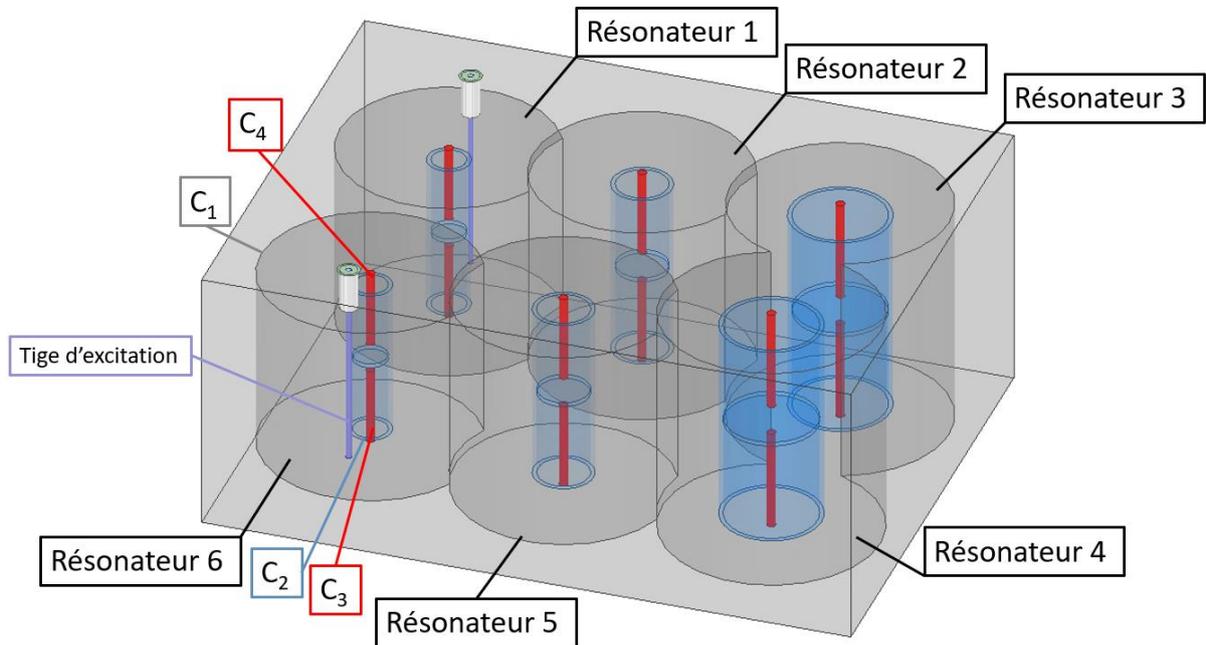


Figure IV-5 : Modélisation sur HFSS du filtre  $\lambda/2$  CO-CO d'ordre 6 à 4 sections

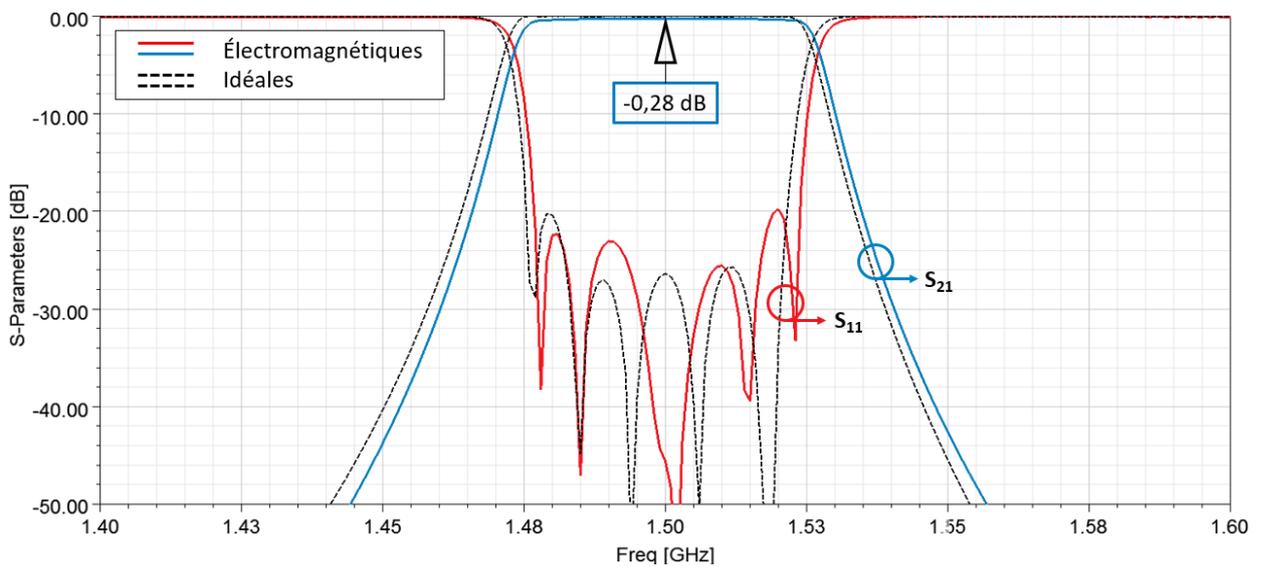


Figure IV-6 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) vs idéales ADS (pointillés) au voisinage de la bande passante

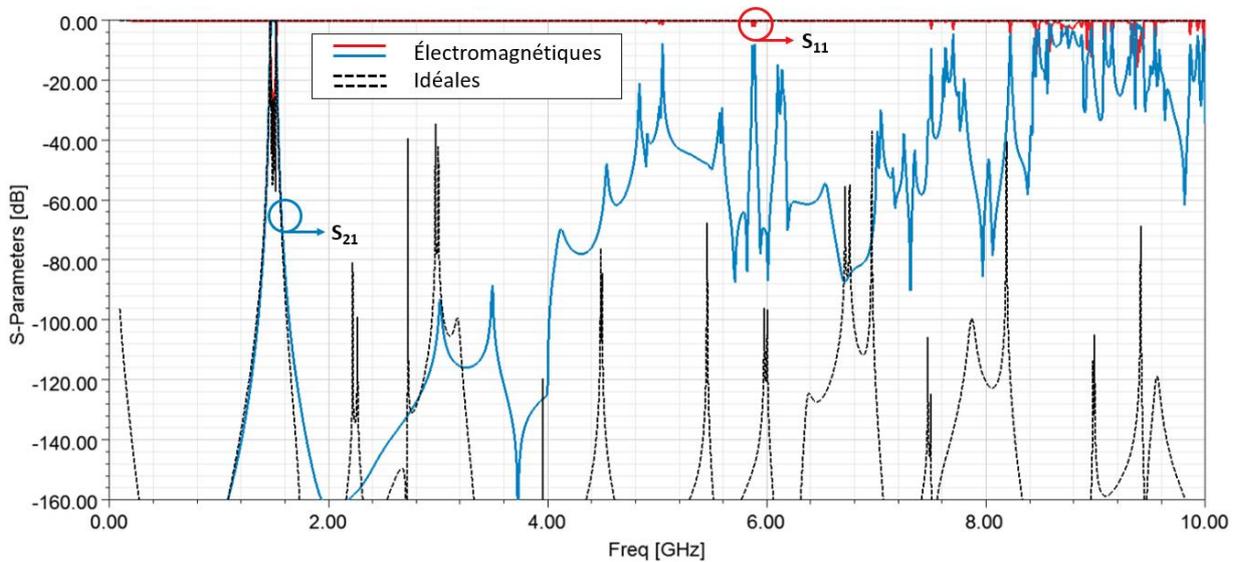


Figure IV-7 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) vs idéales ADS (pointillés) sur une bande large

La Figure IV-6 présente les réponses électromagnétiques du filtre au voisinage de la bande passante. Celles-ci sont en accord avec les réponses idéales simulées sur ADS. Les pertes d'insertions du filtre simulé sous HFSS sont de 0,28 dB.

La Figure IV-7 présente les réponses sur une bande large. Comparée à celle de la réponse idéale, la bande atténuée du filtre simulé sous HFSS est plus polluée. Une bande atténuée maîtrisée jusque au moins 10 GHz était attendue, cependant, la réponse électromagnétique présente une remontée parasite à 5 GHz. Cette remontée pourrait être liée aux discontinuités plus importantes dans les résonateurs  $\lambda/2$  ou un une résonance inter-résonateur (résonance entre le résonateur 1 et 3 par exemple).

Du point de vue de la tenue en puissance, le filtre a un seuil de déclenchement multipactor simulé de 50 W sur Spark3D. En simulant à une puissance supérieure (53 W), la zone de fragilité multipactor peut être identifiée. Elle se situe dans la section coaxiale entre les cylindres  $C_2$  et  $C_3$  du résonateur 1 qui est très étroite (2,9 mm). Cette zone de fragilité est présentée sur la Figure IV-8.

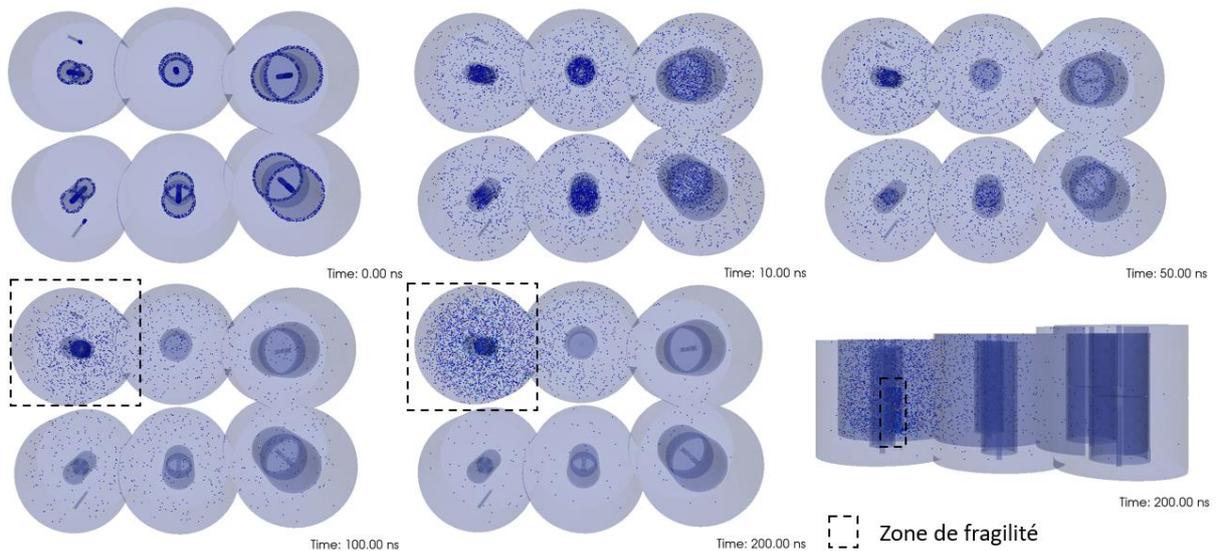


Figure IV-8 : Zone de fragilité multipactor sous Spark3D

Les Figure IV-9 et Figure IV-10 comparent les réponses électromagnétiques du filtre  $\lambda/2$  et du filtre  $\lambda/4$  de la partie III.B, au voisinage de la bande passante et sur une bande large.

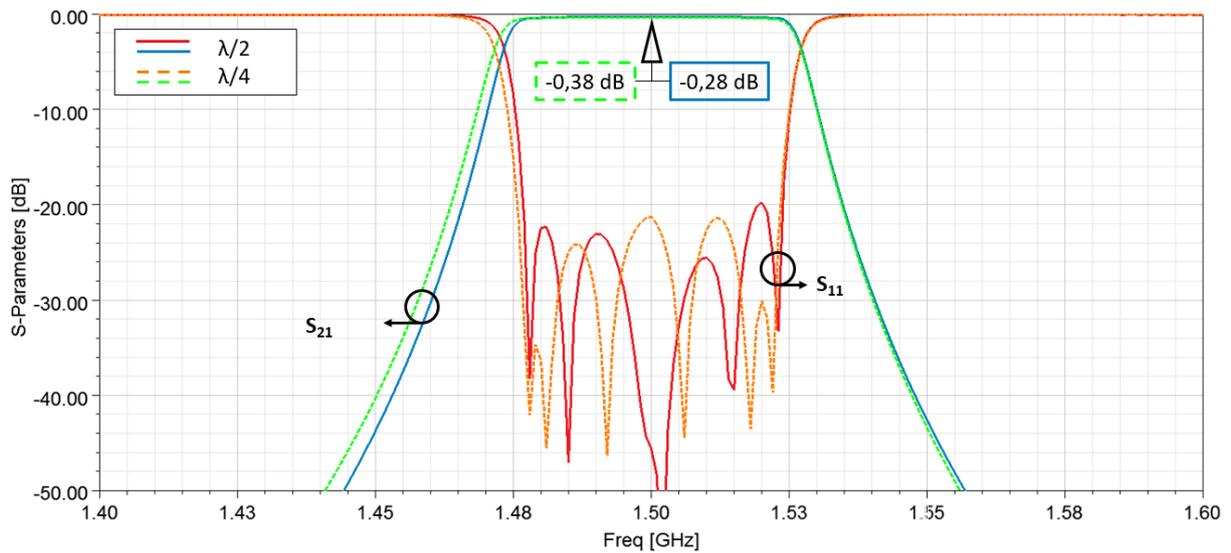


Figure IV-9 : Comparaison des réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante, filtre  $\lambda/4$  (Pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

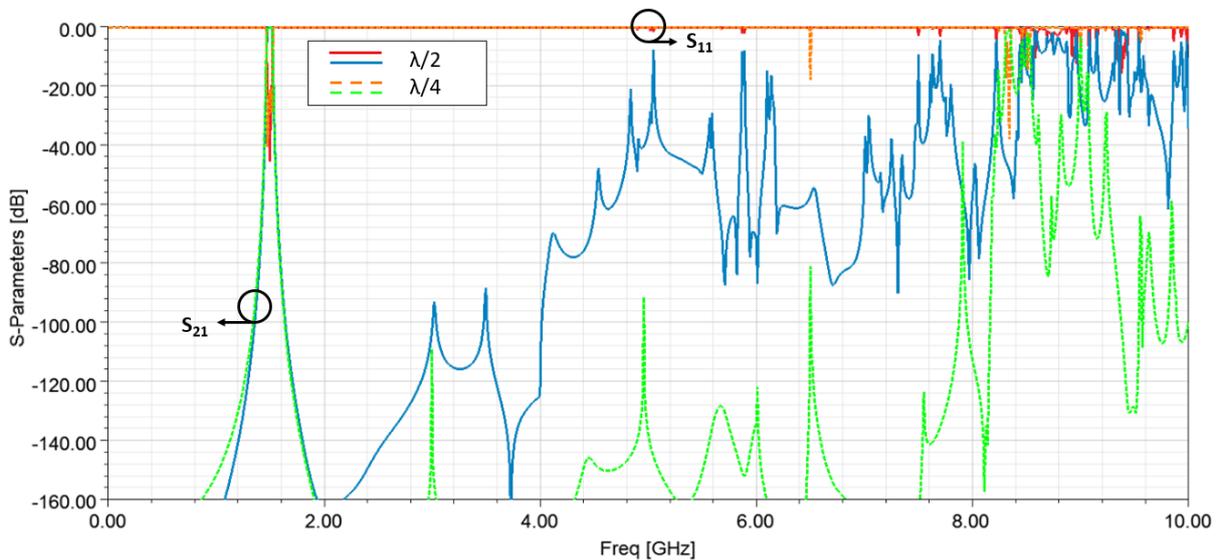


Figure IV-10 : Comparaison des réponses électromagnétiques sur une bande large, filtre  $\lambda/4$  (Pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

Dans la bande passante, le filtre  $\lambda/2$  présente moins de pertes que le filtre  $\lambda/4$  (0,28 dB contre 0,38 dB). En revanche, sur une bande large, la maîtrise de la bande atténuée est plus dégradée pour le filtre  $\lambda/2$ .

Dans ce premier cas, la comparaison des deux filtres  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  n'est pas représentative. Les filtres présentent de grandes différences au niveau des excitations, tout comme sur les couplages entre résonateurs. Pour réaliser une comparaison plus judicieuse entre les 2 topologies, il faut choisir un paramètre commun. Pour les exemples qui suivent, les filtres  $\lambda/2$  ont été réalisés avec un volume semblable au filtre  $\lambda/4$ .

B. 2<sup>de</sup> conception du filtre  $\lambda/2$  – Réduction du volume RF

Pour respecter un volume identique entre les cas  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$ , une seconde modélisation du filtre  $\lambda/2$  (Figure IV-11) a été conçu en imposant des diamètres externes de  $C_1$  de 32 mm (Tableau IV-3).

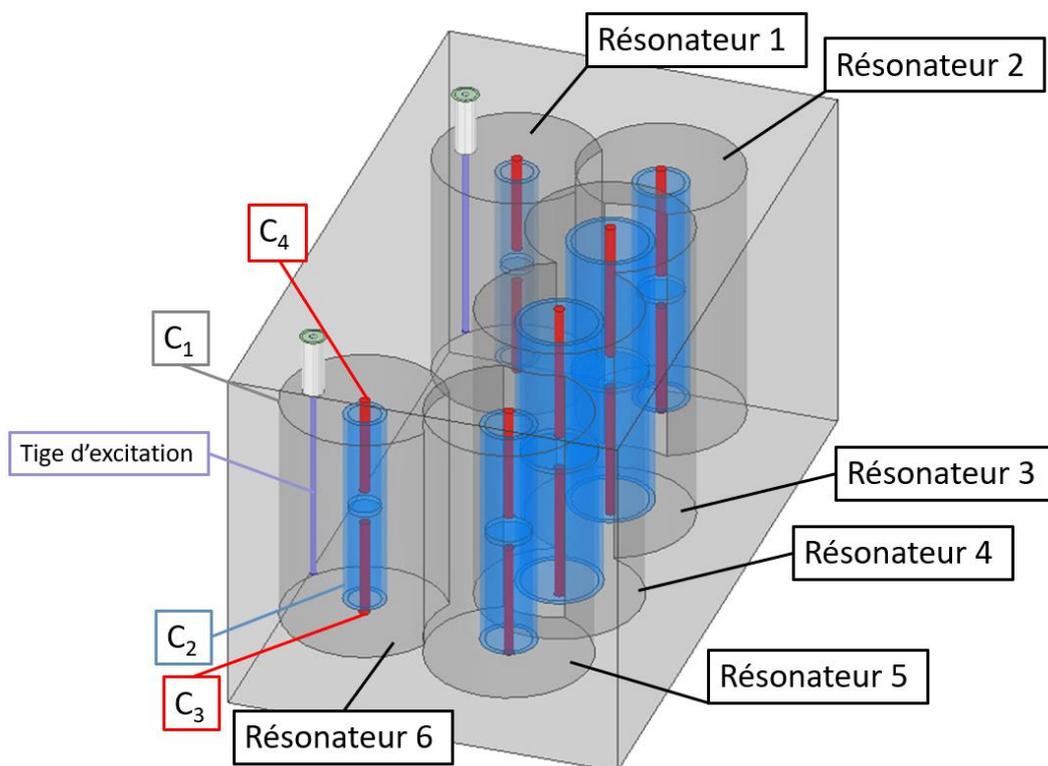


Figure IV-11 : Filtre  $\lambda/2$  d'ordre 6 avec un volume réduit

Tableau IV-3 : Dimensions électriques et physiques des résonateurs pour la 2<sup>de</sup> conception du filtre

Dimensions électrique des résonateurs						
	$Z_1$ et $Z_4$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ et $Z_3$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
Résonateurs 1 et 6	68	81,6	0,833	1	1,2	1,2
Résonateurs 2 et 5	89,08	65,03	1,370		0,73	0,73
Résonateurs 3 et 4	119,8	39,36	3,03		0,33	0,33

Dimensions physiques des résonateurs					
	L (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	19,93	32	8,21	6,21	2
Résonateurs 2 et 5	23,2		10,83	8,83	
Résonateurs 3 et 4	28,01		16,6	14,6	

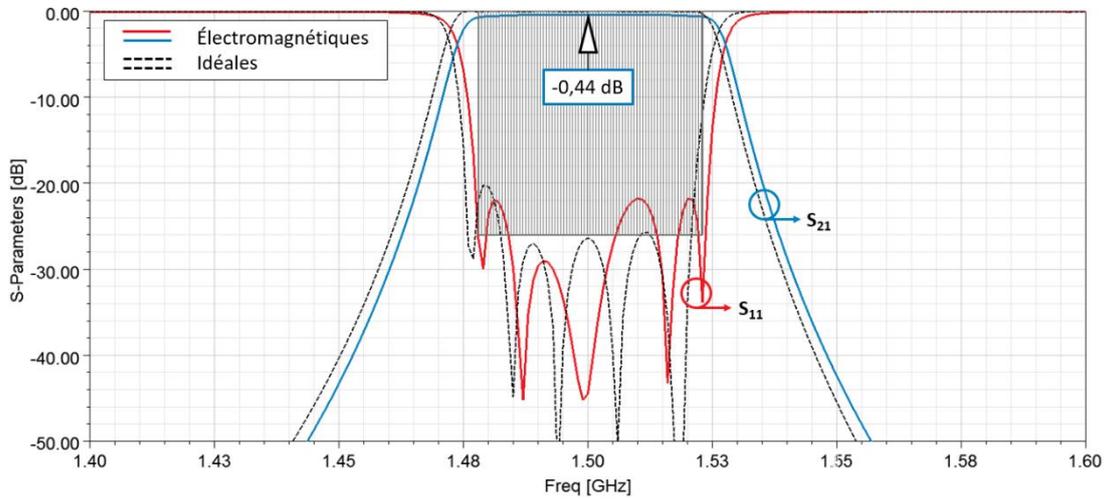


Figure IV-12 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) et idéales ADS (pointillés) du second filtre au voisinage de la bande passante

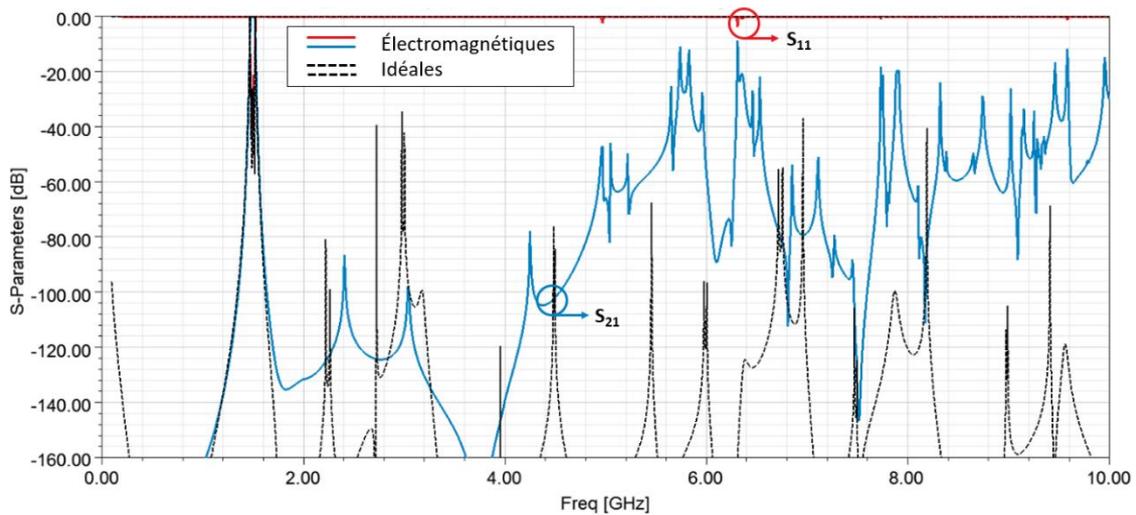


Figure IV-13 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) et idéales ADS (pointillés) du second filtre sur une bande large

La Figure IV-12 présente les réponses du 2<sup>d</sup> filtre au voisinage de la bande passante. Celles-ci sont en accord avec les limites fixées de bande passante et les réponses idéales ADS. Comparé à la première modélisation  $\lambda/2$  (Figure IV-6), le filtre présente plus de pertes d'insertions (0,44 dB contre 0,28 dB).

La Figure IV-13 présente les réponses sur une bande large. Comparées aux réponses du 1<sup>er</sup> filtre  $\lambda/2$ , les réponses électromagnétiques du filtre sont légèrement améliorées, car la modification de la base des résonateurs permet également de réduire l'impact des discontinuités. Cependant, la maîtrise de la bande atténuée jusqu'à 10 GHz n'est pas atteinte avec cette nouvelle modélisation, mais elle est supérieure à celle de la première modélisation  $\lambda/2$  (Figure IV-7)(5,75 GHz [3,83 x  $F_0$ ] contre 5 GHz [3,36 x  $F_0$ ]).

La tenue en puissance de ce nouveau filtre  $\lambda/2$  est plus critique. Les écarts entre les sections coaxiales étant réduits, la puissance tenue est plus faible et atteint 16 W. En simulant à une puissance supérieure (17,6 W), la zone de fragilité multipactor est identifiée et se situe dans la section coaxiale entre les cylindres  $C_2$  et  $C_3$  du résonateur 1 qui fait seulement 2,1 mm de large. Cette zone de fragilité est présentée sur la Figure IV-14.

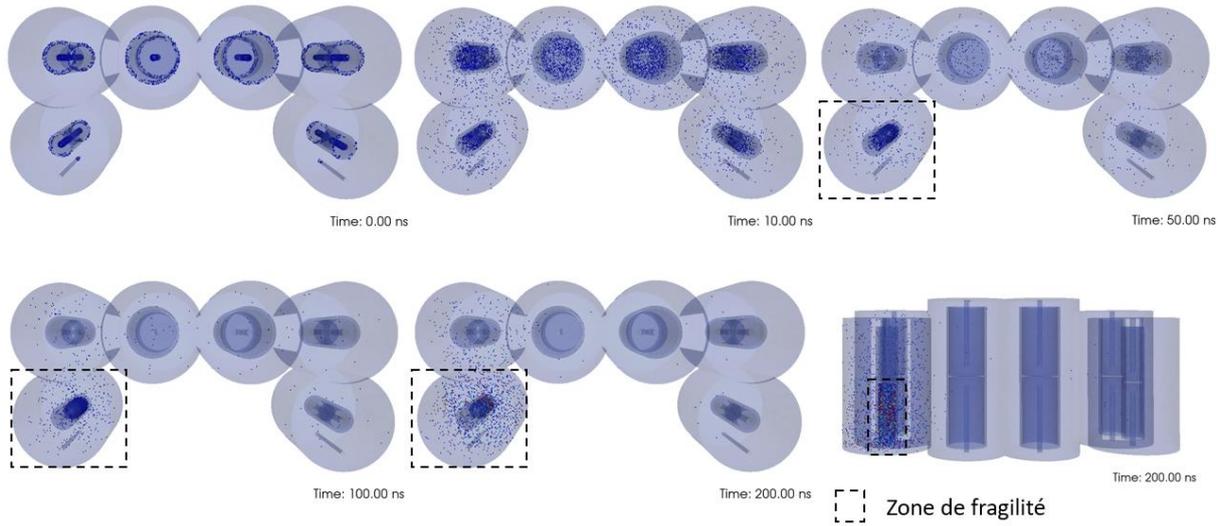


Figure IV-14 : Zone de fragilité multipactor du second filtre sous Spark3D

Le 2<sup>d</sup> filtre (Figure IV-11) a un volume de 244 cm<sup>3</sup>, ce qui permet de comparer ses réponses électromagnétiques avec celles du filtre  $\lambda/4$  au voisinage de la bande passante (Figure IV-15) et sur une bande large (Figure IV-16).

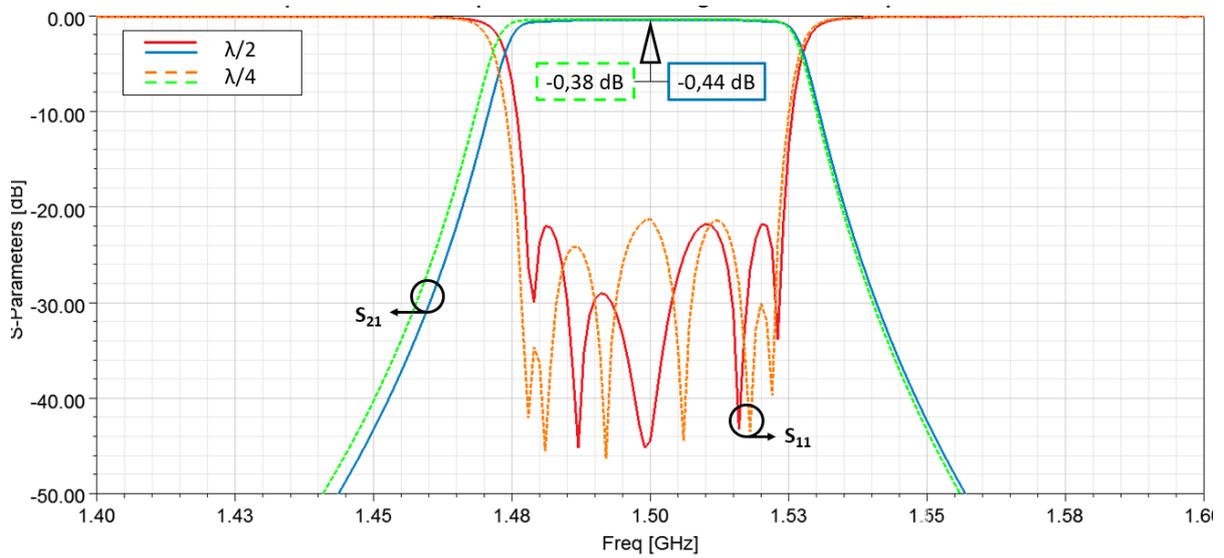


Figure IV-15 : Comparaison des réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante, filtre  $\lambda/4$  (pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

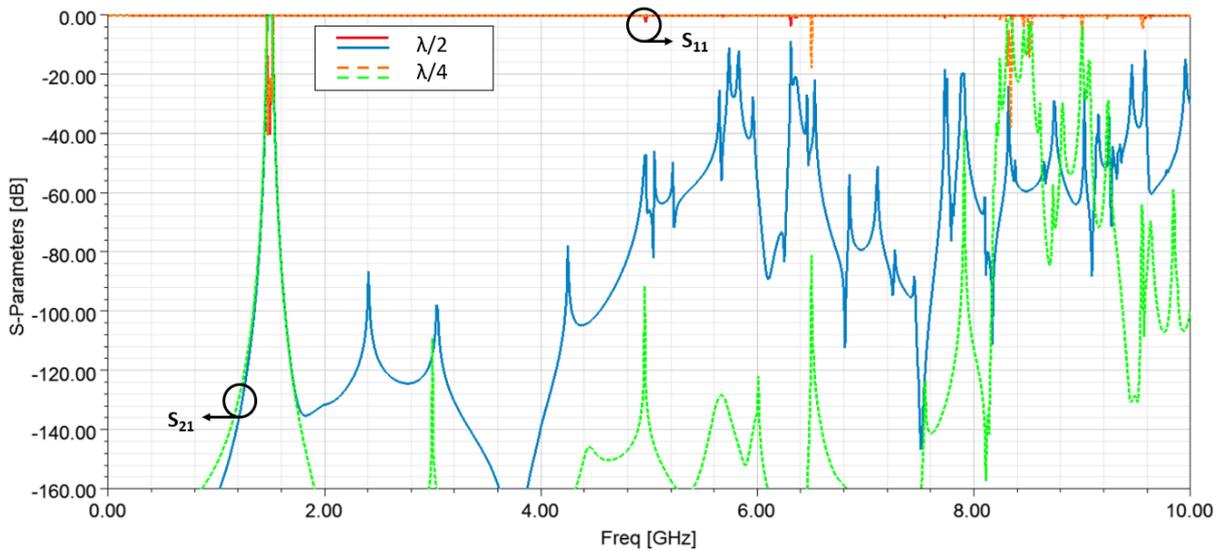


Figure IV-16 : Comparaison des réponses électromagnétiques sur une bande large, filtre  $\lambda/4$  (pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

Au voisinage de la bande passante (Figure IV-15), une bonne concordance entre les réponses des filtre  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  est démontrée. Le filtre  $\lambda/2$  présente plus de pertes d'insertion que le filtre  $\lambda/4$  (0,44 dB contre 0,38 dB).

Sur la bande large (Figure IV-16), la bande atténuée du filtre  $\lambda/2$  est moins bien maîtrisée que celle du  $\lambda/4$ . La première remontée du filtre  $\lambda/2$  se situe à  $3,83 \times F_0$  contre  $5,3 \times F_0$  pour le filtre  $\lambda/4$ .

Afin de compléter l'étude de la topologie  $\lambda/2$ , une approche différente consistant à remplacer les sections centrales 1 et 4 des résonateurs 1 et 6, par de nouvelles sections constituées de plusieurs lignes coaxiales mises en parallèle a été testée.

### C. 3ème conception – mise en parallèle

La mise en parallèle permet de relâcher les contraintes dimensionnelles sur les sections coaxiales basse impédance en introduisant  $k$  sections coaxiales d'impédances plus élevées. Cette modification doit donc permettre d'obtenir une meilleure tenue en puissance [50]. Cependant, elle risque aussi de créer des remontées parasites supplémentaires liées aux différents parcours que l'onde peut emprunter dans le résonateur et présente aussi des discontinuités plus importantes.

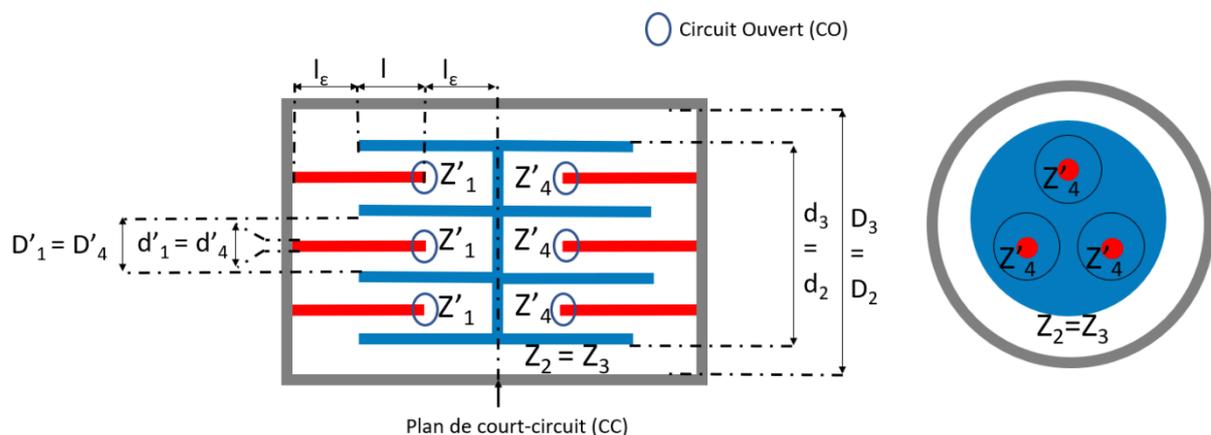


Figure IV-17 : Vue en coupe du résonateur  $\lambda/2$  pour  $k = 3$  et positionnement des différents paramètres électriques

La figure IV-17 présente une vue en coupe du résonateur et le positionnement des différents paramètres électriques et physiques représentant la mise en parallèle de 3 sections coaxiales. La mise

en parallèle de 3 sections coaxiales permet d'avoir un facteur de qualité plus élevé tout en gardant des gaps d'air entre  $C_1$  et  $C_2$  puis entre  $C_2$  et  $C_3$  large.

Le Tableau IV-4 recense les dimensions de cette 3<sup>e</sup> modélisation (Figure IV-18).

Tableau IV-4 : Dimensions électriques et physiques des résonateurs pour la 3<sup>e</sup> conception du filtre

Dimensions électriques des résonateurs								
	k	$Z_1$ et $Z_4$ ( $\Omega$ )	$Z'_1$ et $Z'_4$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ et $Z_3$ ( $\Omega$ )	$M_{12}$	$M_{23}$	$M_{34}$	$M_{eq}$
Résonateurs 1 et 6	3	27,5	82,5	97,86	0,833	1	1,2	1,2
Résonateurs 2 et 5	1	106,18	/	77,51	1,370		0,73	0,73
Résonateurs 3 et 4	1	141,11		46,57	3,03		0,33	0,33

Dimensions physiques des résonateurs					
	L (mm)	$D_2$ (mm)	$d_2$ (mm)	$D_1$ (mm)	$d_1$ (mm)
Résonateurs 1 et 6	18,7	35	20,20	7,91	2
Résonateurs 2 et 5	22,92		11,35	9,35	
Résonateurs 3 et 4	25,96	25	10,97	8,97	

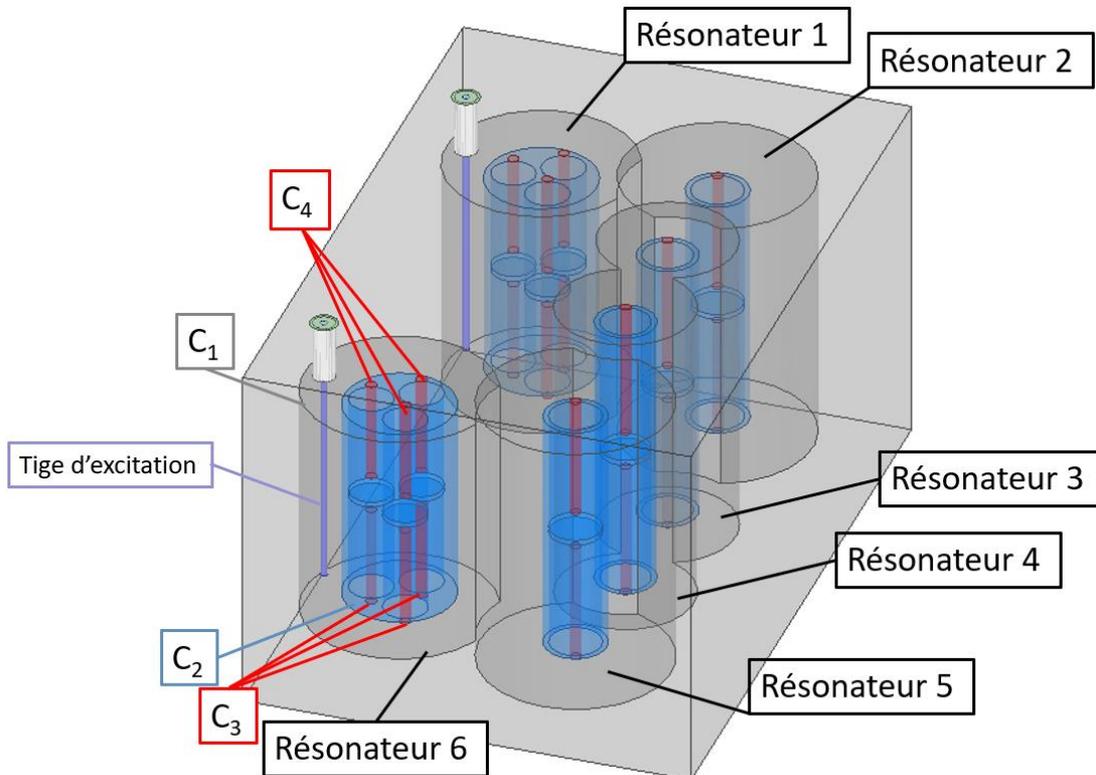


Figure IV-18 : Filtre  $\lambda/2$  d'ordre 6 avec la mise en parallèle de 3 sections coaxiales sur les résonateurs aux accès

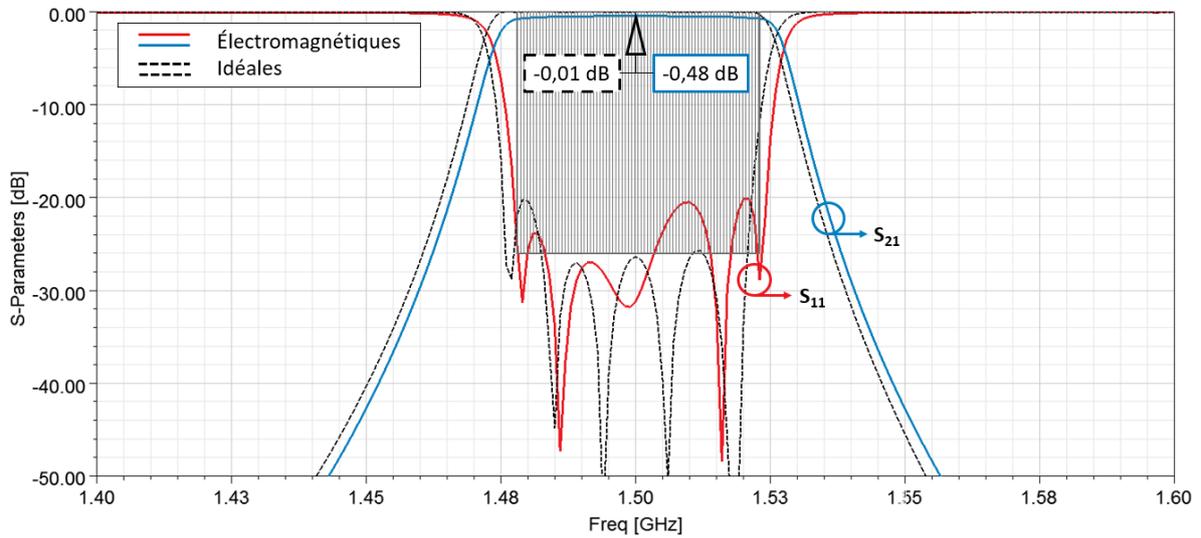


Figure IV-19 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) vs idéales ADS (pointillés) au voisinage de la bande passante

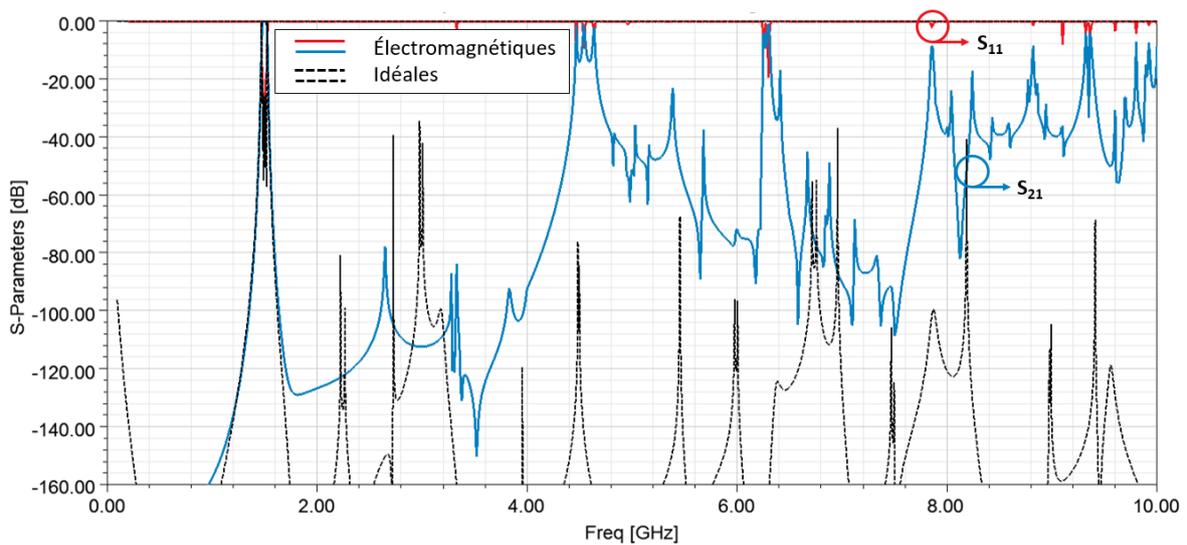


Figure IV-20 : Réponses électromagnétiques HFSS (traits pleins) vs idéales ADS (pointillés) sur une bande large

La Figure IV-19 présente les réponses du 3<sup>e</sup> filtre au voisinage de la bande passante. Celles-ci sont en accord avec le rapport de bande fixé à 3% et les réponses idéales ADS. Comparé aux autres modélisations  $\lambda/2$ , ce filtre présente plus de pertes d'insertion (0,44 dB).

La Figure IV-20 présente ses réponses sur une bande large. A nouveau, comme pour les réponses des Figure IV-7 et Figure IV-13, la bande atténuée du 3<sup>e</sup> filtre n'est toujours pas maîtrisée. La première remontée aux alentours de 4,5 GHz correspond à une remontée harmonique liée à la mise en parallèle des sections coaxiales.

Le niveau de puissance tenu par ce filtre est ici meilleur. La mise en parallèle permet de relever le seuil de déclenchement multipactor dans les résonateurs aux accès en augmentant l'écart d'air entre les cylindres  $C_2$  et  $C_{3/4}$  (2,96 mm) des sections en parallèle. La puissance tenue atteint un niveau de 60 W, soit le double de la puissance tenue par le filtre  $\lambda/4$ . En simulant à une puissance supérieure (60,8 W), la zone de fragilité multipactor identifiée se situe dans la section coaxiale entre les cylindres  $C_2$  et  $C_4$  du résonateur 3 qui a une largeur de 3,49 mm. Cette zone de fragilité est présentée sur la Figure IV-21.

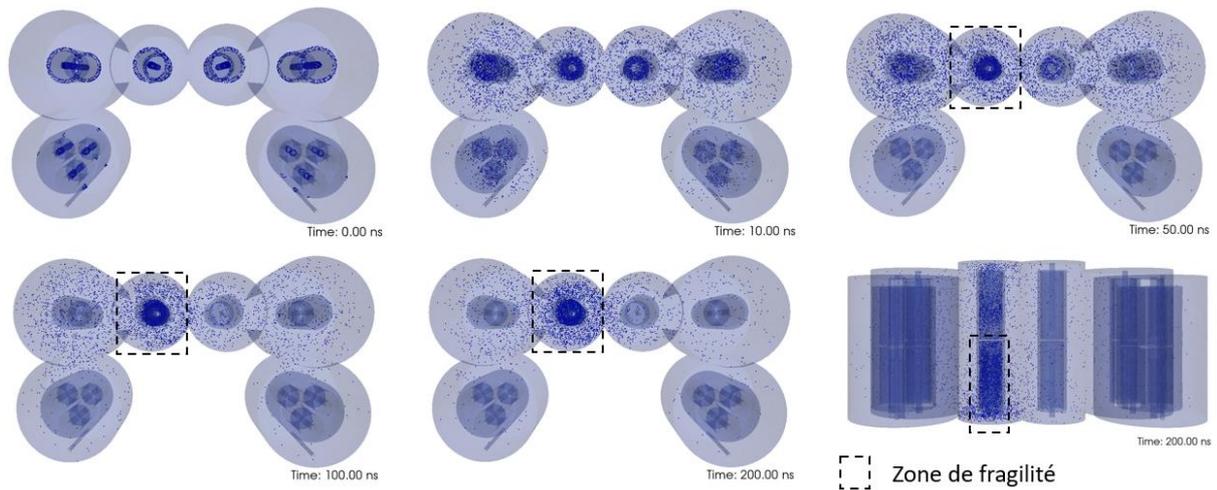


Figure IV-21 : Zone de fragilité multipactor sous Spark3D

Ce 3<sup>e</sup> filtre (Figure IV-18) a un volume de 211 cm<sup>3</sup> ce qui permet également de le comparer au filtre  $\lambda/4$ .

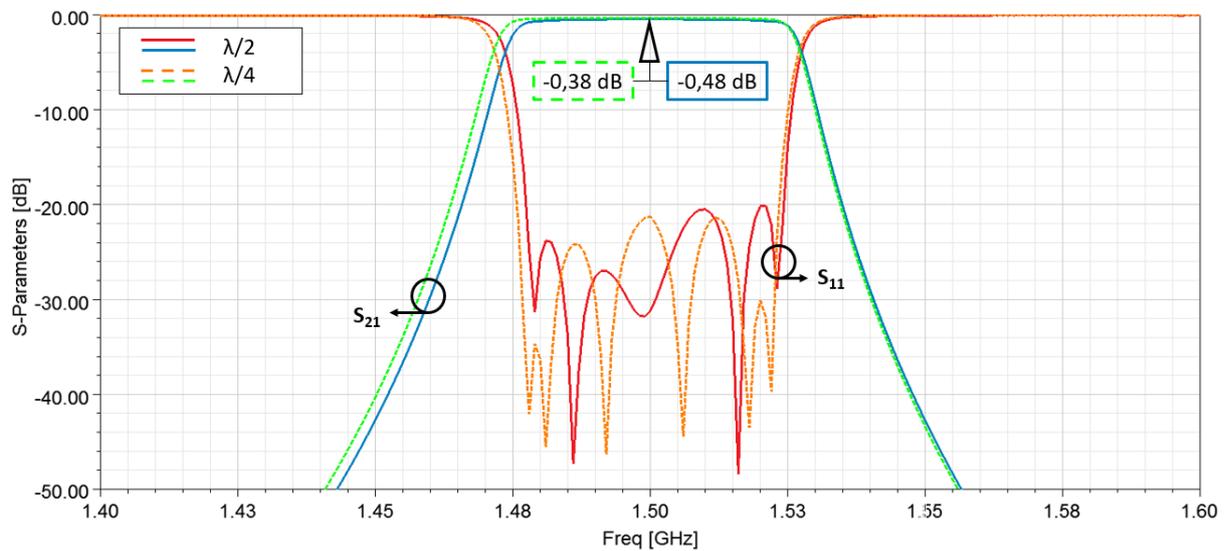


Figure IV-22 : Comparaison des réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante, filtre  $\lambda/4$  (pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

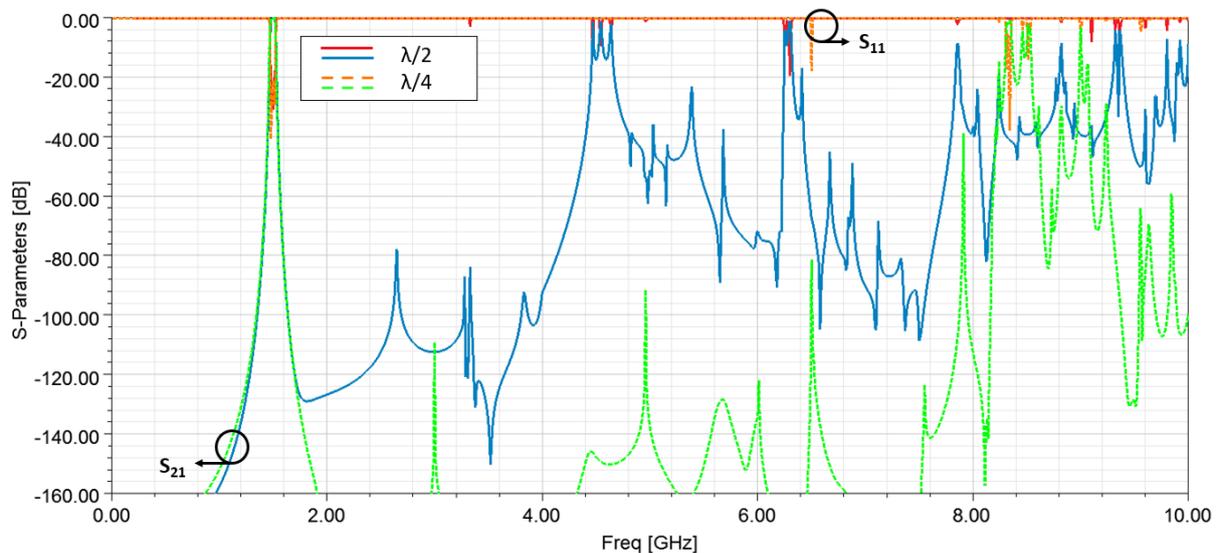


Figure IV-23 : Comparaison des réponses électromagnétiques sur une bande large, filtre  $\lambda/4$  (pointillés verts et orange), filtre  $\lambda/2$  (traits pleins rouge et bleu)

Au voisinage de la bande passante (Figure IV-22), une bonne concordance entre les réponses du filtre  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  est démontrée. Le filtre  $\lambda/2$  présente plus de pertes d'insertion que le filtre  $\lambda/4$  (0,48 dB contre 0,38 dB).

La bande atténuée du filtre  $\lambda/2$  (Figure IV-23), est moins bien maîtrisée que celle du filtre  $\lambda/4$ . La première remontée du filtre  $\lambda/2$  se situe à  $2,97 \times F_0$  contre  $5,3 \times F_0$  pour le filtre  $\lambda/4$ .

En comparant l'ensemble des performances et des caractéristiques des filtres  $\lambda/2$  développés (Tableau IV-5), on constate que chaque solution présente des avantages et des inconvénients. Ainsi en reprenant le cahier des charges (Tableau IV-1), le filtre initial reste globalement le plus performant au prix d'un encombrement important. En revanche, en s'affranchissant de la contrainte de la maîtrise de la bande atténuée, le filtre avec la mise en parallèle de sections coaxiales est une bonne alternative en termes de tenue en puissance et d'encombrement.

Tableau IV-5 : Comparaison des caractéristiques des 3 filtres  $\lambda/2$  simulés

Caractéristique \ Filtres $\lambda/2$	Filtre initial (figure IV – 5)	Volume réduit (figure IV – 11)	Mise en parallèle (figure IV – 18)
<b>Bande de fréquence</b>	Bande L		
<b><math>L_{\text{eps}}</math> (mm)</b>	3		
<b>Dimensions du filtre (L * l * h) (mm)</b>	148,78 x 112 x 62,88	129,31 x 76 x 71,02	121,4 x 82 x 66,92
<b>Volume RF (cm<sup>3</sup>)</b>	548	244	218
<b>Insertion Loss (dB)</b>	-0,28	-0,44	-0,48
<b>Rapport fréquence remontée / <math>F_0</math> @ -20dB</b>	$3,36 \times F_0$	$3,83 \times F_0$	$2,97 \times F_0$
<b>Largeur minimale entre 2 sections coaxiales (mm)</b>	2,9	2,1	2,96
<b>Tenue en puissance (W)</b>	50	16	60

#### D. Support des cylindres flottants

Pour tous les filtres  $\lambda/2$  CO-CO, les cylindres centraux  $C_2$  (Bleu) sont flottants. Il faut donc ajouter un support pour les maintenir. Le support peut être réalisé en impression 3D à partir d'un matériau diélectrique. Le diélectrique constituant le support étant transparent vis à vis du champ magnétique (perméabilité de  $\mu_0$ ) et par contre influençant le champ électrique (perméabilité complexe et différente de  $\epsilon_0$ ) ; il est nécessaire pour limiter au maximum son impact de le placer dans une zone d'énergie électrique la plus faible possible. Ainsi le support diélectrique est positionné au centre des résonateurs dans le plan de court-circuit localisé à la jonction des sections 2 et 3, là où le champ électrique est le plus faible.

Pour vérifier le faible impact du support sur le comportement du filtre, un support en téflon (vert) est ajouté sur les 2 derniers filtres  $\lambda/2$  (Figure IV-11 et Figure IV-18). La sensibilité des filtres est alors étudiée en faisant varier l'épaisseur du support diélectrique entre 1 et 6 mm.

La Figure IV-24 présente le second filtre  $\lambda/2$  avec l'ajout du support diélectrique, en a) la vue isométrique, b) la vue de face pour une épaisseur de 1 mm, c) une épaisseur de 6 mm.

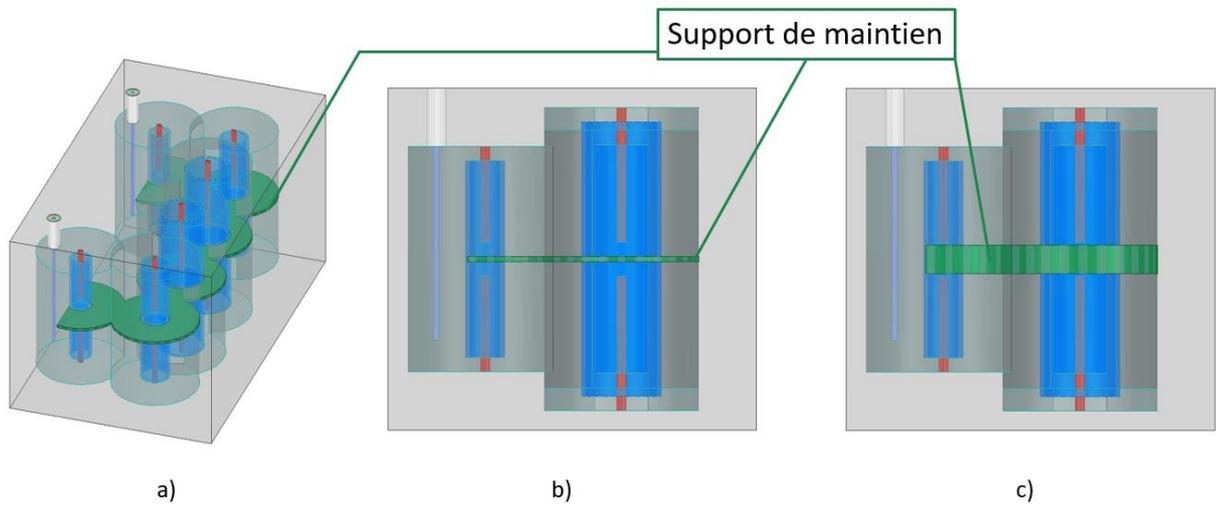


Figure IV-24 : Vue a) isométrique du second filtre  $\lambda/2$  avec le support, vue de face du filtre avec le support pour une épaisseur de b) 1 mm et c) 6mm

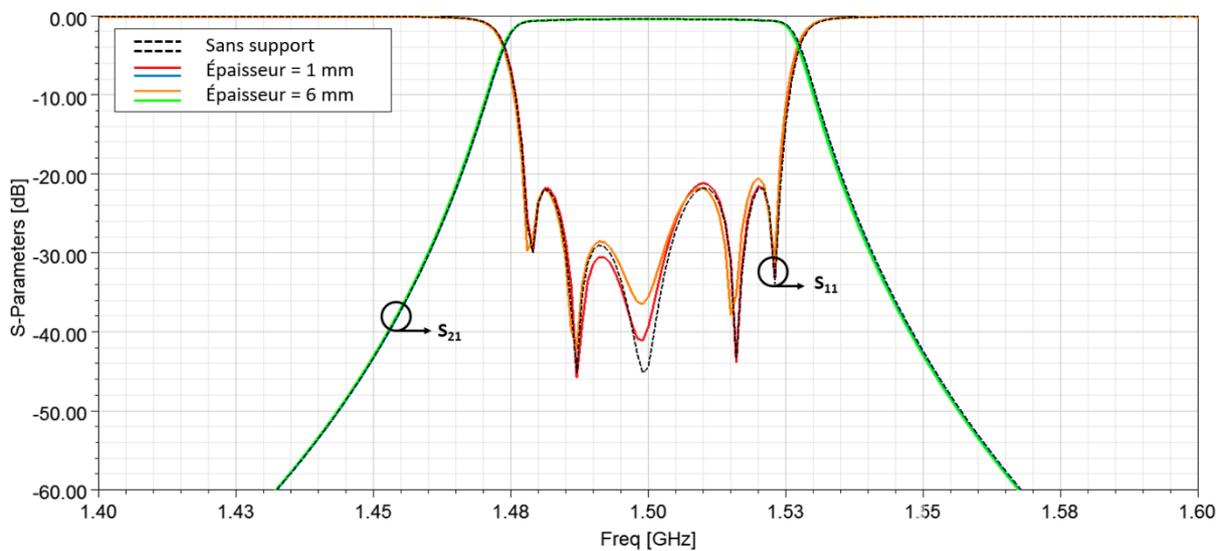


Figure IV-25 : Sensibilité du second filtre  $\lambda/2$  au voisinage de la bande passante, sans support (pointillé), avec support d'épaisseur 1 mm (trait pleins bleu et rouge) et 6 mm (trait pleins vert et orange)

La Figure IV-25 présente les réponses du filtre au voisinage de la bande passante. Les pertes d'insertion sont très proches (0,436 dB : pas de support, 0,439 dB : 1mm, 0,440 dB : 6mm). Comme envisagé, l'ajout d'un support diélectrique n'a pas d'impact important sur la réponse du filtre au voisinage de la bande passante.

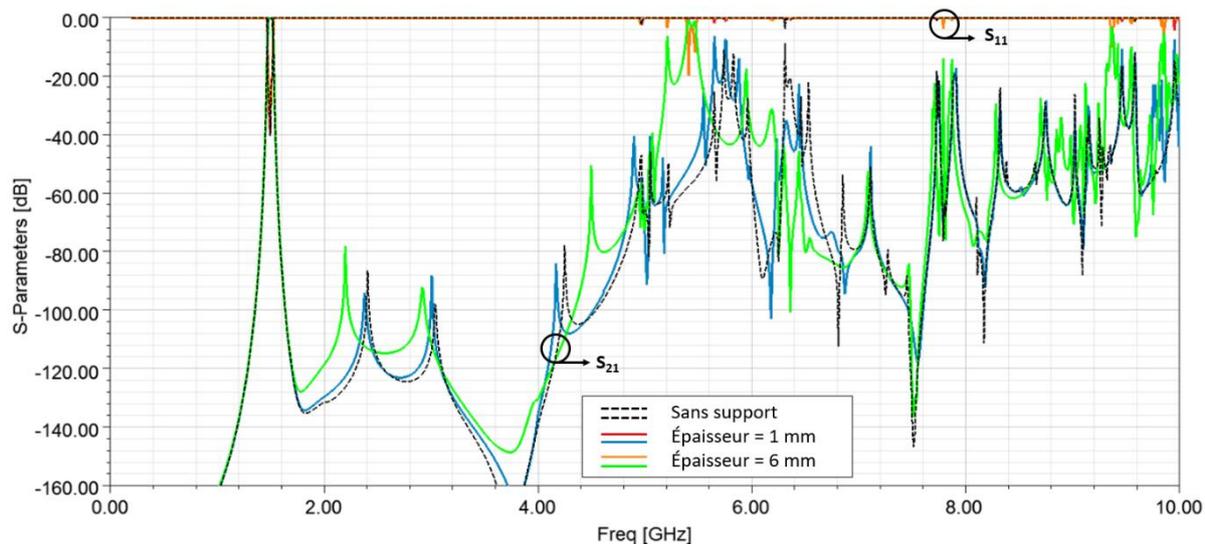


Figure IV-26 : Sensibilité du filtre 2 sur une bande large, sans support (pointillé), avec support d'épaisseur 1 mm (trait pleins bleu et rouge) et 6 mm (trait pleins vert et orange)

La Figure IV-26 présente la réponse du filtre sur une bande large. L'ajout du support diélectrique de 6 mm a un impact sur les remontées harmoniques. Plus le support est épais, plus la maîtrise de la bande atténuée est dégradée par un décalage des remontées vers les basses fréquences.

Un support similaire au précédent est placé sur le troisième filtre  $\lambda/2$ . La Figure IV-27 présente ce filtre avec l'ajout du support, en a) la vue isométrique, la vue de face pour b) une épaisseur de 1 mm, c) une épaisseur de 6 mm.

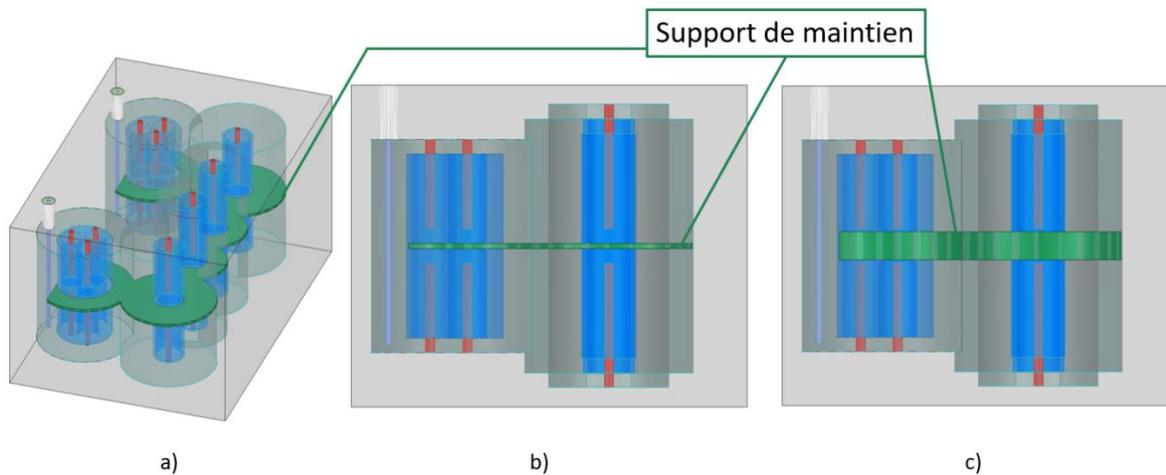


Figure IV-27 : a) Vue isométrique du troisième filtre  $\lambda/2$  avec le support, vue de face du filtre avec le support pour une épaisseur de b) 1 mm et c) 6mm

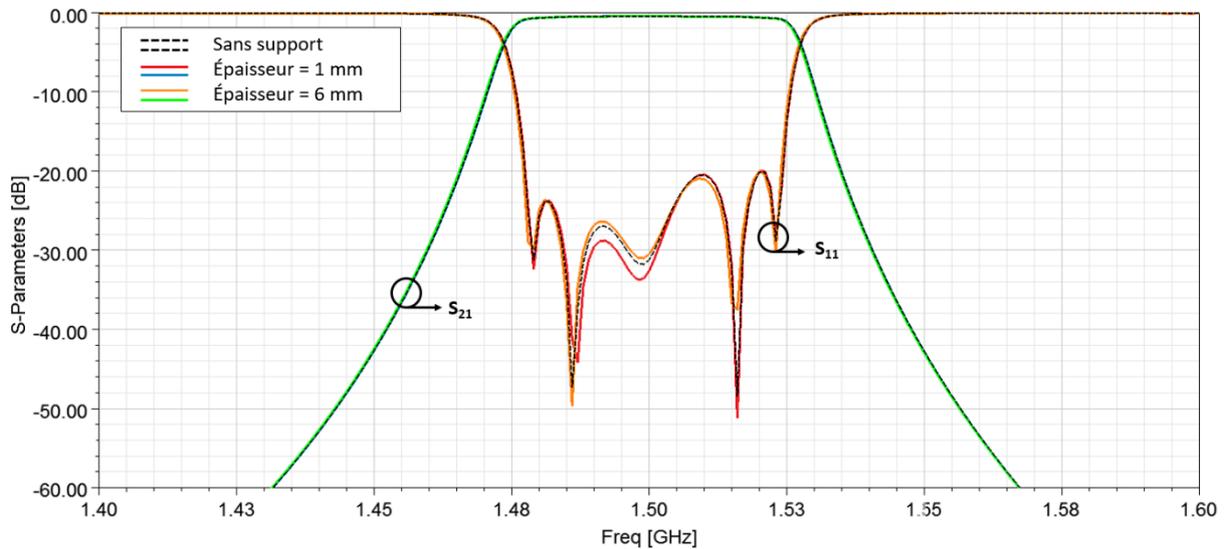


Figure IV-28 : Sensibilité du troisième filtre  $\lambda/2$  au voisinage de la bande passante, sans support (pointillé), avec support d'épaisseur 1 mm (trait pleins bleu et rouge) et 6 mm (trait pleins vert et orange)

La Figure IV-28 présente la réponse du troisième filtre  $\lambda/2$  au voisinage de la bande passante. Les pertes d'insertion sont très proches (0,480 dB : pas de support, 0,480 dB : 1mm, 0,482 dB : 6mm). L'ajout du support diélectrique n'a pas non plus d'impact sur la réponse au voisinage de la bande passante.

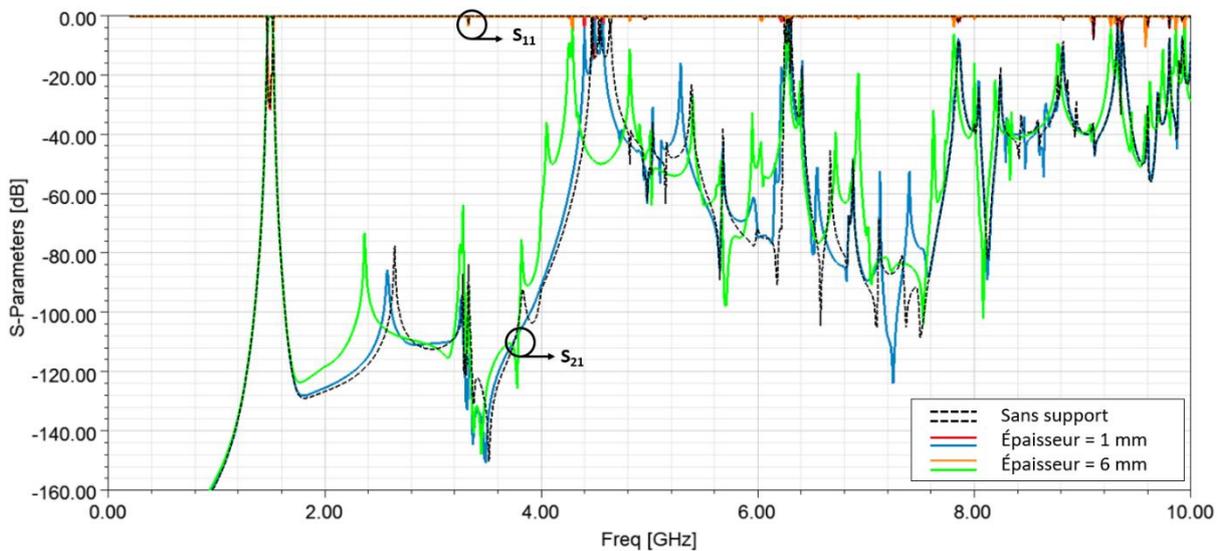


Figure IV-29 : Sensibilité du filtre 3 sur une bande large, sans support (pointillé), avec support d'épaisseur 1 mm (trait pleins bleu et rouge) et 6 mm (trait pleins vert et orange)

La Figure IV-29 présente la réponse du filtre sur une bande large. L'ajout de support diélectrique de 6 mm a un impact sur les remontées harmoniques. Plus le support est épais, plus la maîtrise de la bande atténuée est dégradée par un décalage des remontées vers les basses fréquences. Cet impact est toutefois moins important que dans le cas précédent.

Pour les 2 filtres  $\lambda/2$  testés avec des supports, le placement de celui-ci dans le plan de court-circuit du filtre n'a pas eu d'effet destructeur ni même perturbateur au voisinage de la bande passante. En revanche, en bande large, l'épaisseur du support devient importante au regard des hautes fréquences. Plus le support est épais, plus la réponse est impactée et décalée vers les basses fréquences.

Le choix du matériau et la méthode de conception du support restent des degrés de liberté pour la conception même du filtre. Les techniques d'impression 3D permettent de réaliser des supports diélectriques avec des formes complexes. En modifiant le support, il sera possible de réaliser une pièce

robuste, maintenant parfaitement les cylindres flottants sans un impact électromagnétiquement important.

Par comparaison avec le filtre  $\lambda/4$  d'ordre 6 fabriqué, les filtres  $\lambda/2$  à iris ont une maîtrise de la bande atténuée moins performante. Le bon choix des  $M_{eq}$  est en effet plus compliqué à trouver pour obtenir une bande atténuée gommée sur une très large bande. Cependant, les facteurs de forme de ces filtres sont plus favorables à la tenue en puissance comme démontré par le premier et le troisième filtre  $\lambda/2$  CO-CO.

## 2. Filtre à lignes couplées

Les filtres à saut d'impédances à lignes couplées sont des structures originales. La synthèse de ces filtres est basée sur celle présentée dans Matthaei [51]. Elle a ici été adaptée pour une modélisation en technologie volumique cylindrique. L'ensemble des filtres couplés abordés dans cette partie utilise des résonateurs  $\lambda/2$  CC-CC.

### A. Modélisation analytique et numérique des lignes couplées

Une partie de la référence [52] est dédiée aux lignes couplées et au rappel des équations liées à celles-ci (calcul du coefficient de couplage et des impédances caractéristiques). Des équations sont proposées pour déterminer les impédances impaire (IV.1) et paire (IV.2) d'une ligne couplée coaxiale en fonction de ses dimensions physiques (diamètre du blindage  $D$ , diamètre des conducteurs  $d$  et écart  $s$  entre les centres des deux conducteurs). Cependant, les hypothèses imposent de fortes contraintes ( $d \ll D$  et  $d \ll s$ ).

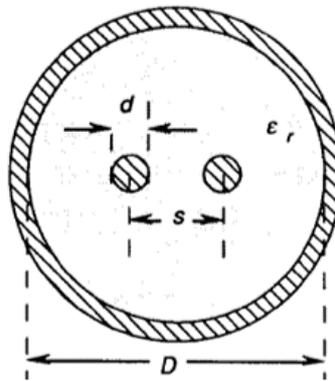


Figure IV-30 : Modèle d'une ligne coaxiale couplée [52]

$$Z_{0_o} = \frac{\eta_0}{\pi\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \ln \left[ \frac{2s}{d} * \frac{1 - \left(\frac{s}{D}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{D}\right)^2} \right] - \frac{\left[ 1 + 4 * \left(\frac{s}{d}\right)^2 \right] * \left[ 1 - 4 * \left(\frac{s}{D}\right)^2 \right]}{16 * \left(\frac{s}{d}\right)^4} \right\} \quad (IV.1)$$

$$Z_{0_e} = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ \frac{\left(\frac{s}{d}\right)}{2 \left(\frac{s}{D}\right)^2} \left[ 1 - \left(\frac{s}{D}\right)^4 \right] \right\} \quad (IV.2)$$

Q2D est un solveur 2D utilisé pour extraire : les paramètres RLCG (Résistances [R], Inductance [L], Capacité [C] et Conductance [G]) par unité de longueur), la matrice d'impédance caractéristique ainsi que les paramètres des modes commun et différentiel. Q2D est la version simplifiée de Q3D, son « parent » utilisé dans le cas d'un modèle en 3D. Q2D et Q3D sont des outils numériques, il est possible de les utiliser au-delà des conditions imposées par [52] et aussi de créer différents designs de structures coaxiales contenant plus de deux conducteurs internes.

Q2D simule des lignes couplées en modes commun et différentiel. Si les lignes sont symétriques et dans un milieu homogène, les lignes couplées peuvent aussi se caractériser par leurs modes pair-impair à l'aide des formules suivantes (IV.3) et (IV.4) liant ces 2 types de caractérisation :

$$Z_{com} = \frac{1}{2} * Z_{0_e} \quad (IV.3)$$

$$Z_{diff} = 2 * Z_{0_o} \quad (IV.4)$$

Si les lignes couplées sont asymétriques et en milieu homogène, le problème se complexifie. Les modes  $C - \pi$  sont alors employés pour les caractériser. [53] donne les relations entre les modes  $C - \pi$  et pair – impair.

### B. Principe de la topologie

Les filtres à résonateurs  $\lambda/2$  à saut d'impédances à lignes couplées (CLSIR : **C**oupled **L**ines **S**tep **I**mpedance **R**esonator) sont conçus à partir de la synthèse de Matthaei sur les filtres à lignes couplées [36]. Cette topologie de filtre d'ordre  $N$  ( $N$  résonateurs  $\lambda/2$ ) comporte  $N+1$  cellules de lignes couplées. Ainsi pour un filtre d'ordre 4, il y aura 5 cellules de lignes couplées formant 4 résonateurs  $\lambda/2$  CC-CC. L'ajout de sauts d'impédances dans la structure du filtre permet d'obtenir des degrés de liberté explicités dans cette partie.

#### a) Terminologie de la topologie

La structure des filtres à saut d'impédances à lignes couplées présente des spécificités de langage qui nécessitent des explications pour la bonne compréhension de la suite.

Les lignes couplées : une ligne couplée est composée de 2 conducteurs plus ou moins espacés et d'un blindage. Les représentations d'une ligne couplée sur ADS et HFSS sont présentées sur la Figure IV-31.

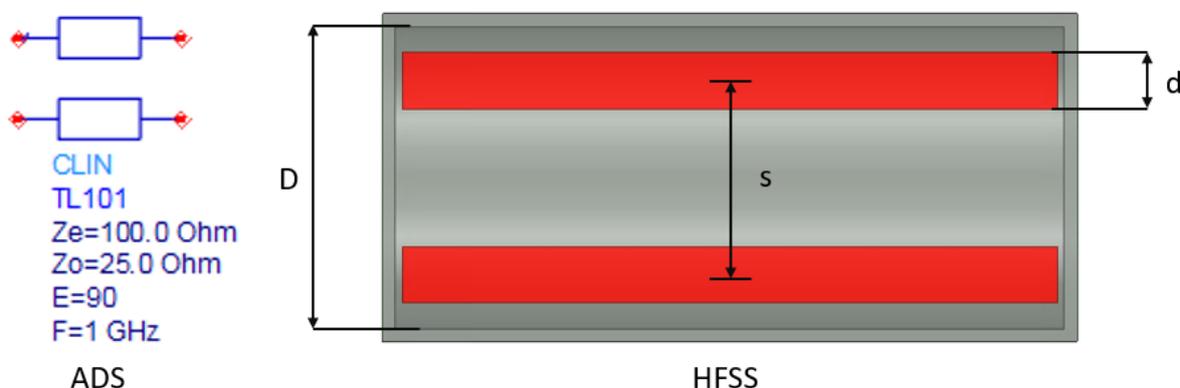


Figure IV-31 : Représentations d'une ligne couplée sur ADS et HFSS

Une cellule : Une cellule est composée d'une ligne couplée et de deux sections coaxiales d'impédance  $Z_n$  imbriquées dans les lignes couplées. Sur la Figure IV-32, une cellule est représentée sur ADS et HFSS. Les deux sections coaxiales d'impédance  $Z_n$  sont représentés en rouge, tandis que la ligne couplée est représentée en jaune. Le blindage est constitué par une cavité cylindrique entourant l'ensemble. Il est percé en 2 endroits pour associer la cellule aux cellules adjacentes par l'intermédiaire des lignes d'impédance caractéristiques  $Z_n$ , formant ainsi les demi résonateurs  $\lambda/2$ . Les autres extrémités des lignes d'impédance caractéristique  $Z_n$  sont connectées à la masse ; c'est-à-dire au blindage de la cellule

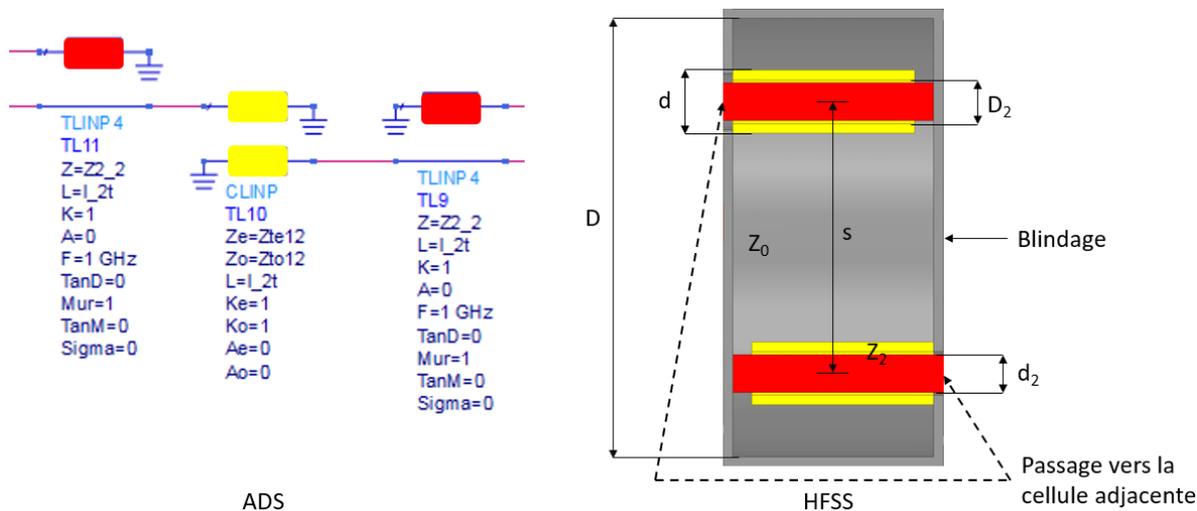


Figure IV-32 : Représentations d'une cellule sur ADS et HFSS

**Un résonateur :** Le résonateur CLSIR est réalisé à partir de 2 cellules adjacentes. L'association des lignes d'impédance  $Z_n$  et des lignes couplées des cellules adjacentes forme alors le résonateur de longueur  $\lambda/2$  CC-CC (figure IV-33).

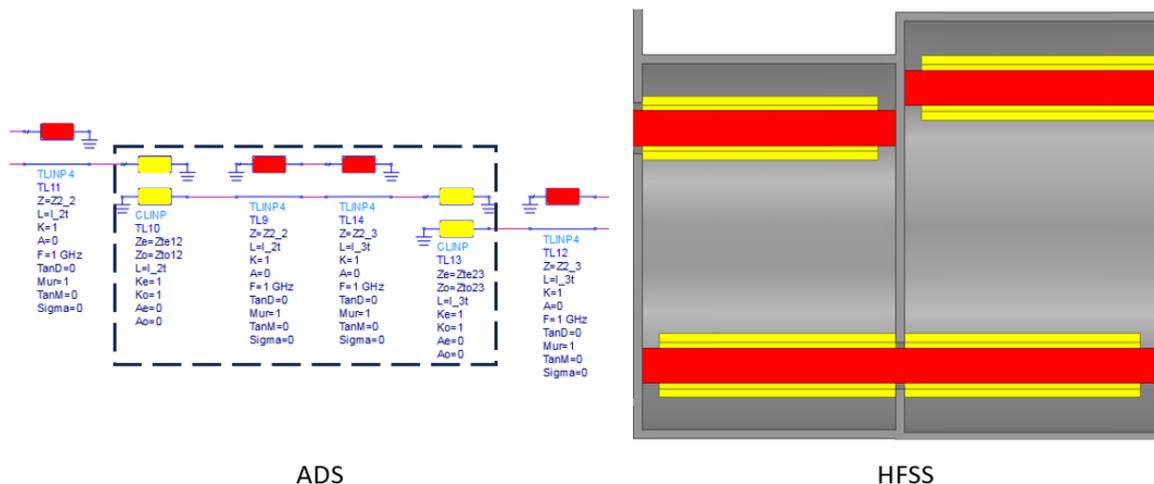


Figure IV-33 : Représentation d'un résonateur sur ADS et HFSS

**Un filtre à saut d'impédances à ligne couplée :** Les filtres CLSIR sont composés de  $N$  résonateurs  $\lambda/2$  CC-CC et de  $N+1$  cellules. La Figure IV-34 présente l'identification des cellules des modèles ADS et HFSS pour un filtre d'ordre 4.

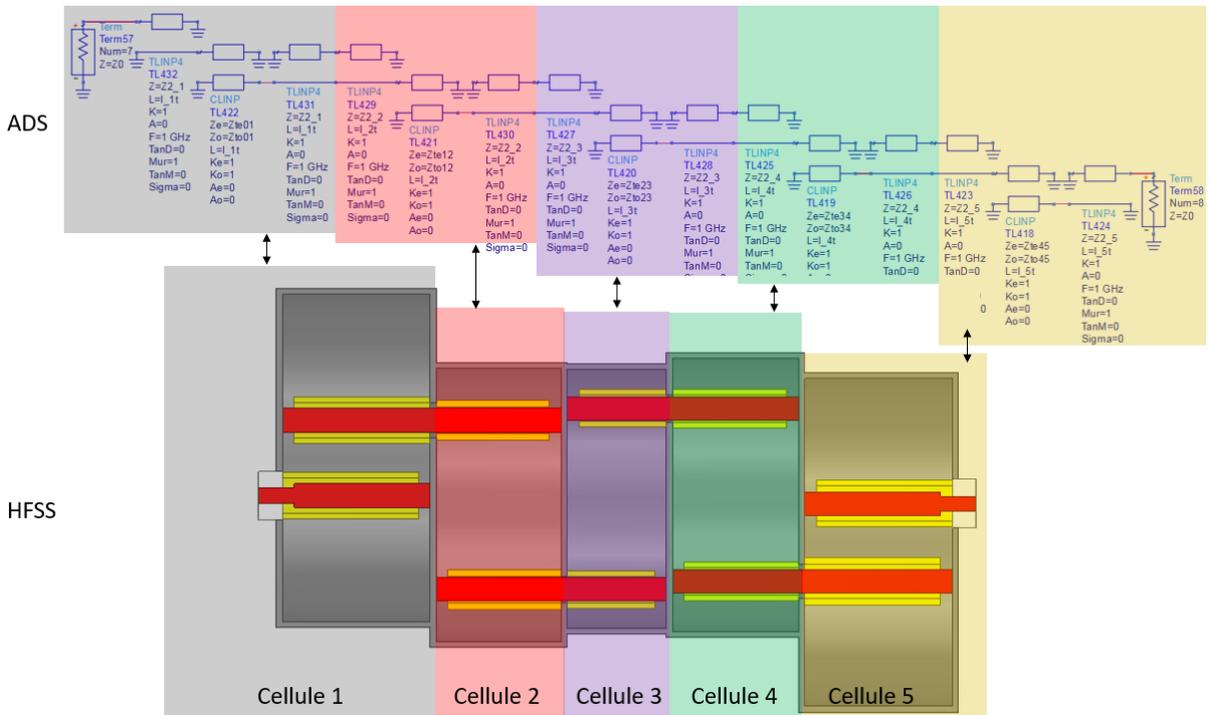


Figure IV-34 : Représentations d'un filtre CLSIR sur ADS et HFSS

b) Filtre à saut d'impédances à lignes couplées

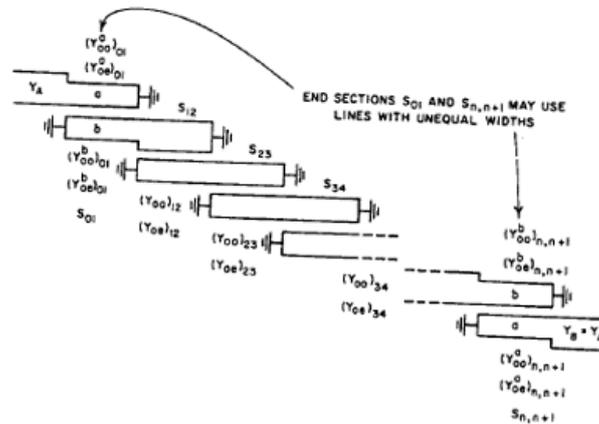


Figure IV-35 : Modèle de filtre à lignes couplées selon Matthaei [45]

Un cahier des charges est établi, celui-ci permet de déterminer les paires de paramètres nécessaires à la modélisation des cellules du filtre : les impédances paire et impaire ( $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$ ) ou le couplage  $C$  (IV.5) et l'impédance caractéristique  $Z_0$  (IV.6) pour chaque ligne couplée.

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (IV.5)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}} \quad (IV.6)$$

Pour l'exemple qui suit, le cahier des charges suivant a été établi (Tableau IV-6) :

Tableau IV-6 : Cahier des charges pour la conception des filtres à lignes couplées

Paramètres	Valeurs
Fréquence centrale $F_0$ (GHz)	1,5
Bande passante relative (%)	3
Ordre du filtre	4
Ondulation dans la bande passante (dB)	0,01
Maitrise de la bande atténuée [(GHz)]	$6,66 \times F_0$ [10 GHz]
Tenue en puissance (W)	40

Le filtre est d'ordre 4 et symétrique. Ce qui impose alors : ligne couplée 1 = ligne couplée 5, ligne couplée 2 = ligne couplée 4.

Ce cahier des charges fixe alors les paramètres électriques du filtre (Tableau IV-7) :

Tableau IV-7 : Paramètres électriques du filtre établis à partir des données du tableau IV-6 et des équations de Matthaei

	Impédances paire $Z_{0e}$ ( $\Omega$ ) impaire $Z_{0o}$ ( $\Omega$ )	Impédance caractéristique $Z_0$ ( $\Omega$ )	Couplage C (dB)
Lignes couplées 1 et 5	66,58 40,03	51,63	-12,08
Lignes couplées 2 et 4	56,09 50,66	53,31	-25,87
Ligne couplée 3	55,34 51,35	53,31	-28,54

Le modèle de Matthaei (Figure IV-35) est ensuite implémenté sur ADS (Figure IV-36) avec les valeurs du Tableau IV-7.

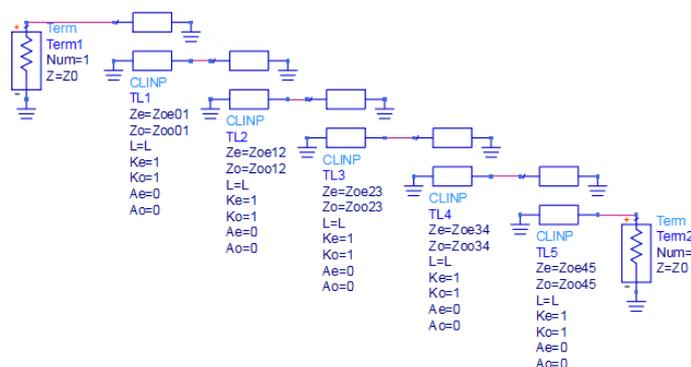


Figure IV-36 : Modèle du filtre  $\lambda/2$  à lignes couplées selon Matthaei [45] implémenté sur ADS

Le filtre à lignes couplées à résonateurs uniforme d'ordre 4 issu du Matthaei [45] est constitué de 4 résonateurs  $\lambda/2$  CC-CC et de 5 lignes couplées  $\lambda/4$ . Chaque ligne couplée a une longueur de  $\lambda/4$  (soit 50 mm @1,5 GHz).

La Figure IV-37 et la Figure IV-38 présentent les réponses du filtre à lignes couplées à résonateurs uniforme au voisinage de la bande passante et sur une bande large.

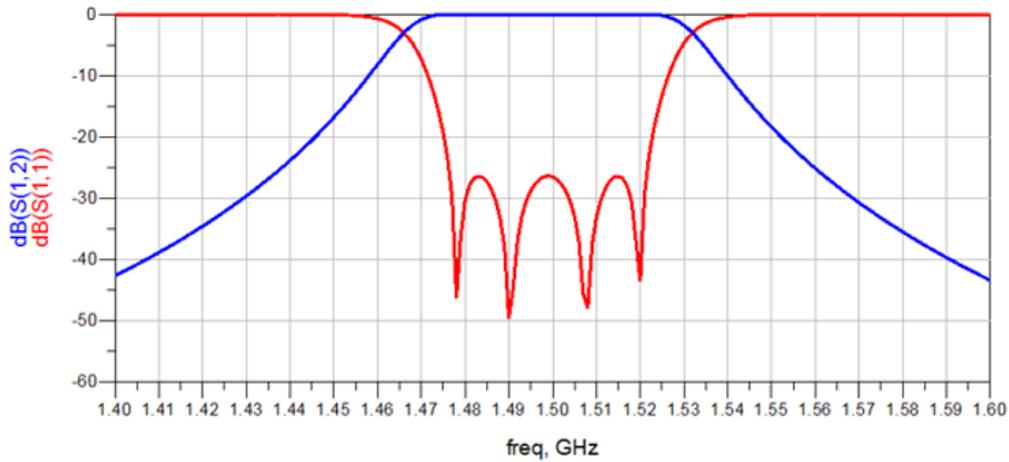


Figure IV-37 : Réponses idéales du filtre à lignes couplées à résonateurs uniforme au voisinage de la bande passante

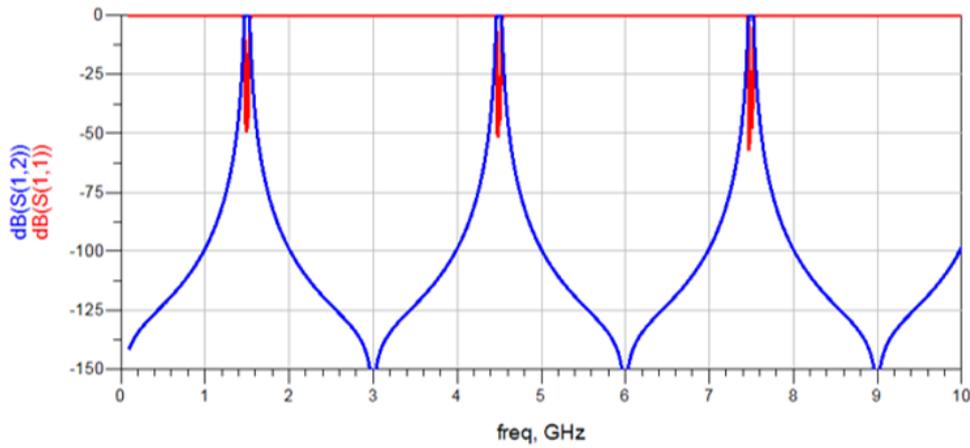


Figure IV-38 : Réponses idéales du filtre à lignes couplées à résonateurs uniformes sur une bande large

Au-delà de la bande passante, nous avons des remontées harmoniques tous les  $(2k+1) \times F_0$ .

Le passage du filtre de base à lignes couplées à résonateurs uniforme, aux filtres CLSIR permet d'introduire des degrés de liberté supplémentaires. Dans le chapitre précédent, l'ajout de sections permet de jouer sur la hauteur des résonateurs et des filtres, mais aussi sur la maîtrise de la bande atténuée ainsi que sur la tenue en puissance. Le filtre à lignes couplées à résonateurs uniforme offrant peu de liberté, l'ajout de sections dans les demi résonateurs  $\lambda/2$  est une modification structurelle permettant de jouer sur les paramètres cités précédemment.

La substitution des résonateurs  $\lambda/2$  par des résonateurs  $\lambda/2$  à saut d'impédances modifie l'impédance caractéristique  $Z_0$  ainsi que le couplage  $C$  des lignes couplées. L'ajout d'une section coaxiale d'impédance caractéristique  $Z_2$  implique l'utilisation du rapport d'impédances équivalent  $M_{c_{eq}}$  pour chaque demi résonateur  $\lambda/2$ . Ce rapport est indépendant d'un demi résonateur  $\lambda/2$  à l'autre ; c'est-à-dire d'une cellule à l'autre. Sa valeur est donc choisie afin de gagner en maîtrise de bande atténuée, par la désynchronisation des remontées harmoniques. Les cellules ont respectivement un  $M_{c_{eq}} = 3, 6, 9, 6, 3$ .

Le rapport d'impédances  $M_{c_{eq}}$  est différent du rapport  $M_{eq}$  des autres filtres.  $M_{c_{eq}}$  est le rapport d'impédances équivalent spécifique à la cellule, il est calculé à partir des équations d'un résonateur SIR  $\lambda/4$ , tandis que  $M_{eq}$  est le rapport d'impédances équivalent du résonateur calculé à partir des équations d'un résonateur SIR  $\lambda/2$ .  $M_{c_{eq}}$  sera donc différent de  $M_{eq}$ .

La Figure IV-39 présente le modèle du filtre CLSIR implémenté sur ADS, avec une identification des sauts d'impédances liés à la cellule 3. Les flèches en pointillés représentent les sauts d'impédances liés

à  $M_{ceq}$  de la cellule 3. L'ensemble des flèches représentent les sauts d'impédance lié à  $M_{ceq}$  pour la cellule 3.

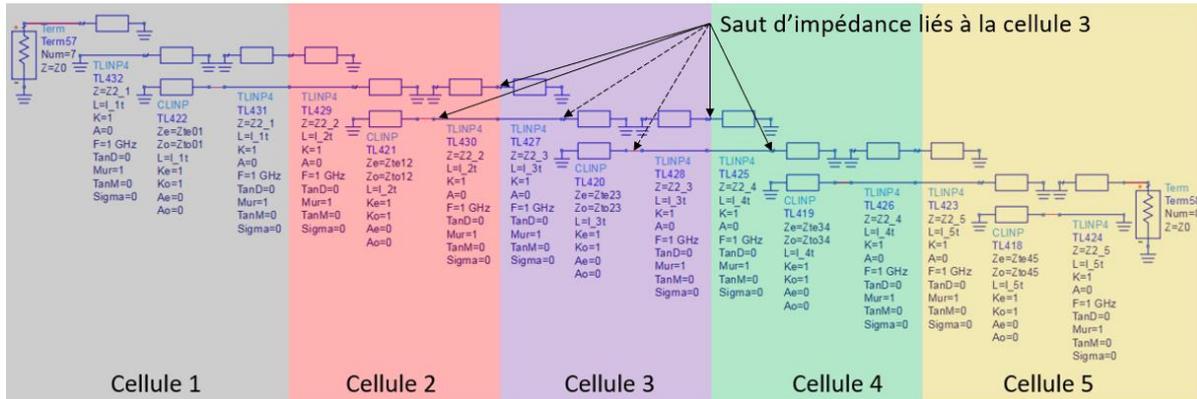


Figure IV-39 : Modèle de filtre  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées d'ordre 4

Les valeurs de  $Z_2$  du filtre CLSIR obtenues sont indiquées dans le Tableau IV-8. L'impédance  $Z_2$  est définie par le rapport  $M_{ceq} = M_{12}$  et l'impédance  $Z_0$  (IV.7).

$$Z_2 = \frac{Z_0}{M_{12}} \quad (IV.7)$$

Tableau IV-8 : Valeurs  $Z_2$  en fonction de  $M_{ceq}$  et  $Z_0$

	Impédance caractéristique $Z_0$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$M_{ceq}$
Cellules 1 et 5	51,63	17,21	3
Cellules 2 et 4	53,31	8,89	6
Cellule 3	53,31	5,92	9

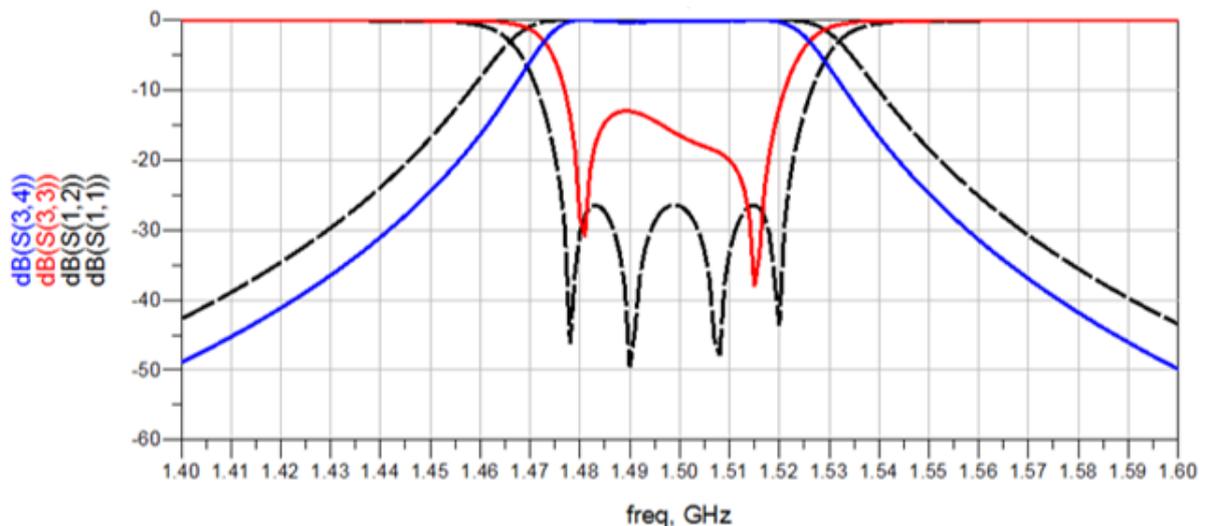


Figure IV-40 : Réponses idéales au voisinage de la bande passante des filtres à lignes couplées à résonateurs uniforme (pointillés) et  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées non adaptées (traits pleins)

En prenant les paramètres issus du Tableau IV-8, le filtre à sauts d'impédances résultant n'est pas adapté (Figure IV-40). L'adaptation du filtre peut être améliorée par l'utilisation des degrés de liberté introduits par l'impédance caractéristique  $Z_2$  des lignes coaxiales constitutives des résonateurs.

L'ajout d'un saut d'impédance  $Z_2$  nécessite de corriger par optimisation les paramètres des lignes couplées ( $Z_{0e}$  &  $Z_{0o}$  ou  $Z_0$  &  $C$ ) pour faire coïncider les réponses.

Pour faciliter l'optimisation du filtre, les réponses du filtre sont transférées sur l'outil CST Filter Designer 3D qui permet de connaître la matrice de couplage du filtre simulé et ainsi d'aider à le régler. Le détail de l'utilisation de l'outil CST Filter Designer 3D est décrit en annexe 3.

Les couples ( $Z_0$  &  $C$ ) ainsi que les valeurs d'impédance  $Z_2$  nécessaires à l'adaptation du filtre sont recensées dans le Tableau IV-9.

Tableau IV-9 : Dimensions électriques du filtre  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées adaptées

	Impédance caractéristique $Z_0$ ( $\Omega$ )	Couplage C (dB)	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$M_{12} =$ $Mc_{eq}$	l (mm)
Lignes couplées 1 et 5	71,63	-9,57	23,88	3	16,77
Lignes couplées 2 et 4	53,31	-24,56	8,89	6	12,34
Ligne couplée 3	53,31	-27,24	5,92	9	10,24

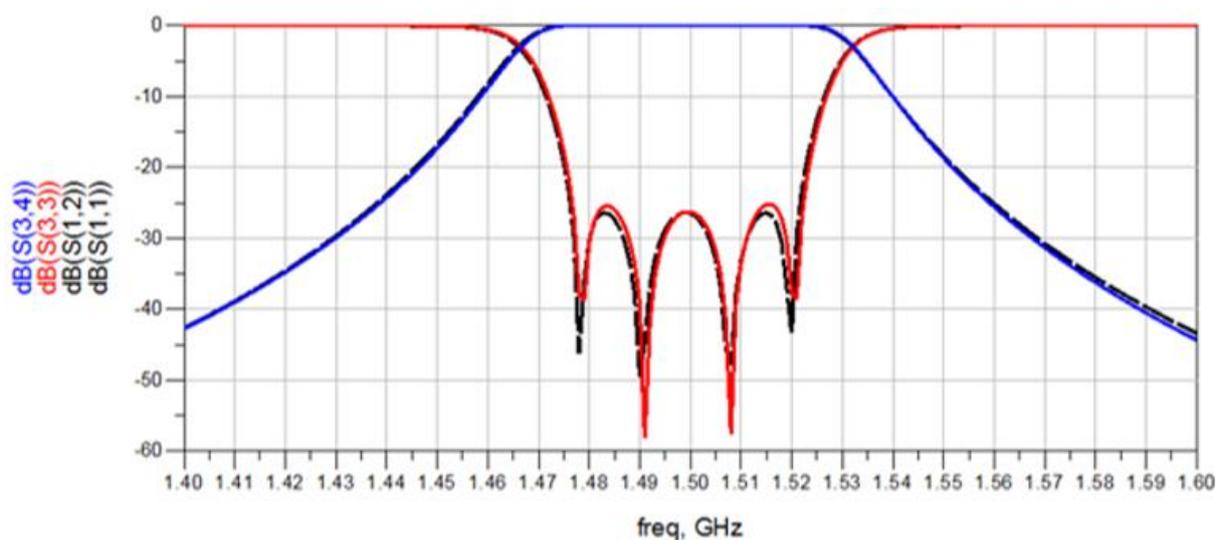


Figure IV-41 : Réponses idéales des filtres à lignes couplées uniforme (pointillés) et  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées adaptées (traits pleins) au voisinage de la bande passante

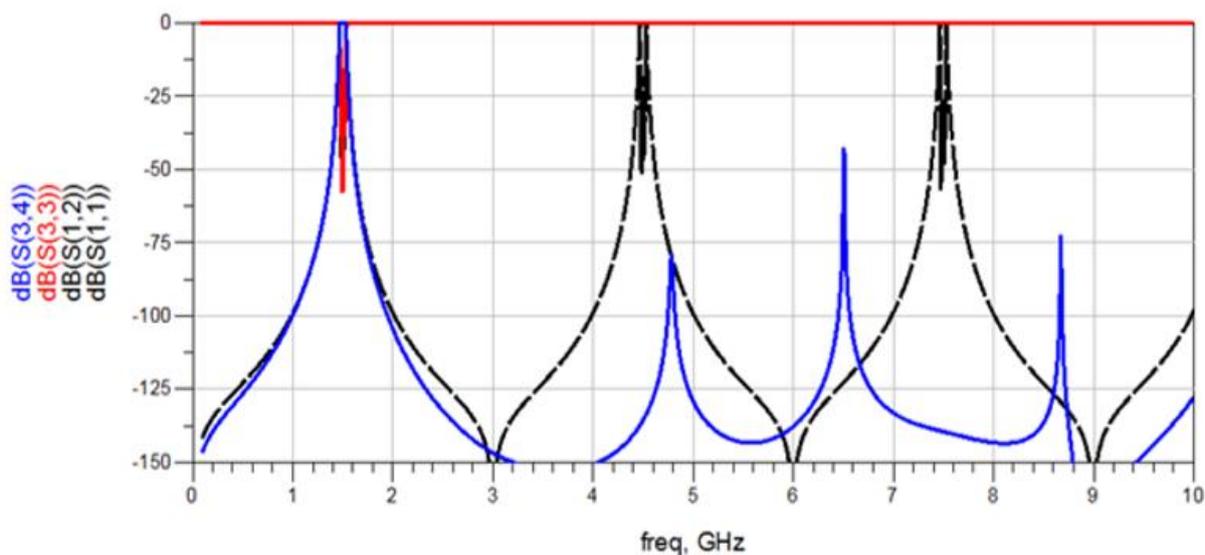


Figure IV-42 : Réponses idéales des filtres à lignes couplées à résonateurs uniforme (pointillés) et  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées adaptées (traits pleins) sur une bande large

Avec les valeurs du Tableau IV-9, les réponses idéales au voisinage de la bande passante coïncident (Figure IV-41).

En bande large (Figure IV-42), la réponse électromagnétique idéale du filtre  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées présente une bande atténuée maîtrisée jusque 10 GHz. Cette maîtrise est liée à l'association de  $M_{eq}$  différents dans chaque cellule qui permettent une désynchronisation des remontées harmoniques.

Les dimensions électriques du tableau IV-9 sont extraites pour être transposées en dimensions physiques sur HFSS. Pour créer le filtre sur HFSS, on modélise les tronçons un à un. L'outil Q2D permet de transposer les dimensions électriques en dimensions physiques. La paire choisie ( $Z_{0e}$  &  $Z_{0o}$  ou  $Z_0$  &  $C$ ) se transforme en triplet ( $D$ ,  $d$  et  $s$ ). Dès lors que les valeurs entre la paire et le triplet concordent, la ligne couplée est réalisée sur HFSS. Cette étape est répétée jusqu'à ce que l'ensemble des lignes couplées soit modélisé. Les lignes  $Z_2$  sont alors installées pour finaliser les cellules qui sont connectées entre elles pour former le filtre.

La transposition du modèle ADS vers la modélisation HFSS est alors réalisée et les valeurs physiques sont données dans le Tableau IV-10.

Tableau IV-10 : Dimensions physiques du filtre figure IV-40

	<b>D (mm)</b>	<b>d (mm)</b>	<b>D<sub>2</sub> (mm)</b>	<b>d<sub>2</sub> (mm)</b>	<b>s (mm)</b>	<b>l (mm)</b>	<b>M<sub>12</sub> = M<sub>Ceq</sub></b>
<b>Lignes couplées 1 et 5</b>	27,85	3,98	2,98	2	6,4	11,49	3
<b>Lignes couplées 2 et 4</b>	23,22	3,32	2,32		14,38	9,55	6
<b>Ligne couplée 3</b>	22	3,2	2,2		15,4	7,4	9

Lorsque le filtre est formé, une étape d'optimisation finale est nécessaire pour prendre en compte les discontinuités induites par les sauts d'impédance.

L'ensemble des étapes décrites précédemment est synthétisé à la Figure IV-43.

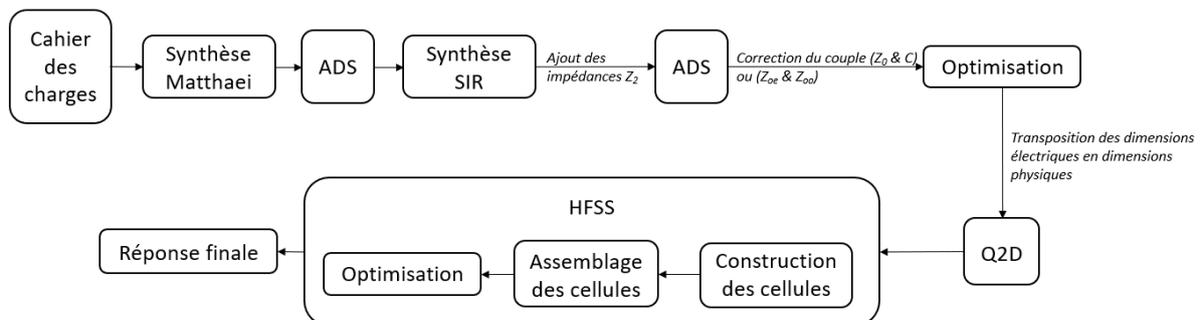


Figure IV-43 : Synthèse de conception d'un filtre à sauts d'impédances à lignes couplées

Nous allons maintenant comparer 2 filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées, le premier avec des  $M_{Ceq}$  identiques ( $M_{Ceq} = 3$ ) dans toutes les cellules  $\lambda/4$  (Figure IV-44 a)), le second avec des  $M_{Ceq}$  différents (3, 6, 9, 6, 3) (Figure IV-44 b)).

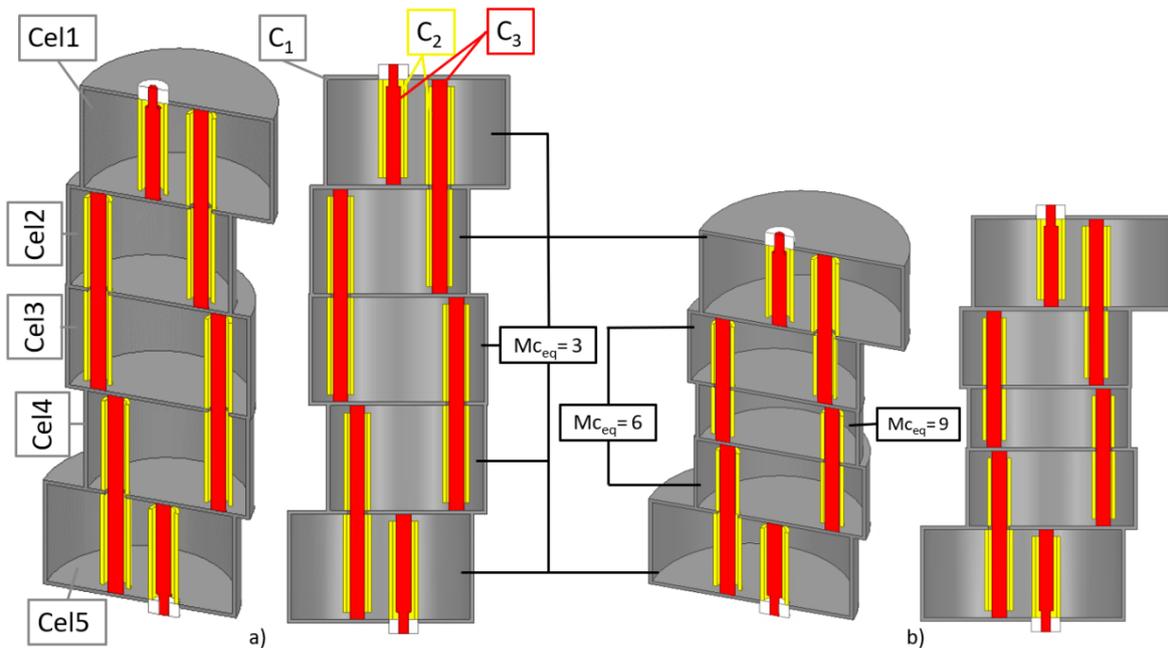


Figure IV-44 : Modélisation des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées pour a) des  $M_{c_{eq}}$  identiques = 3, b) des  $M_{c_{eq}}$  différents = 3,6,9,6,3

Dans le cas des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées, le  $M_{c_{eq}}$  est un degré de liberté qui est indépendant des autres cellules.

Ceci présente différents avantages :

- Réduction de la hauteur des demi résonateurs dès lors que  $M_{c_{eq}} > 1$
- Suppression des remontées parasites sur une bande large par désynchronisation des harmoniques

La Figure IV-45 met en évidence la différence de hauteur de ces 2 filtres. Dans le cas a), les  $M_{c_{eq}}$  sont identiques dans tout le filtre, chaque cellule a alors la même hauteur. Pour le cas b), la hauteur du filtre est inférieure car les  $M_{c_{eq}} = 6$  et 9 des cellules centrales permettent une importante diminution de hauteur.

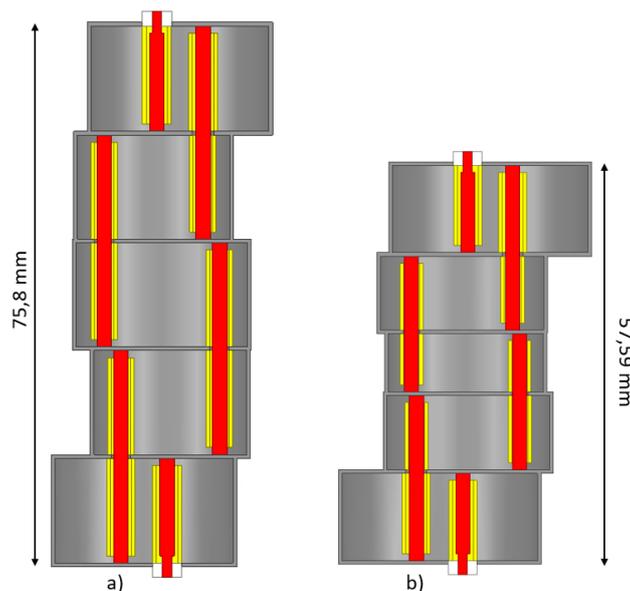


Figure IV-45 : Différence de hauteurs entre les filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées a) avec des  $M_{c_{eq}}$  identiques = 3 et b) des  $M_{c_{eq}}$  différents = 3,6,9,6,3

Les réponses de ces 2 filtres sont présentées au voisinage de la bande passante (Figure IV-46) et sur une bande large (Figure IV-47)

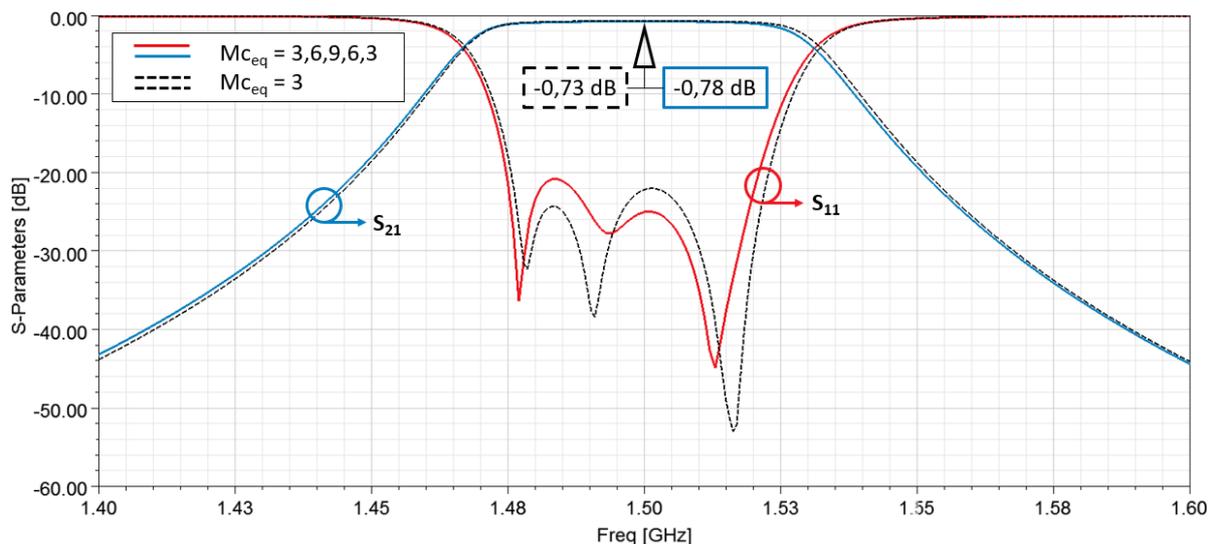


Figure IV-46 : Réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante pour des  $M_{c_{eq}}$  identiques = 3 (traits pointillés) et des  $M_{c_{eq}}$  différents = 3,6,9,6,3 (trait pleins)

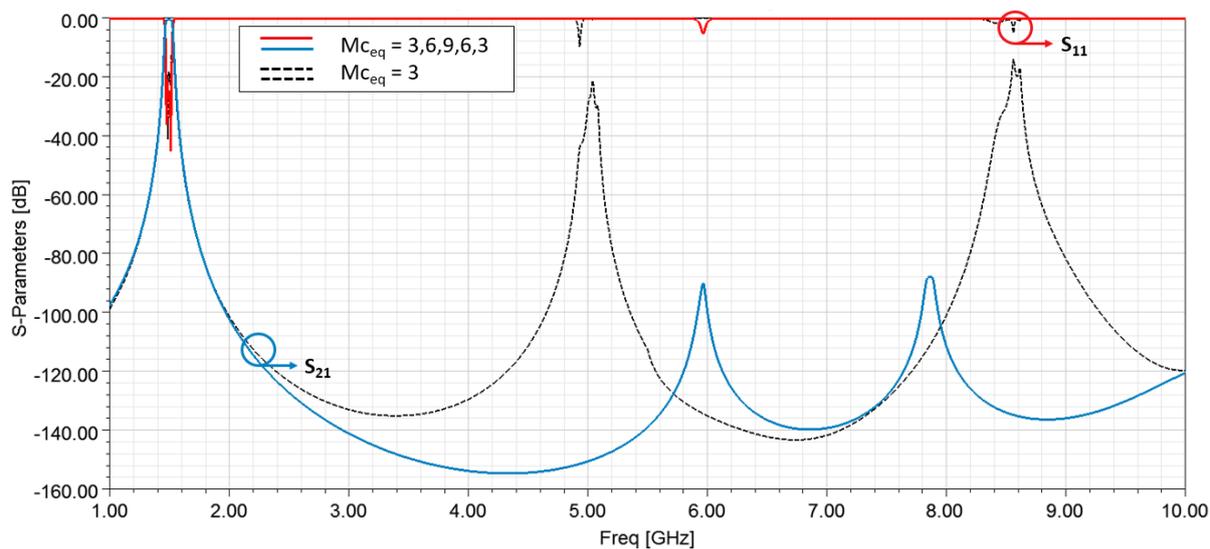


Figure IV-47 : Réponses électromagnétiques sur une bande large pour des  $M_{c_{eq}}$  identiques = 3 (traits pointillés) et des  $M_{c_{eq}}$  différents = 3,6,9,6,3 (trait pleins)

Au voisinage de la bande passante, le filtre avec des  $M_{c_{eq}}$  identiques présente légèrement moins de perte d'insertion que celui avec des  $M_{c_{eq}}$  différents (0,73 dB contre 0,78 dB).

La transmission du filtre avec un  $M_{c_{eq}} = 3$  (courbe pointillée) possède 2 harmoniques (5 GHz et 8,5 GHz). Pour la transmission du filtre avec des  $M_{c_{eq}} = 3, 6, 9, 6, 3$ , ces harmoniques sont gommées en raison de la désynchronisation des résonateurs réalisés dans des cellules présentant des jeux de  $M_{c_{eq}}$  différents. Le filtre avec des  $M_{c_{eq}}$  différents permet donc une meilleure maîtrise de la bande atténuée supérieur à  $6,66 \times F_0$ .

### c) Augmentation du nombre de sections coaxiales

Le nombre de sections coaxiales est un degré de liberté dans la conception des résonateurs. Comme pour les filtres  $\lambda/4$ , ajouter des sections coaxiales dans les cellules permet :

- Un relâchement des contraintes sur l'espacement entre les tronçons coaxiaux pour une meilleure tenue en puissance
- Une réduction de la hauteur des cellules s'accroissant avec un  $M_{c_{eq}}$  élevé

La Figure IV-48 présente la différence entre une cellule d'un filtre à 2 sections et à 3 sections. Il est possible d'ajouter autant de sections souhaitées (dans la limite des réductions de taille possibles).

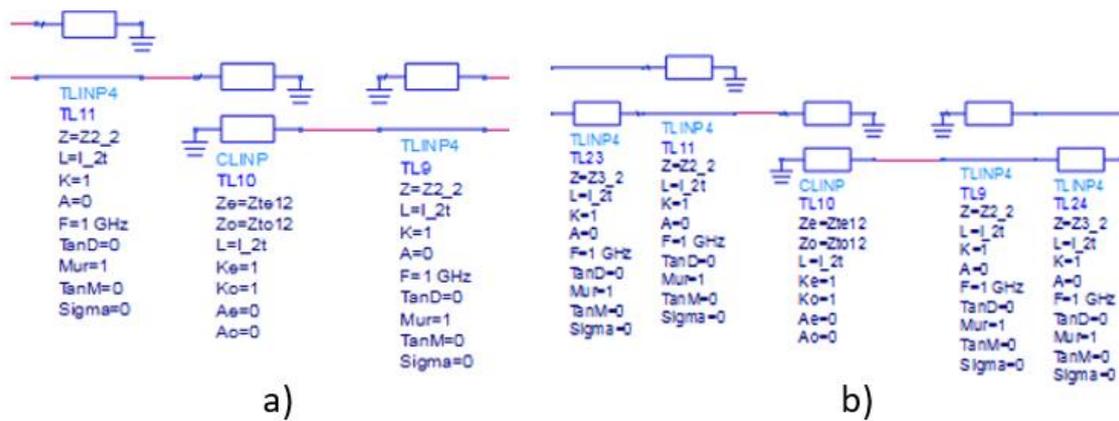


Figure IV-48 : Modèle ADS d'une cellule à a) 2 sections et b) 3 sections

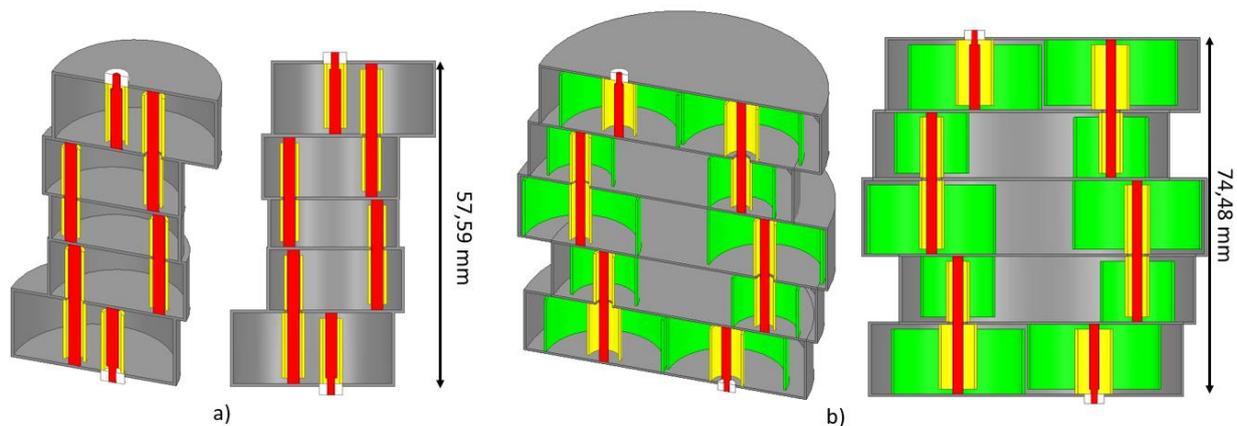


Figure IV-49 : Modélisation des filtres à lignes couplées à a) 2 sections et b) 3 sections

La Figure IV-49 présente la modélisation sur HFSS de 2 filtres basés sur les cellules de la Figure IV-48. Ces filtres possèdent des  $Mc_{eq}$  différents = 3,6,9,6,3. A noter que dans le cas présenté ici, la longueur totale du filtre à 3 sections est supérieure au filtre à 2 sections. Cette différence pourrait s'expliquer par d'importantes discontinuités induite par l'ajout d'une section supplémentaire. La Figure IV-50 identifie une cellule ADS à 2 et à 3 sections avec une cellule HFSS. Le  $Mc_{eq}$  d'un filtre à 3 sections (IV.8) est calculé via les rapports d'impédance  $M_{12}$  (IV.9) et  $M_{23}$  (IV.10).

$$Mc_{eq} = f(M_{12}, M_{23}) = M_{12}M_{23} + M_{12} + M_{23} \quad (IV.8)$$

avec

$$M_{12} = \frac{Z_0}{Z_2} \quad (IV.9)$$

$$M_{23} = \frac{Z_2}{Z_3} \quad (IV.10)$$



La Figure IV-51 présente les réponses électromagnétiques des filtres à 2 sections (pointillés) et 3 sections (trait pleins) au voisinage de la bande passante. Le filtre à 3 sections comparé au 2 sections a des pertes d'insertion plus faible (0,42 dB contre 0,78 dB).

La Figure IV-52 présente les réponses électromagnétiques des filtres à 2 sections (pointillés) et 3 sections (trait pleins) sur une bande large. L'ajout de sections perturbe la bande atténuée et provoque des remontées harmoniques supplémentaires. Avec ce jeu de  $Mc_{eq}$  ( $Mc_{eq} = 3,6,9,6,3$ ), le filtre à 3 sections ne gomme pas les remontées sur une large bande et présente une remontée harmonique à 2,5 GHz. L'ajout de sauts d'impédances ajoute des discontinuités pouvant expliquer cette remontée. Les rapports d'impédance équivalent  $Mc_{eq}$  et intrinsèquement les rapports d'impédances  $Mc_{ij}$  ne sont pas adaptés pour maîtriser la bande atténuée comme le 2 sections.

d) *Mise en parallèle de lignes résonantes*

La maîtrise de la bande atténuée étant acquise pour le cas de filtre  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées, il est nécessaire de maîtriser la tenue en puissance des filtres. Dans le cas de  $Mc_{eq}$  élevé, le gap d'air entre les cylindres peut rapidement devenir critique. En remplaçant les lignes coaxiales d'impédances caractéristique  $Z_2$  par une mise en parallèle de  $k$  sections coaxiales, chacune d'impédance caractéristique  $Z'_2$ , il est alors possible d'augmenter la largeur du gap d'air. Cet élargissement s'accroît avec la valeur de  $k$  et la tenue en puissance est par conséquent améliorée.

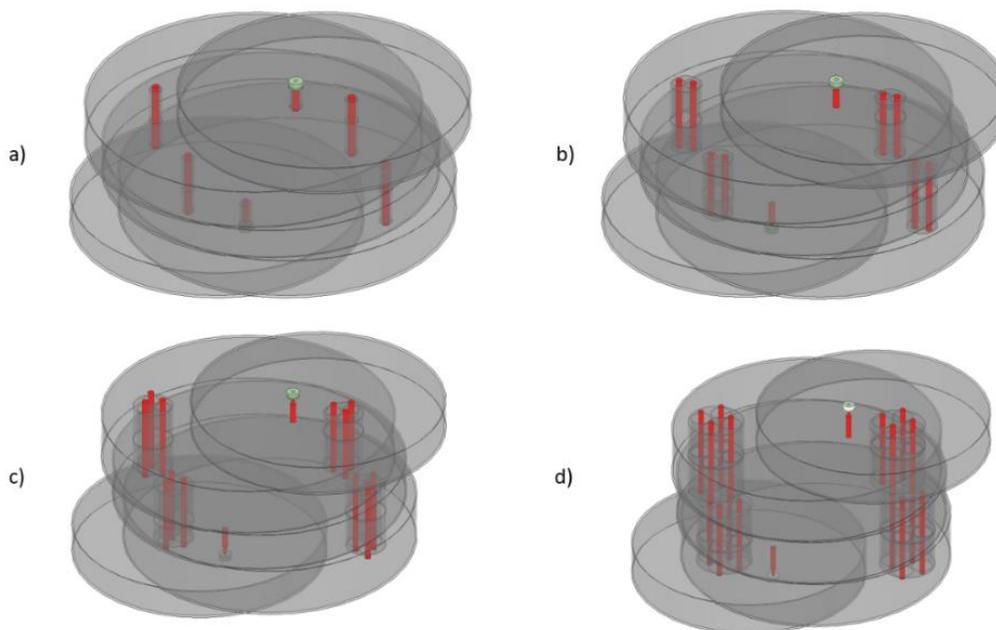


Figure IV-53 : Modélisation des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées pour a)  $k = 1$ , b)  $k = 2$ , c)  $k = 3$  et d)  $k = 4$

La Figure IV-53 présente la modélisation de 4 filtres à lignes couplées à  $Mc_{eq}$  différents = 3,6,9,6,3 pour  $k = 1$  (a),  $k = 2$  (b),  $k = 3$  (c) et  $k = 4$  (d). Dans le cas de la mise en parallèle, le rapport d'impédances équivalent  $Mc_{eq}$  sera dépendant des rapports  $Mc_{ij}$  et de  $k$  [18]. Dans le cas simpliste où le filtre est à 2 sections avec  $k$  sections internes en parallèle d'impédance  $Z'_2$ , on obtient l'expression de  $Mc_{eq}$  (IV.11) suivante :

$$Mc_{eq} = \frac{Z_0}{Z_2} = \frac{Z_0}{Z'_2/k} = \frac{k \cdot Z_0}{Z'_2} \quad (IV.11)$$

avec :  $Z_0$  = impédance caractéristique de la cellule,  $Z_2$  = impédance caractéristique de la ligne à  $k = 1$ ,  $Z'_2$  = impédance caractéristique des lignes en parallèle pour  $k > 1$ ,  $k$  = nombre de sections internes en parallèle.

En agrandissant les zones mises en parallèles (Figure IV-54), on observe que le gap d'air R augmente en fonction de k comme l'indiquent les valeurs dans le Tableau IV-11. Cette évolution est très rapide car sans mise en parallèle (k=1), le gap d'air R est de 0,396 mm et atteint 2,794 mm en plaçant 4 conducteurs en parallèle.

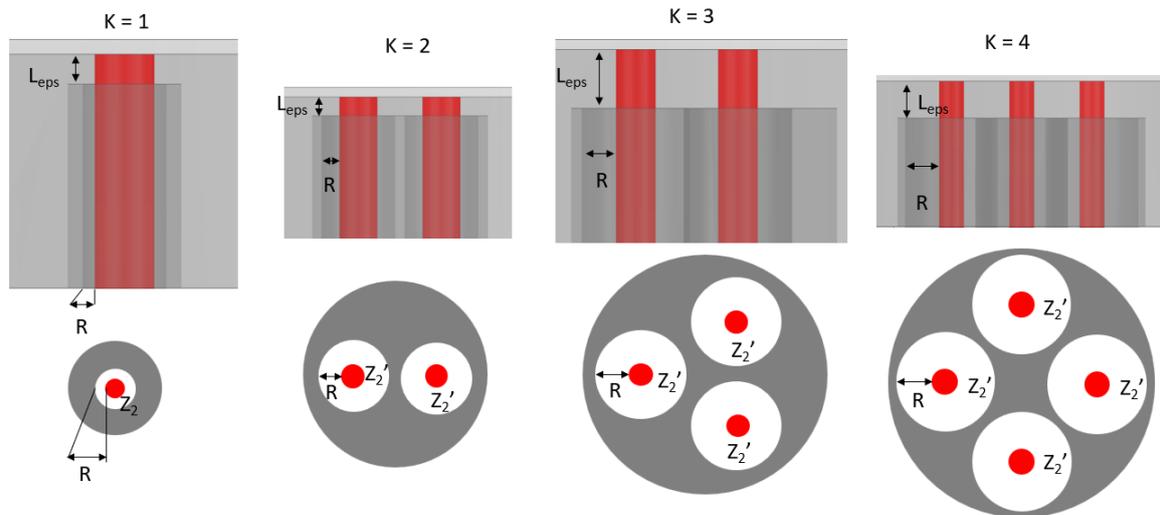


Figure IV-54 : Modélisation des mises en parallèle

Tableau IV-11 : Valeurs des tenues en puissance multipactor en fonction de la bande d'intérêt, du  $L_{eps}$  et du nombre k d'éléments en parallèle

Bande L ( $F_0 = 1,5$ GHz)								
$l_{eps}$ (mm)	1				3			
Mise en parallèle (k)	1	2	3	4	1	2	3	4
R gap d'air (mm)	0,396	0,948	1,718	2,794	0,396	0,948	1,718	2,794
Puissance (W)	0,472	2,27	4,45	5,95	/	/	12,5	66,8

Bande Ku ( $F_0 = 12$ GHz)	
$l_{eps}$ (mm)	0,375
Mise en parallèle (k)	4
R gap d'air ( $\mu$ m)	348,75
Puissance (W)	67,6

La tenue en puissance est étudiée sur 2 bandes de fréquences différentes :

- La bande L qui sert de référence aux travaux
- La bande Ku qui est la bande d'intérêt de l'AID

A l'image de la largeur du gap d'air, la tenue en puissance augmente significativement avec k. La conservation du rapport de forme pour les filtres en bande L et Ku (rapport 8 de toutes les dimensions) permet de garder sensiblement le même niveau de puissance de déclenchement de l'effet Multipactor. En effet, le seuil Multipactor est lié au produit F (GHz) x d (mm). La Figure IV-55 présente le filtre Ku avec k = 4 et la zone de fragilité repérée grâce à la simulation Spark3D. Cette zone de fragilité se situe au niveau de la 2<sup>ème</sup> cellule, dans la zone de couplage de dimension  $l_{eps}$  entre la masse de la cellule et la partie supérieure du cylindre  $C_2$ . Ce déclenchement s'effectue pour une puissance supérieure à 67,6W.

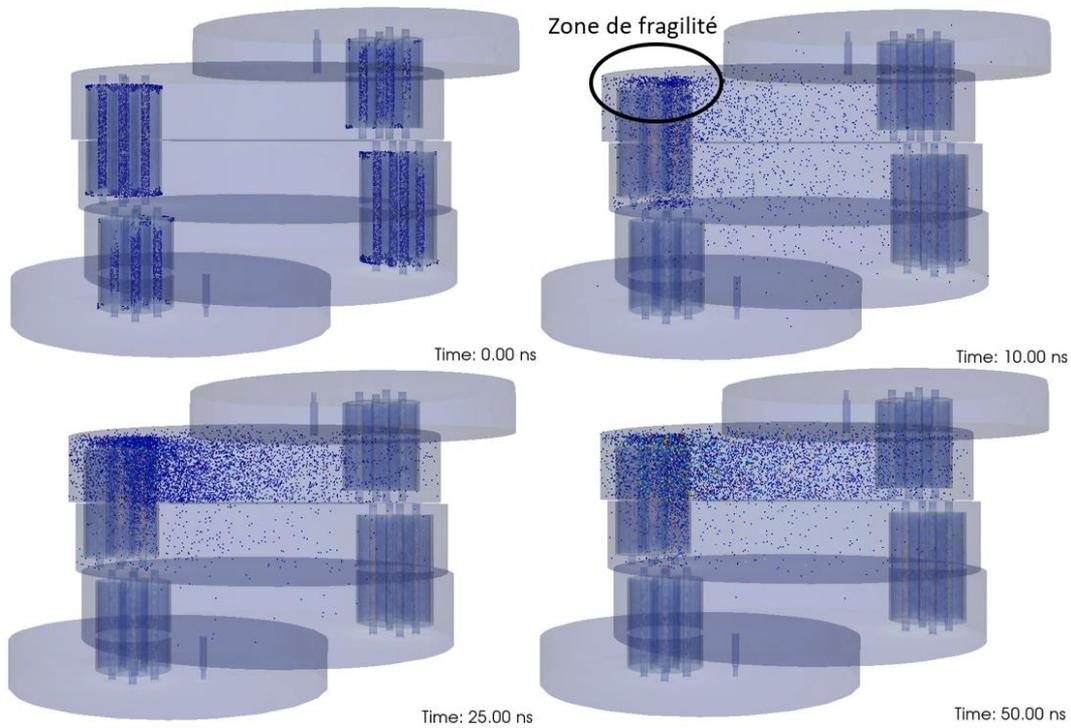


Figure IV-55 : Zone de fragilité multipactor pour le filtre en bande Ku avec  $k=4$ , sur Spark3D à 68,8 W

La tenue en puissance est donc à un niveau supérieur à 40 W, ce qui en fait un point fort pour cette structure par rapport aux solutions précédentes (tenant quelques Watts) et aux conceptions avec moins de 3 sections coaxiales mises en parallèle. Cependant lorsqu'on regarde les réponses en bande passante (Figure IV-56) et surtout en bande large (Figure IV-57), la structure n'est pas aussi efficace.

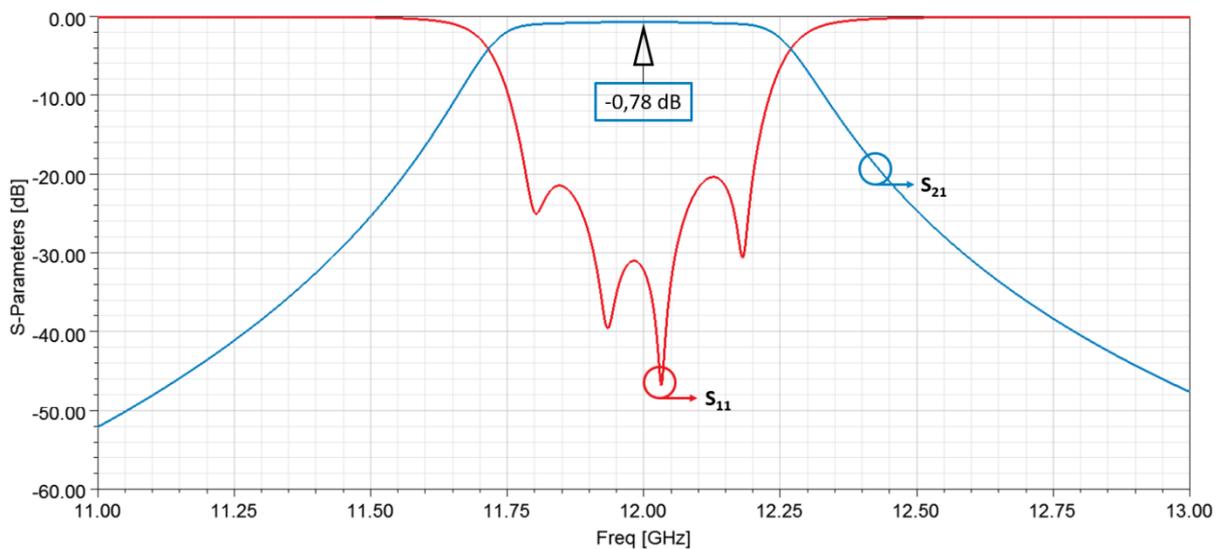


Figure IV-56 : Réponses électromagnétiques du filtre  $\lambda/2$  à 2 sections et  $k=4$  à lignes couplées au voisinage de la bande passante – Bande Ku

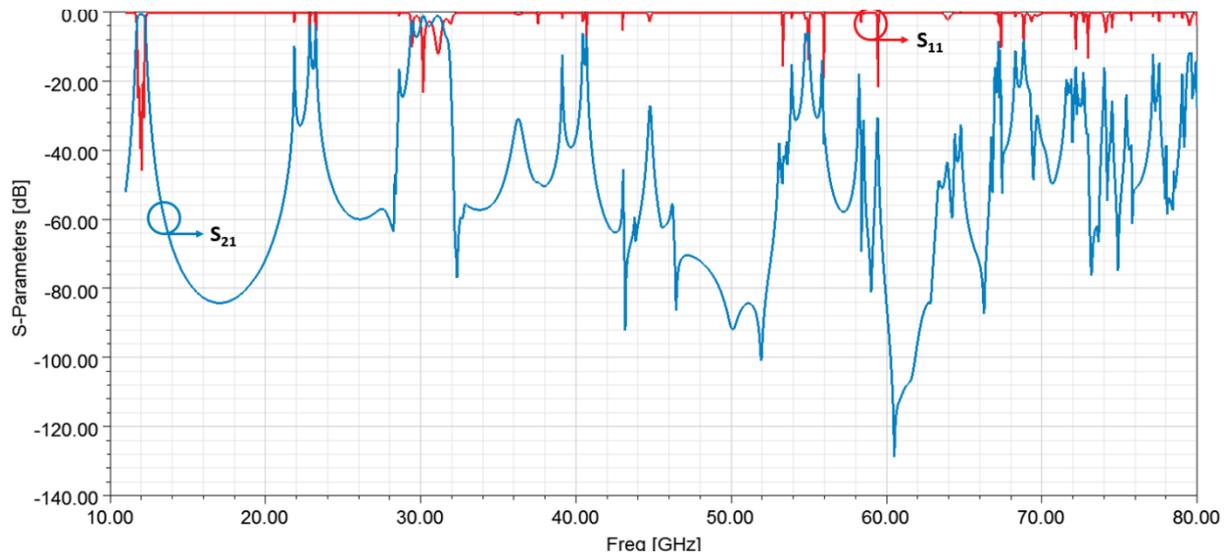


Figure IV-57 : Réponses électromagnétiques du filtre  $\lambda/2$  à 2 sections et  $k=4$  à lignes couplées sur une bande large – Bande Ku

La bande passante ne présente pas de problème d'adaptation ou de problème sur la largeur de bande obtenue, en revanche, la bande atténuée est très polluée par les nombreuses remontées harmoniques. Ces remontées sont liées principalement à la mise en parallèle des sections coaxiales, car l'onde dans le résonateur peut emprunter de nouveaux parcours.

*e) Modification de l'excitation des filtres*

Les excitations des filtres sont réalisées par un couplage de proximité entre les lignes couplées des cellules aux accès. Ce couplage est complexe car il doit être fort, ce qui implique que les lignes couplées soient proches. De plus, il est nécessaire d'exécuter la routine via Q2D pour retrouver les dimensions physiques des cellules d'entrée/sortie. Pour simplifier le problème et les temps de simulations, les cellules d'entrée/sortie sont transformées pour conserver uniquement le demi résonateur  $\lambda/4$ . L'excitation du filtre se fait alors par un contact direct sur le cylindre  $C_2$  des cellules d'entrée/sortie. La Figure IV-58 présente le schéma électrique ADS de cette transformation.

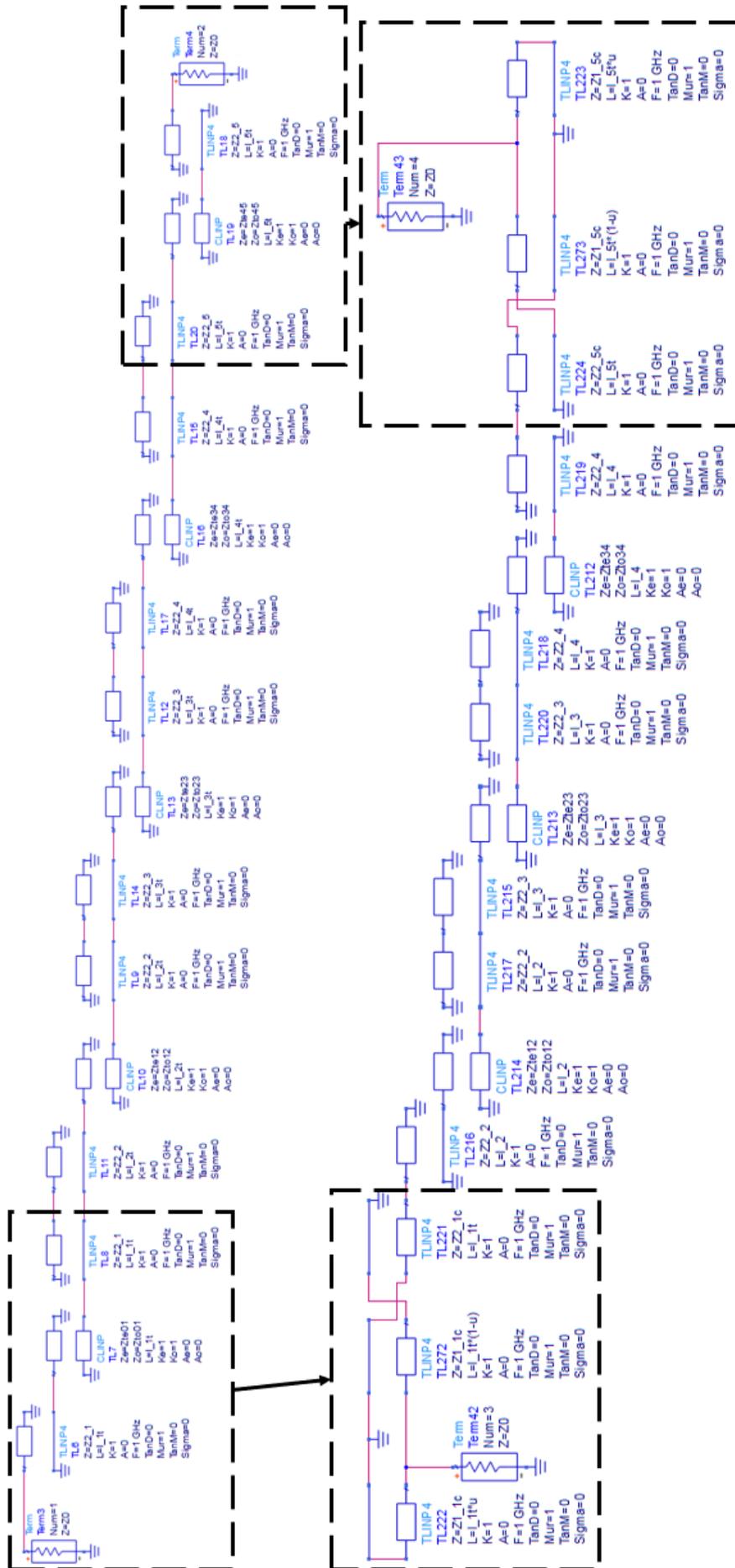


Figure IV-58 : Modification de l'excitation du filtre par couplage direct

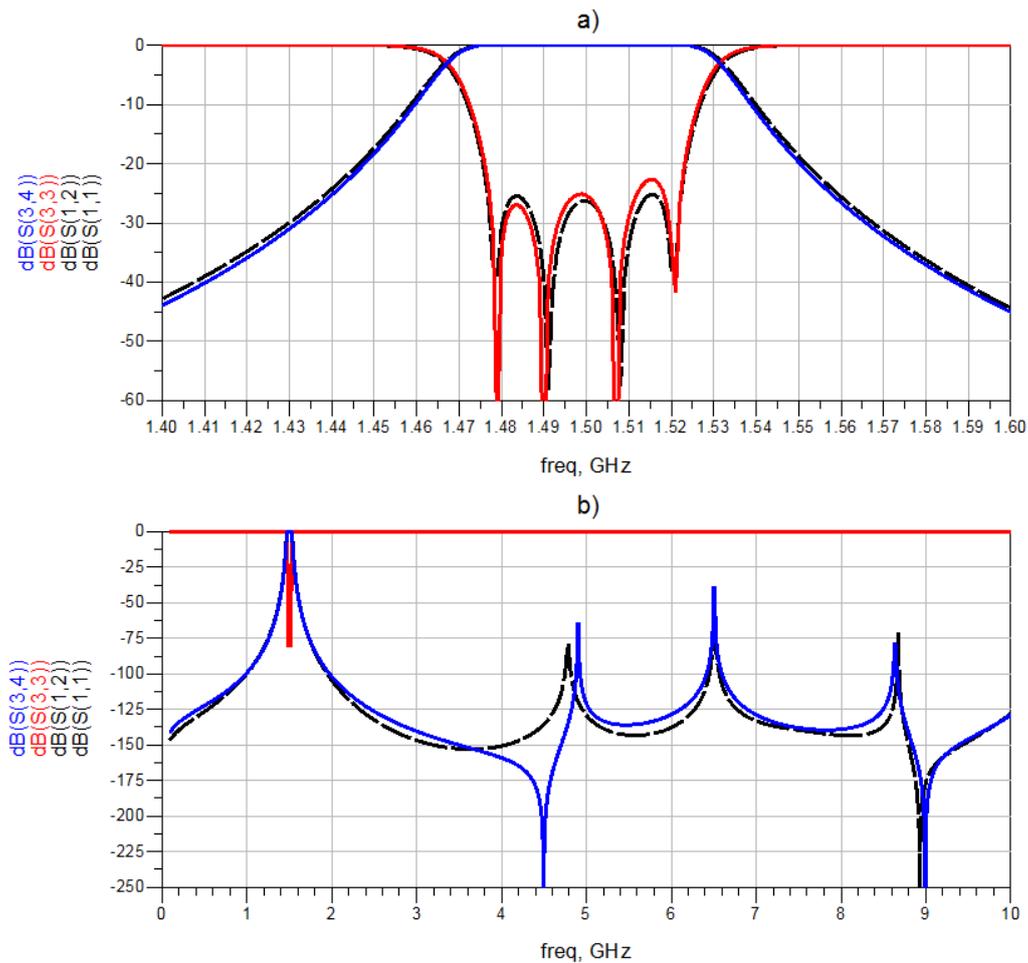


Figure IV-59 : Réponses idéales ADS du filtre  $\lambda/2$  à 2 sections à couplages directs entrée/sortie (traits pleins) et à couplages entrée/sortie par proximité (traits pointillés) avec  $Mc_{eq} = 3,6,9,6,3$  a) au voisinage de la bande passante et b) sur une bande large

La transformation des accès modifie la réponse en bande large (Figure IV-59 b)). Cependant, elle présente les mêmes remontées harmoniques que la version couplée par proximité. L'ajout du couplage direct crée un zéro de transmission avant les premières remontées (lié au  $Mc_{eq} = 3$  dans la première cellule).

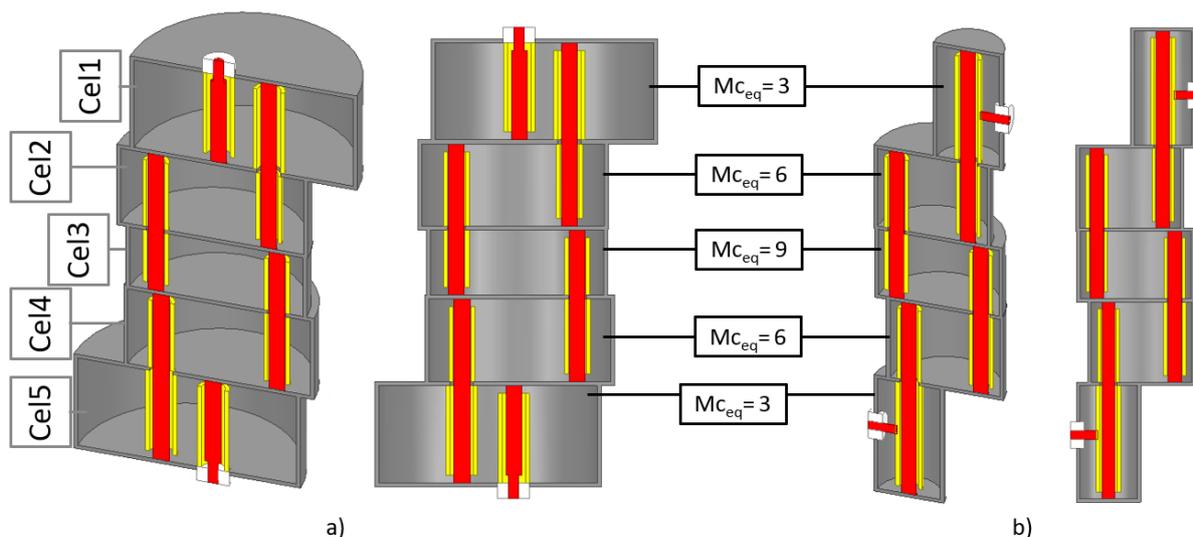


Figure IV-60 : Modélisation du filtre avec  $Mc_{eq} = 3,6,9,6,3$  a) sans modification, b) avec les accès modifiés

La Figure IV-60 présente le filtre ADS (figure IV-58) transposé sur HFSS tandis que la Figure IV-61 présente l'identification des cellules du modèle ADS avec le modèle HFSS.

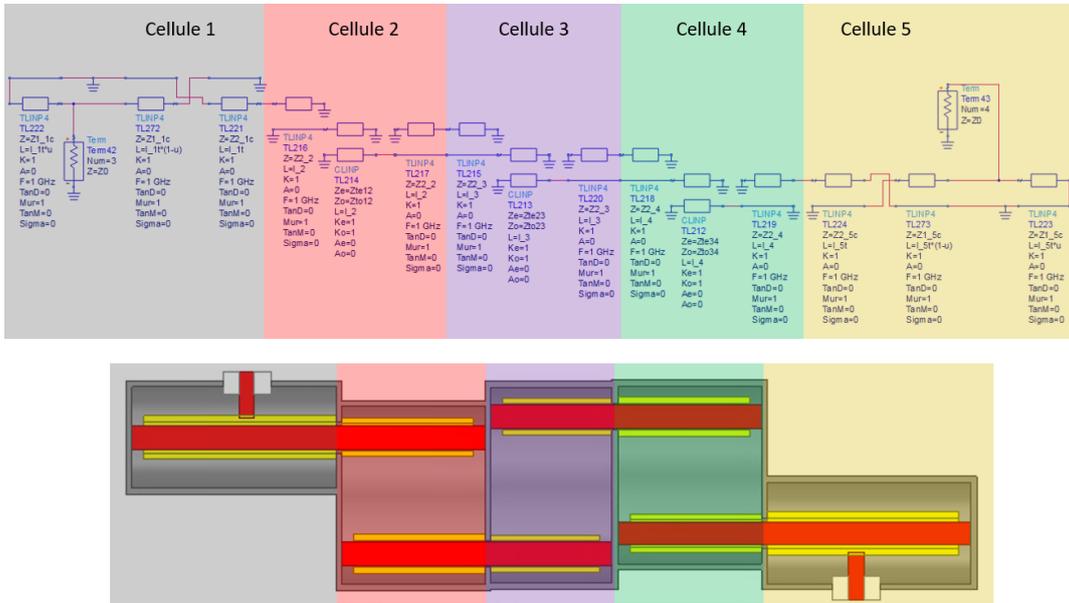


Figure IV-61 : Identification des éléments du filtre CLSIR ADS (figure IV-58) avec le modèle HFSS (figure IV-60)

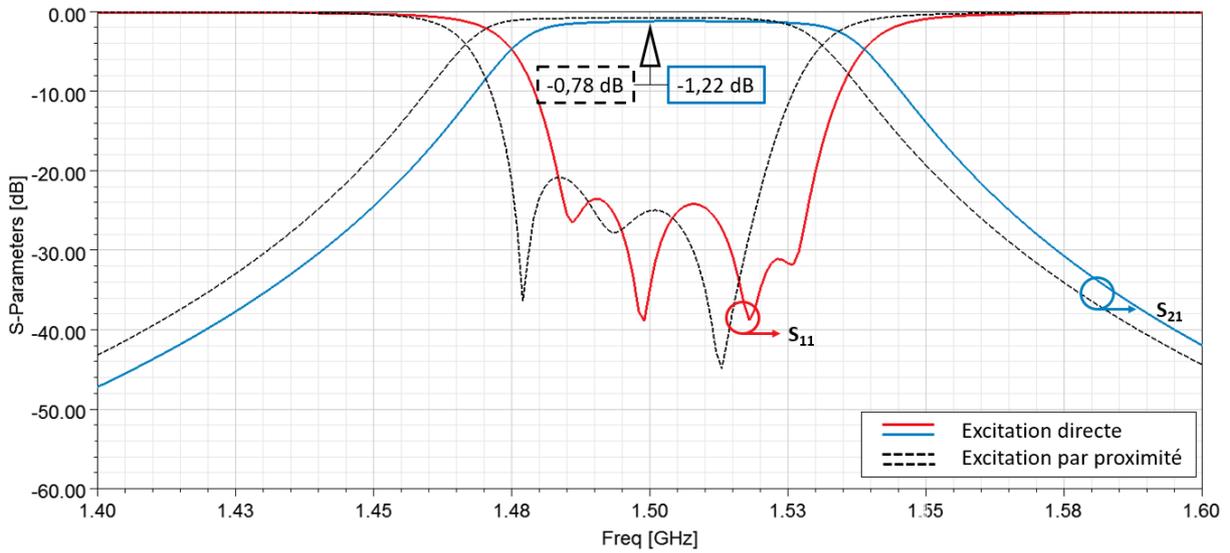


Figure IV-62 : Réponses électromagnétiques HFSS au voisinage de la bande passante des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées avec l'excitation directe (traits pleins) et l'excitation par proximité (pointillés)

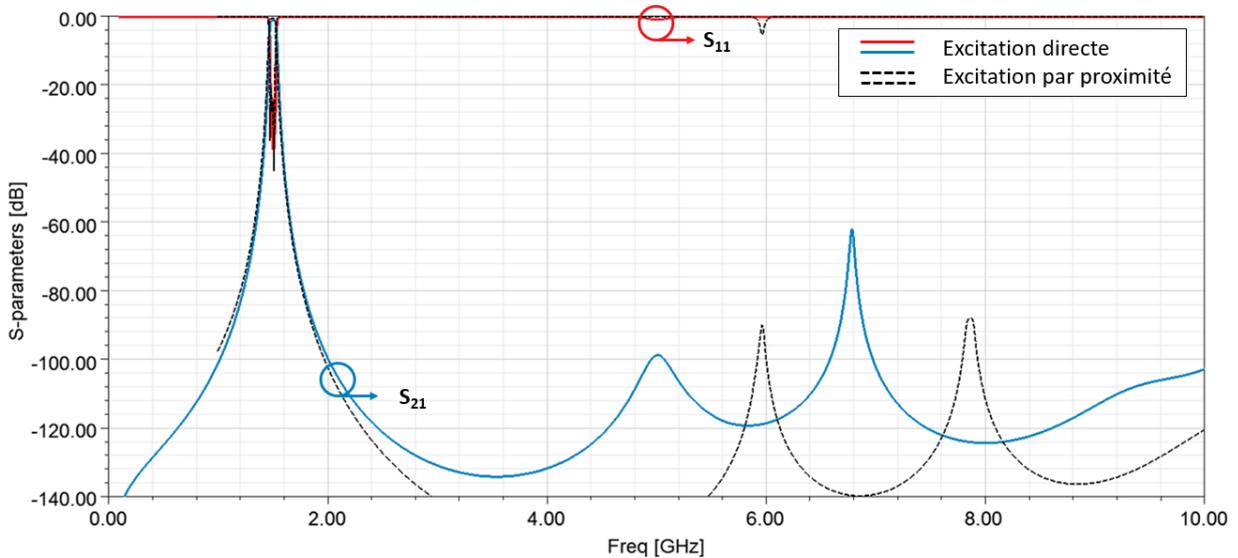


Figure IV-63 : Réponses électromagnétiques HFSS en bande large des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées avec l'excitation directe (traits pleins) et l'excitation par proximité (pointillés)

La Figure IV-62 présente les réponses électromagnétiques au voisinage de la bande passante du filtre. Avec le changement d'excitation, on remarque une augmentation des pertes d'insertions avec le couplage direct aux accès (1,22 dB contre 0,78 dB).

La Figure IV-63 présente les réponses électromagnétiques en bande large du filtre. Les remontées harmoniques ont été désynchronisées grâce aux  $M_{ceq}$  différents et aux discontinuités, ce qui permet d'obtenir un filtre avec une maîtrise de la bande atténuée supérieure à  $6,66 \times F_0$ .

La modification de l'excitation est aussi possible dans le cas d'une mise en parallèle. Les Figure IV-64 à Figure IV-66 présentent respectivement : la modélisation du filtre sur HFSS, les réponses au voisinage de la bande passante et sur une bande large.

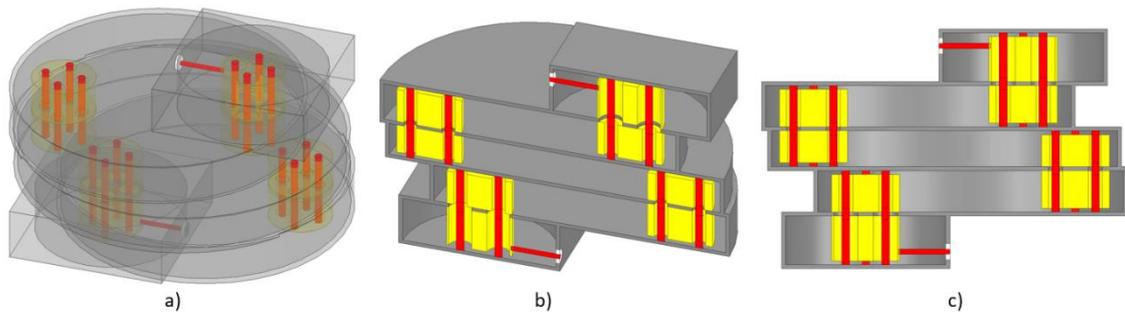


Figure IV-64 : Modélisation du filtre avec les accès modifiés,  $M_{ceq} = 3,6,9,6,3$  et  $k = 4$

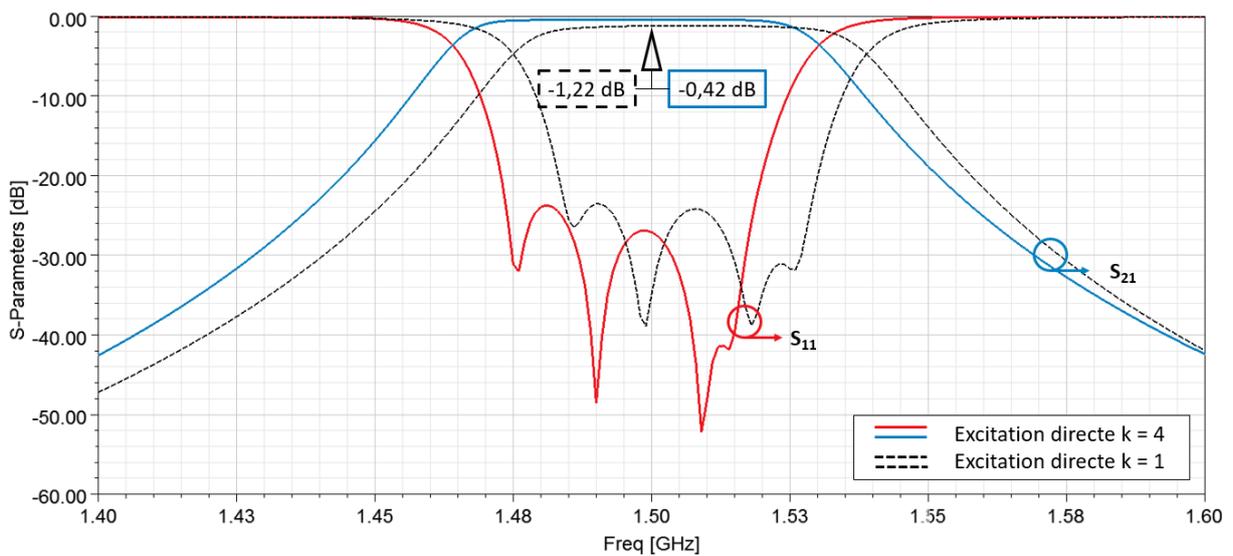


Figure IV-65 : Réponses électromagnétiques HFSS au voisinage de la bande passante des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées avec l'excitation directe pour  $k = 4$  (traits pleins) et  $k = 1$  (pointillés)

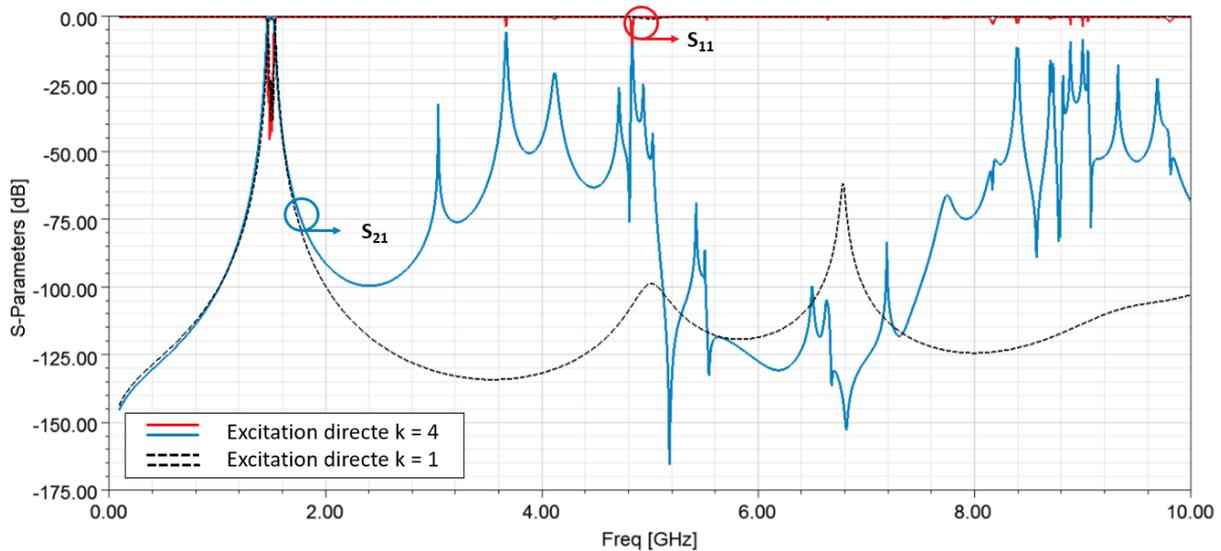


Figure IV-66 : Réponses électromagnétiques HFSS sur une bande large des filtres  $\lambda/2$  à 2 sections à lignes couplées avec l'excitation directe pour  $k = 4$  (traits pleins) et  $k = 1$  (pointillés)

En comparant les réponses au voisinage de la bande passante, on remarque que la solution de mise en parallèle de conducteurs ( $k=4$ ) présente moins de pertes d'insertion que le filtre nominal avec  $k=1$ .

Contrairement au cas précédent, sur une bande large, les remontées harmoniques se situent plus tôt dans la bande (vers 3,8 GHz). Celles-ci sont liées à la mise en parallèle des 4 conducteurs et des chemins que l'onde peut parcourir. En réussissant à atténuer ces remontées, le filtre pourrait avoir une bande atténuée maîtrisée de l'ordre de  $5,6 \times F_0$  (jusque 8,4 GHz) et sans doute une bonne tenue en puissance.

### 3. Conclusion

Deux nouvelles topologies ont été présentées dans cette partie. Toutes deux réalisées à partir de résonateurs coaxiaux à saut d'impédances.

Les filtres à sauts d'impédances couplés par iris font directement suite aux topologies  $\lambda/4$ . Le choix d'utiliser des résonateurs  $\lambda/2$  a été motivé par l'avantage lié au facteur de forme de ces résonateurs comparé à celui des  $\lambda/4$ , qui doit permettre une amélioration de la tenue en puissance. En revanche, le jeu de  $M_{eq}$  choisi n'a pas été satisfaisant pour gommer les remontées harmoniques. Un modèle avec la prise en compte des discontinuités permettrait de trouver plus facilement un jeu de valeurs de  $M_{eq}$  permettant d'obtenir une amélioration de la tenue en puissance et une bande atténuée maîtrisée.

Les filtres à sauts d'impédances à lignes couplées ont montré des résultats prometteurs aussi bien en termes de maîtrise de la bande atténuée que sur la tenue en puissance. Le problème identifié au cours des différentes modélisations et simulations est la complexité de designer un filtre maîtrisant simultanément ces deux aspects. Par comparaison avec les autres topologies présentées, les filtres CLSIR nécessitent un ordre de filtre inférieur aux autres topologies pour obtenir une maîtrise de la bande atténuée jusqu'à 10 GHz (ordre 6 pour les autres topologies contre ordre 4 pour les CLSIR). En revanche, la réalisation physique d'un tel filtre est contraignante. Par usinage traditionnel, de nombreuses contraintes liées aux outillages peuvent rendre impossible la fabrication du filtre par cette voie. Par impression 3D, les possibilités de réalisation d'objets complexes facilitent le développement d'un tel filtre, il faut toutefois trouver des techniques compatibles en fonction de la bande de fréquence d'intérêt.

Le Tableau III-19 présente une synthèse des performances électriques et des tenues en puissance des filtres du chapitre IV avec les références de l'état de l'art et les filtres du chapitre III.

Tableau IV-12 : Synthèse des performances électriques et des tenues en puissances des filtres du chapitre IV

Références	Ordre	F <sub>0</sub> (GHz)	M <sub>eq</sub>			Nombre de sections	Mise en parallèle de section	Bande passante relative (%)	Pertes d'insertion (dB)	Maîtrise de la bande atténuée	Seuil Multipactor (W)	Q			Technologie
			M <sub>eq1</sub>	M <sub>eq2</sub>	M <sub>eq3</sub>							Q <sub>reso1</sub>	Q <sub>reso2</sub>	Q <sub>reso3</sub>	
[16]	2	0,53	10			2	/	4	0,69	20 dB / 9,3 F <sub>0</sub>	NC	2500		SIR	
	4	1,5	33			3	/	4,5	1,12	20 dB / 17,2 F <sub>0</sub>	NC	1000		SIR	
[17]	4	1,5	1,2			3	/	4,5	0,12	20 dB / 2,26 F <sub>0</sub>	292	2500		SIR	
[18]	4	1,5	2			2	3	1,67	0,267	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	47 (Argent)	3508		SIR	
[21]	4	1,3	NC		NC	NC	/	15	0,2	50 dB / 10 F <sub>0</sub>	NC	NC		SAUSIR	
[22]	2	3,6	/		/	/	/	11,9	0,42	20 dB / 4,3 F <sub>0</sub>	NC	425		Fabrication additive (SLA)	
	4	3,5	/		/	/	/	9,6	0,45	20 dB / 4,5 F <sub>0</sub>	NC	700			
[23]	4	36,48	/		/	/	/	1,78	4,28	20 dB / 3 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB > 8 F <sub>0</sub> (Simulations)	NC	NC		SIW	
III.1.A	4	1,5	3		3		/		0,12	20 dB / 1,77 F <sub>0</sub>	22,6	1195		SIR couplé par inverseurs	
	4	1,5	8		3		/	45	0,13	20 dB / 1,93 F <sub>0</sub>	10,5	1608			
	6	1,5	2,4 1,7 1		2				0,14	20 dB / 1,83 F <sub>0</sub>	11,1	2670 2854 3103			
III.1.B	4	1,5	3		3		/		0,09	20 dB / 2,8 F <sub>0</sub>	29	1232		SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque	
	4	1,5	8		3		/	45	0,09	20 dB / 2,35 F <sub>0</sub>	8,7	1658			
	6	1,5	2,4 1,7 1		2				0,10	20 dB / 2,18 F <sub>0</sub>	21,4	2739 2940 3255			
III.1.C	4	1,5	3		3		4	11,25	0,14	20 dB / 2,41 F <sub>0</sub>	16,5	1286		SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque et mise en parallèle	
	4	1,5	8		3		2	22,5	0,13	20 dB / 2,09 F <sub>0</sub>	6,45	1742			
	6	1,5	2,4 1,7 1		2				0,13	20 dB / 2,08 F <sub>0</sub>	23,8	3181 3309 3531			
III.2	6	1,5	1,9 1,3 1		2		/	3	0,88	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB / 5,3 F <sub>0</sub> (Simulations)	31,8	3426 3609 3701		SIR couplé par des tiges métalliques	
	6	12			2				0,98	20 dB / 5,55 F <sub>0</sub>	33	1201 1269 1306			
IV.1	6	1,5			4		/		0,28	20 dB / 3,36 F <sub>0</sub>	50	3855 4231 4084		SIR couplé par iris	
	6	1,5	1,2 0,73 0,33		4		/	3	0,44	20 dB / 3,83 F <sub>0</sub>	16	2637 2793 2618			
	6	1,5			4		3		0,48	20 dB / 2,97 F <sub>0</sub>	60	2436 3035 2186			
IV.2.B.b)	4	1,5	3		2		/	3	0,73	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	1,09	/		SIR couplé par des lignes couplées (CLSIR)	
	4	1,5	3,69		2		/	3	0,78	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub>	1,39	/			
IV.2.B.c)	4	1,5	3,69		3		/	3	0,42	20 dB / 1,73 F <sub>0</sub>	1,34	/		CLSIR	
IV.2.B.d)	4	1,5	3,69		2		4	3	0,3	20 dB / 1,86 F <sub>0</sub>	66,8	/		CLSIR	
	4	1,5	3,69		2		/	3	1,22	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub>	11,9	/			
IV.2.B.e)	4	1,5	3,69		2		4	3	0,42	20 dB / 2,4 F <sub>0</sub>	1,44	/		CLSIR	

#### 4. Référence du chapitre

- [45] – L. Zhou, J. Liu, W. Feng, H. Wu and M. Xun, "A Novel Compact Coaxial Bandpass Filter for T/R Module Harmonic Rejection," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, doi: 10.1109/TCSII.2023.3245054.
- [46] – Y. Xie, F. -C. Chen and Q. -X. Chu, "Inline Box-Like Dielectric Filters With Asymmetric and Symmetric Responses," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 6, pp. 2522-2531, June 2023, doi: 10.1109/TMTT.2022.3226176.
- [47] – Q. Xue and J. Y. Jin, "Bandpass Filters Designed by Transmission Zero Resonator Pairs With Proximity Coupling," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 11, pp. 4103-4110, Nov. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2697878.
- [48] – Z. -C. Guo, L. Chen, L. Wu and L. Zhu, "Modular Optimization of a Fourth-Order Waveguide Filter With Parallel Coupling Paths," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, doi: 10.1109/TPS.2023.3279358.
- [49] – X. Zhou and J. Huo, "Design of Tunable Coaxial Bandpass Filter Based on Embedded Stepped Impedance Resonators," in *IEEE Access*, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3284462.
- [50] - A. Buitrago-Bernal, J. Benedicto, J. -F. Favennec and E. Rius, "Quarter-Wavelength Two-Section Coaxial Stepped Impedance Resonators With Parallel Central Sections for Constraint Reduction in Compact Tx Bandpass Filters," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 13, no. 4, pp. 537-544, April 2023, doi: 10.1109/TCPMT.2023.3274368
- [51] – G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones. (1980). Chapter 10. Band-pass and pseudo high-pass filters consisting of lines and stubs, or parallel-coupled arrays of lines. "Design of Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", (pp. 583 - 650). Artech House, Norwood.
- [52] – Wadell, B.C. (1991). Transmission Line Design Handbook. Artech House.
- [53] – V. K. Tripathi, "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 9, pp. 734-739, Sep. 1975, doi: 10.1109/TMTT.1975.1128665.

## V. Chapitre V : Conclusion et Perspectives

### 1. Conclusion générale

Cette thèse a eu pour but de trouver de « nouvelles solutions de filtrage pour applications SATCOM ». Cette recherche de nouvelles solutions topologique de filtre devait répondre aux spécifications de tenue en puissance, de dimensions et de performances électrique. Afin d'être « au plus juste » des spécification, des résonateur coaxiaux à saut d'impédance dans l'air ont été utilisés. Leur comportement a été présenté dans le chapitre II.

A la suite du chapitre II, différentes structures de filtrage à base de résonateurs coaxiaux à sauts d'impédances ont été présentées dans les chapitres III et IV.

La première structure étudiée est basée sur des résonateurs SIR  $\lambda/4$  couplés par des inverseurs coaxiaux. La première version de ces filtres présente des discontinuités importantes (ajout d'une longueur de ligne importante) qui perturbaient le comportement du filtre. L'élévation de la « section d'attaque », sur un étage supérieur, a permis d'en réduire les effets, cependant, dans le cas de  $M_{ij} \neq 1$ , des remontées parasites apparaissent et nécessitent de trouver un compromis entre la longueur des inverseurs et leur impédance. Ces filtres ont montré un comportement favorable pour des applications large bande. La dernière modification de la structure a été de mettre en parallèle plusieurs résonateurs élémentaires pour obtenir une réduction de la bande passante relative. Plus le nombre d'éléments en parallèle est important, plus on aura de facilité à la réduire.

La seconde structure implique des résonateurs SIR  $\lambda/4$  avec des rapport d'impédance équivalents  $M_{eq}$  différents et couplés avec des tiges métalliques. Ce filtre simulé et fabriqué présente des performances intéressantes. Un compromis a en effet été trouvé pour maîtriser au mieux les dimensions, les pertes d'insertion, l'élimination des remontées harmoniques sur une large bande, et une tenue en puissance de l'ordre de 40 W. Une amélioration de la réjection autour de la bande passante de l'ordre de -20 dB a été obtenue de façon classique via l'ajout d'un rétrocouplage. Ce même filtre a été transposé en bande Ku pour répondre aux préoccupations de la DGA dans le domaine SATCOM et montre des propriétés similaires à celles obtenues en bande L. Néanmoins, des questions restent posées sur les méthodes de fabrication, les tolérances ainsi que sur l'excitation du filtre.

La troisième structure met en jeu des résonateurs SIR  $\lambda/2$  CO-CO présentant des rapport d'impédances équivalents  $M_{eq}$  différents et couplés par des iris. Par comparaison avec la seconde structure, les filtres à résonateurs  $\lambda/2$  possèdent une bande atténuée plus « polluée » en remontées harmoniques liée à la longueur électrique qui est plus grande. Cependant, le facteur de forme de ces structures est plus propice à une meilleure tenue en puissance et à un meilleur facteur de qualité. Il s'agit ici de l'un des premiers filtres (filtre figure IV-18) pour lequel tous les degrés de liberté des résonateurs SIR ont été exploités : mise en parallèle de sections centrales & résonateurs différents.

La dernière structure est basée sur des résonateurs SIR  $\lambda/2$  CC-CC à lignes couplées et présentant des rapports d'impédances équivalents dans chaque cellule  $M_{c_{eq}}$  différents. Il s'agit d'une topologie analogue à ce que l'on retrouve très classiquement en technologie planaire. Les différents filtres ont montré que l'on pouvait maîtriser assez bien la bande atténuée et la tenue en puissance, mais à priori pas de manière simultanée (pour l'instant).

Une synthèse des différentes solutions est présentée dans le tableau V-1. Ce tableau reprend les références et caractéristiques du tableau I-3 issue de l'état de l'art. La partie puissance n'est pas indiquée dans ce tableau pour toutes les références qui ne la mentionnaient pas. Pour les filtres de la partie IV.2, les rapports d'impédances équivalents indiqués correspondent aux rapports d'impédances équivalent des cellules  $M_{c_{eq}}$ .

Tableau V-1 : Synthèse des filtres réalisés et comparaison avec les références du tableau I-3

Références	Ordre	F <sub>0</sub> (GHz)	M <sub>eq1</sub> M <sub>eq2</sub> M <sub>eq3</sub>	M <sub>eq</sub>	Nombre de sections	Mise en parallèle de section	Bande passante relative (%)	Pertes d'insertion (dB)	Maîtrise de la bande atténuée	Seuil Multipactor (W)	Q	Technologie
[16]	2	0,53	10	33	2	/	4	0,69	20 dB / 9,3 F <sub>0</sub>	NC	2500	SIR
								1,12	20 dB / 17,2 F <sub>0</sub>	NC	1000	
[17]	4	1,5	1,2		3	/	4,5	0,12	20 dB / 2,26 F <sub>0</sub>	292	2500	SIR
[18]	4	1,5	2		2	3	1,67	0,267	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	47 (Argent)	3508	SIR
[21]	4	1,3	NC		NC	/	15	0,2	50 dB / 10 F <sub>0</sub>	NC	NC	SAUSIR
[22]	2	3,6	/	/	/	/	11,9	0,42	20 dB / 4,3 F <sub>0</sub>	NC	425	Fabrication additive (SLA)
	4	3,5	/	/	/	/	9,6	0,45	20 dB / 4,5 F <sub>0</sub>	NC	700	
[23]	4	36,48	/	/	/	/	1,78	4,28	20 dB / 3 F <sub>0</sub> (Mesures) 20 dB > 8 F <sub>0</sub> (Simulations)	NC	NC	SIW
III.1.A	4	1,5	3		3	/		0,12	20 dB / 1,77 F <sub>0</sub>	22,6	1195	SIR couplé par inverseurs
	4	1,5	8		3	/	45	0,13	20 dB / 1,93 F <sub>0</sub>	10,5	1608	
	6	1,5	2,4 1,7 1		2			0,14	20 dB / 1,83 F <sub>0</sub>	11,1	2670 2854 3103	
III.1.B	4	1,5	3		3	/		0,09	20 dB / 2,8 F <sub>0</sub>	29	1232	SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque
	4	1,5	8		3	/	45	0,09	20 dB / 2,35 F <sub>0</sub>	8,7	1658	
	6	1,5	2,4 1,7 1		2			0,10	20 dB / 2,18 F <sub>0</sub>	21,4	2739 2940 3255	
III.1.C	4	1,5	3		3	4	11,25	0,14	20 dB / 2,41 F <sub>0</sub>	16,5	1286	SIR couplé par inverseurs avec extraction de la section d'attaque et mise en parallèle
	4	1,5	8		3	2	22,5	0,13	20 dB / 2,09 F <sub>0</sub>	6,45	1742	
	6	1,5	2,4 1,7 1		2			0,13	20 dB / 2,08 F <sub>0</sub>	23,8	3181 3309 3531	
III.2	6	1,5	1,9 1,3 1		2	/	3	0,88	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub> (Mesures)	31,8	3426 3609 3701	SIR couplé par des tiges métalliques
	6	12			2			0,38	20 dB / 5,3 F <sub>0</sub> (Simulations)			
IV.1	6	1,5			4	/		0,98	20 dB / 5,55 F <sub>0</sub>	33	1201 1269 1306	SIR couplé par iris
	6	1,5	1,2 0,73 0,33		4	/	3	0,28	20 dB / 3,36 F <sub>0</sub>	50	3855 4231 4084	
	6	1,5			4	3		0,44	20 dB / 3,83 F <sub>0</sub>	16	2637 2793 2618	
IV.2.B.b)	4	1,5	3		2	/	3	0,48	20 dB / 2,97 F <sub>0</sub>	60	2436 3035 2186	SIR couplé par des lignes couplées (CL SIR)
	4	1,5	3 6 9		2	/		0,73	20 dB / 3,33 F <sub>0</sub>	1,09	/	
IV.2.B.c)	4	1,5	3 6 9		3	/	3	0,78	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub>	1,39	/	CL SIR
	4	1,5	3 6 9		3	/		0,42	20 dB / 1,73 F <sub>0</sub>	1,34	/	
IV.2.B.d)	4	1,5	3 6 9		2	4	3	0,3	20 dB / 1,86 F <sub>0</sub>	66,8	/	CL SIR
	4	1,5	3 6 9		2	/	3	1,22	20 dB > 6,6 F <sub>0</sub>	11,9	/	
IV.2.B.e)	4	1,5	3 6 9		2	4		0,42	20 dB / 2,4 F <sub>0</sub>	1,44	/	CL SIR
	4	1,5	3 6 9		2	4						

## 2. Perspectives

Les travaux de thèse ont permis d'étudier différentes structures de filtrage originales, à base de résonateurs coaxiaux à saut d'impédances, vues sous des angles différents. Des travaux complémentaires pourraient être appliqués sur les structures présentées :

- Filtres à couplages directs par inverseurs d'impédances coaxiaux :

Proposition 1 : Enrichir la synthèse pour calculer les impédances et les longueurs des inverseurs en prenant en compte le comportement dans la bande atténuée.

Proposition 2 : Remplacer les lignes coaxiales uniformes de couplage par des inverseurs coaxiaux à sauts d'impédances afin d'ajouter des degrés de liberté supplémentaires et nécessaires.

- Filtres à couplages directs par tiges métalliques :

Proposition 1 : A partir d'un nouveau triplet de rapports d'impédances équivalents  $M_{eq}$  permettant de maintenir une maîtrise correcte et souhaitée de la bande atténuée, ou en gardant le triplet présenté, modifier la structure du filtre pour améliorer sa tenue en puissance (ex : Mise en parallèle de sections centrales dans les résonateurs critiques).

Proposition 2 : Continuer le travail sur le filtre en bande Ku en prenant en compte son environnement réel (Guides d'onde, antenne cornet ...)

- Filtres  $\lambda/2$  CO-CO à couplages par iris :

Définir un triplet de rapports d'impédances équivalents  $M_{eq}$  permettant de maîtriser la bande atténuée en retirant si nécessaire la contrainte  $M_{23} = 1$ .

- Filtres  $\lambda/2$  CC-CC à couplages par proximité par lignes couplées :

Utiliser toutes les ressources présentés pour pouvoir réaliser un filtre maîtrisant la bande atténuée et tenant la puissance.

En plus des différentes propositions sur les structures étudiées, de nouvelles structures peuvent être envisagées :

- Sur le même principe que les désynchronisations de remontées harmoniques, préserver uniquement la première remontée harmonique afin de concevoir de nouveaux filtres pour des bandes de fréquences plus élevées, et ainsi obtenir de nouveaux compromis entre les dimensions, les performances et la tenue en puissance des filtres
- Conception de filtres SIR de longueur  $\lambda$
- Modélisation de filtres SIR avec de nouveaux types de couplage permettant un nouvel agencement des résonateurs
- Création d'un résonateur sphérique à saut d'impédances et plus largement d'un filtre basé sur ces résonateurs ; ouvrant ainsi de nouveaux degrés de liberté.

## 3. Publications et communications durant la thèse

Cette partie comporte les publications et communications réalisées au cours de la thèse.

[54] – A. Bonizec, E. Rius, J-F. Favennec, J. Benedicto – « Filtres à stubs coaxiaux à saut d'impédance », 22ème Journée Nationale Microondes – Limoges – Juin 2022 - pp. 527 – 530

[55] – E. Rius, J. Benedicto, J-F. Favennec, A. Buitrago Bernal, A. Bonizec, K. Kouny, N. Fil, D. Payan, D. Pacaud, J. A. Duran-Venegas, A. Palaniappan, S. Hon Tsang, E. Teo, M. Belhaj, S. Dadouch – « Ultrathin Film for Multipactor Elimination in High Power Rf Equipment for the Miniaturization of Satellites », International Conference on Materials for Advanced Technologies ICMAT23 – Singapore – Juin 2023

## VI. Annexes

### 1. Annexe 1 : Micro-fabrication additive (Chapitre I)

Tableau VI-1 : Tableau des entreprises de micro-fabrication additive

Société	Technologie	Dimensions max (mm)	Epaisseur de couche minimale (mm)	Tolérance (mm)	Matériaux
Protolabs	DMLS	88 x 88 x 70	0,02	± 0,076	Aluminium AISI10Mg Acier inox 316L
Fusia	ALM	250 x 250 x 250	± 0,1	± 0,1	Aluminium AS10G Acier inox 15-5PH
Hubs	DMLS	NC	NC	± 0,05	NC
	SLS	395 x 500 x 395	0,1	± 0,3	Nylon
Sculpteo	DMLS	220 x 220 x 250	1	± 0,2	Acier Inox 316L
	SLS		0,5	± 0,2	Aluminium AISI10Mg
i-materialise	DMLS	440 x 220 x 320	1	± 0,2	Aluminium AISI10Mg
materialise	SLM	500 x 280 x 315	0,04	± 0,5	Aluminium AISI10Mg
Xometry	DMLS	250 x 250 x 325	0,02	± 0,1	Aluminium AISiMg
Shapeways	SLM	250 x 250 x 200	0,4	± 0,2	Aluminium AISI10Mg
Galatée	SLS	630 x 330 x 550	0,1	± 0,3	Nylon
Axis proto	DMLS	250 x 250 x 185	0,02	± 0,5	Acier inoxydable
Axis hello	DMLS	Dépendant des imprimantes			Aluminium

Dans le chapitre I, le procédé de fabrication additive a été introduit. La fabrication additive « classique » permet de réaliser des pièces avec des précisions de l'ordre du millimètre. Dans le cas de fabrications plus petites et plus précises, notamment pour des composants RF fonctionnant à des bandes de fréquences élevées (ex : bande Ku), il est nécessaire de recourir à une impression micro-additive. Différentes entreprises et de solutions d'impression ont été développées pour répondre à ces besoins de micro-fabrication. Le tableau VI-1 recense une liste des différentes entreprises et solutions développées.

## 2. Annexe 2 : Cas particulier liant les résonateurs $\lambda/4$ et $\lambda/2$ (Complément chapitre II)

Les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$  à 4 sections présentent un cas particulier pour lequel des relations entre les  $M_{eq}$  et  $M_{eqz}$  existent.

En prenant comme condition  $M_{23} = 1$  ou  $M_{12} = 1/M_{34}$  pour les résonateurs  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$ , on obtient l'égalité suivante :

$$M_{eqz\lambda/4} = \frac{1}{M_{eq\lambda/2}} \quad (\text{VI.1})$$

En prenant comme condition  $M_{23} = 1$  et  $M_{12} = 1/M_{34}$  dans l'équation du résonateur  $\lambda/2$ , on obtient les égalités suivantes :

$$M_{eqz0\lambda/2} = \frac{1}{M_{eq1\lambda/4}} \quad (\text{VI.2})$$

$$M_{eqz1\lambda/2} = \frac{1}{M_{eq2\lambda/4}} \quad (\text{VI.3})$$

## 3. Annexe 3 : Outil CST Filter Designer 3D

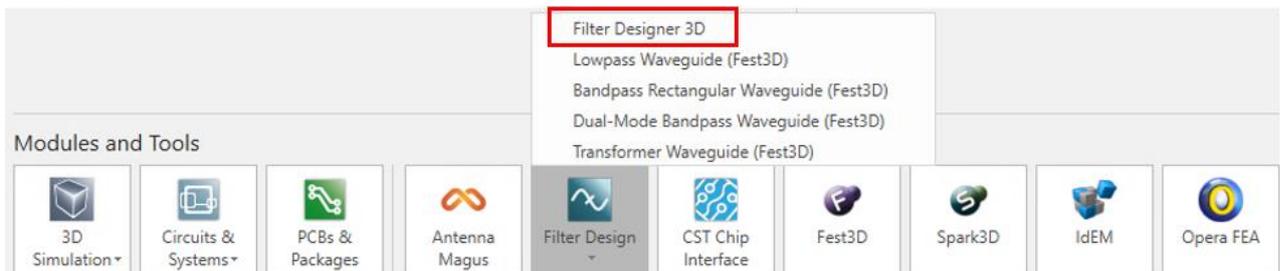
L'outil CST Filter Designer 3D fait partie de CST Studio Suite. Il permet de concevoir des filtres passe-bande.

A partir des paramètres S d'un filtre simulé ou mesuré et de ses spécifications (fréquences de coupure basse et haute, ordre du filtre et adaptation), le logiciel extrait sa matrice de couplage et la compare à la matrice de couplage idéale. Un outil a également été développé sur ce même principe en référence [56].

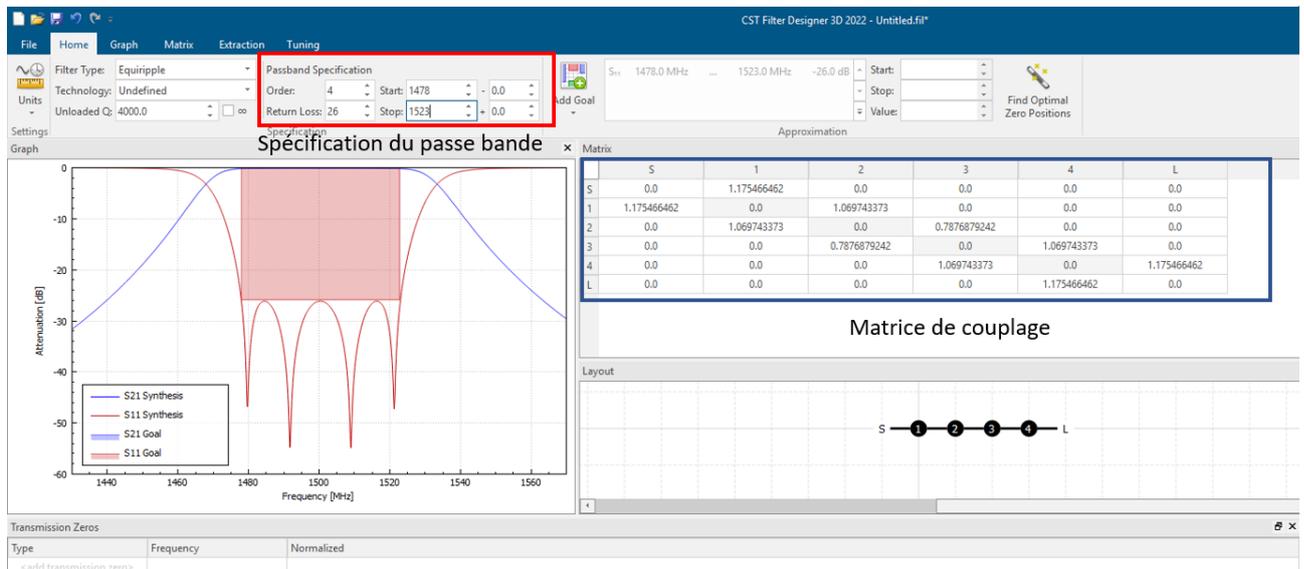
Cet outil est utilisé pour adapter la plupart des filtres présents dans le mémoire de thèse.

Le logiciel fonctionne de la façon suivante :

- 1) Ouvrir CST Studio Suite, aller dans « Filter Design » et ouvrir « Filter Designer 3D »



- 2) Définir les spécifications du filtre passe-bande (l'ordre, le niveau d'adaptation et les fréquences de coupure basse et haute de la bande passante)



Les valeurs des coefficients de la matrice de couplage idéale dépendent des spécifications imposées.

Pour exemple, nous prenons un filtre d'ordre 4, centré à 1,5 GHz avec une adaptation de -26 dB et une bande passante de 3%.

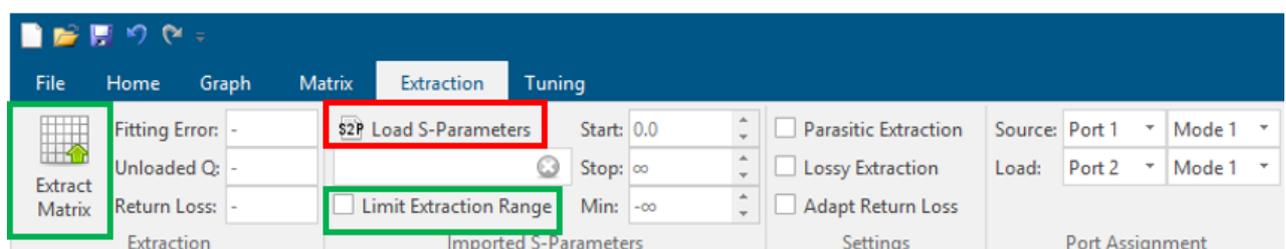
La matrice de couplage prend alors les valeurs suivantes :  $M_{01} = 1,175$ ,  $M_{12} = 1,069$  et  $M_{23} = 0,787$  avec  $M_{34} = M_{12}$  et  $M_{45} = M_{01}$ .

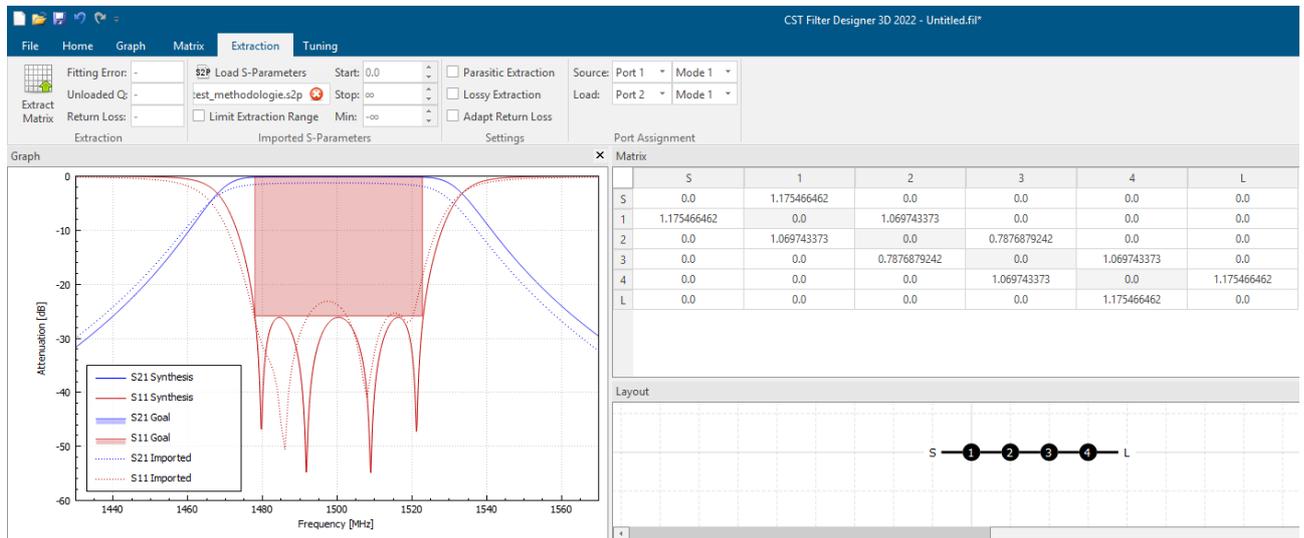
### 3) Extraction et importation des paramètres S

Pour extraire des paramètres S :

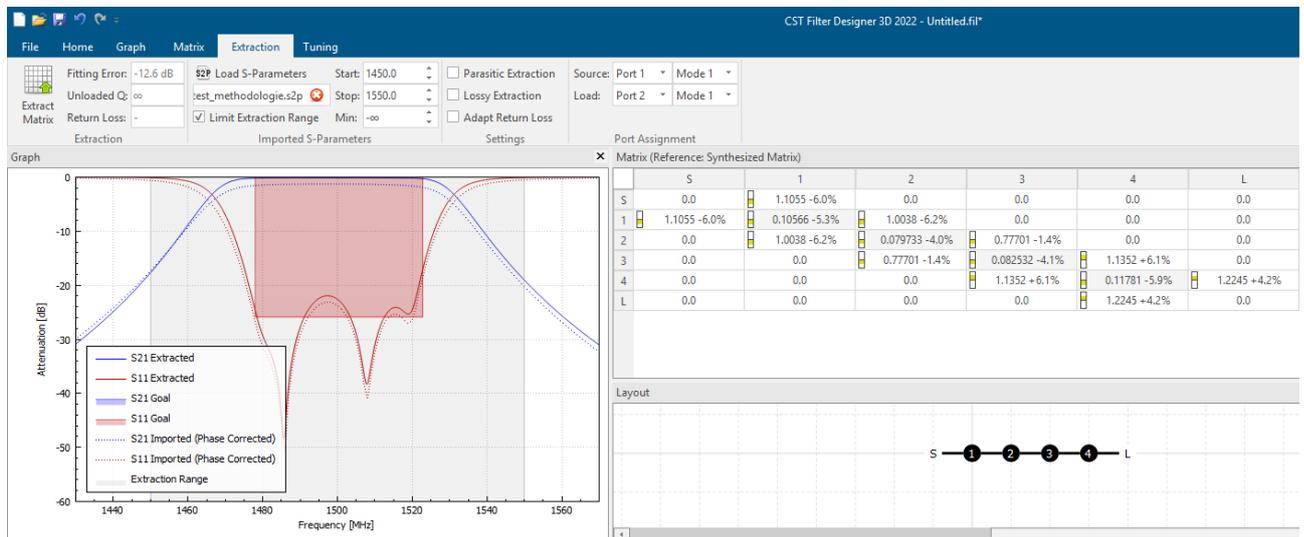
- sous ADS, il faut utiliser le composant « SPOutput » avec 2 ports, le fichier filename.s2p se trouvera dans « Workspace/data/filename.s2p »
- sous HFSS, il faut aller dans l'onglet results > Solution Data > Export et cliquer sur « Export Matrix Data », il faut ensuite enregistrer le .s2p en normalisant à 50 Ohm.

Dans CST Filter Designer 3D, il faut aller dans l'onglet Extraction et cliquer sur « Load S-Parameters » puis importer le fichier s2p obtenu via ADS ou HFSS suite à l'extraction des paramètres S.





Il faut ensuite cliquer sur « Limit Extraction Range » ou sur « Extract Matrix ». La réponse issue des spécifications va alors se rapprocher de celle extraite de la simulation sous HFSS ou ADS. La matrice de couplage idéale va donc être modifiée et prendre des valeurs de couplage très proches de ceux ayant donné la réponse simulée sous HFSS ou ADS.



Les éléments diagonaux représentent le décalage fréquentiel des résonateurs par rapport à la fréquence centrale visée. Les éléments diagonaux supérieurs et inférieurs représentent les couplages entre résonateurs adjacents. Un pourcentage apparaît à côté de la valeur modifiée et donne une indication sur l'écart relatif par rapport à la valeur cible, celle de la matrice idéale. Cette étape permet de déterminer comment modifier la structure et dans quelles proportions.

#### 4) Renouveler l'opération jusqu'à obtenir une coïncidence des réponses

Une fois la matrice de couplage de l'étape précédente obtenue, il faut modifier la structure pour la régler en fréquence et en couplage. Puis recommencer à partir du point 3 pour ajuster progressivement la réponse du filtre.

#### 4. Annexe 4 : Filtre d'ordre 6 en bande Ku avec un connecteur réel (Chapitre III)

Le filtre figure III-81 avec le connecteur [44] présente les réponses suivantes au voisinage de la bande passante (figure VI-1) et en bande large (figure VI-2).

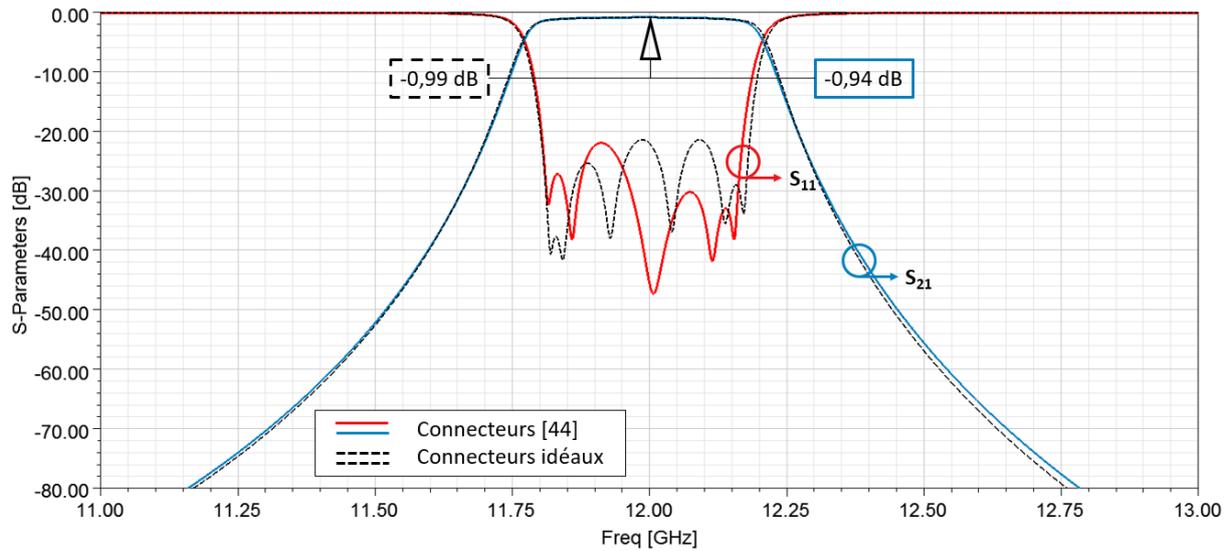


Figure VI-1 : Réponses électromagnétiques avec les connecteurs [44] (traits pleins) et avec les connecteurs "idéaux" (pointillés) au voisinage de la bande passante

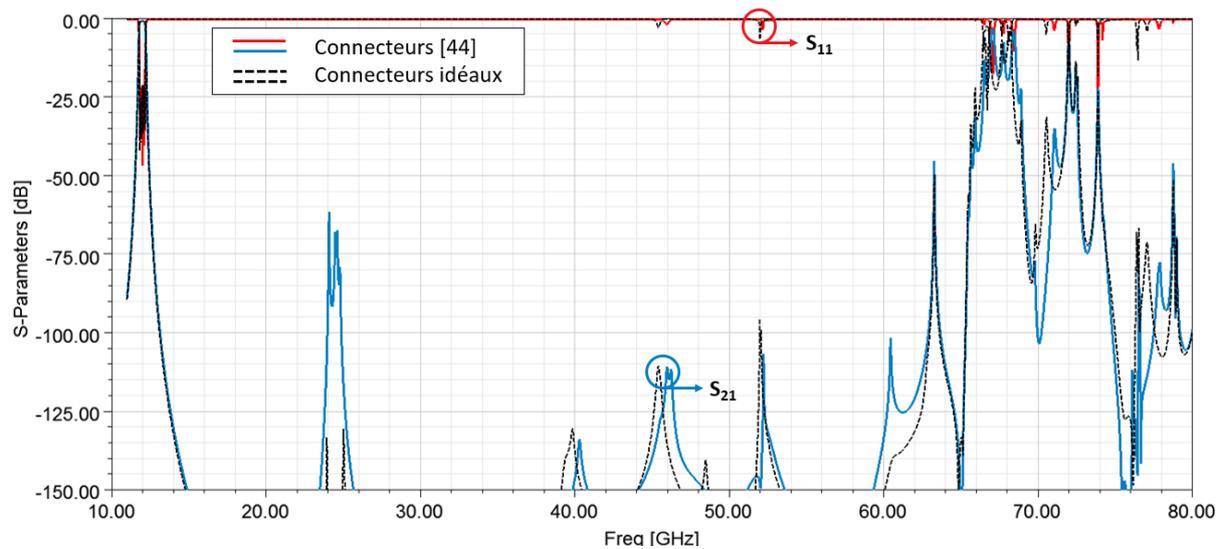


Figure VI-2 : Réponses électromagnétiques avec les connecteurs [44] (traits pleins) et avec les connecteurs "idéaux" (pointillés) sur une bande très large

Au voisinage de la bande passante, l'utilisation des connecteurs [38] coïncide avec la réponse du filtre avec les connecteurs idéaux. Les pertes d'insertion sont plus faibles dans le cas du filtre avec les connecteurs [44] (0,94 dB contre 0,99 dB).

Sur la bande très large, une bonne concordance entre l'emploi des connecteurs idéaux et des connecteurs [44] est visible. Seule la remontée aux alentours de 24,5 GHz est plus forte avec les connecteurs [44], mais celle-ci reste à un niveau inférieur à -60 dB.

#### 5. Références des annexes

[56] – S. Bila *et al.*, "Direct electromagnetic optimization of microwave filters," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 46-51, March 2001, doi: 10.1109/6668.918262



---

**Titre :** Nouvelle génération de solutions de filtrage pour applications SATCOM

**Mots clés :** Filtrage, passe-bande, satellites, multipactor, topologies, SIR

**Résumé :** Dans le domaine spatial, les satellites jouent un rôle important dans notre quotidien. Ces outils dont les applications vont de la simple observation d'indicateurs, aux télécommunications et jusqu'à des applications de défense, orbitent autour de la terre.

Les satellites de défense sont conçus pour être plus efficaces que les satellites civils et pour des missions très particulières. Il est nécessaire que ces satellites aient des débits élevés et une capacité de traitement des informations conséquentes. La miniaturisation des satellites impose aux chercheurs de trouver et de proposer de nouvelles solutions dans la conception des différentes parties de la charge utile et de la plateforme. Les filtres de fréquences présents dans tous les satellites, en émission et en transmission font partis de ces composants.

Cette thèse s'inscrit donc dans la recherche de nouvelles topologies de résonateurs et de filtres pour proposer de nouveaux compromis entre les dimensions, les pertes d'insertion et la tenue en puissance des filtres. Les designs devant être au plus juste des spécifications identifiées, les résonateurs coaxiaux à saut d'impédances (SIR) sont employés car ils offrent des degrés de liberté sur les plans transverses et longitudinaux. Quatre topologies sont présentées dans ce manuscrit, deux topologies de filtres couplés directement (via des inverseurs d'impédance coaxiaux ou des tiges métalliques) et deux topologies de filtres couplés par proximité (via des iris ou des lignes couplées).

---

**Title :** New generation of filtering solutions for SATCOM applications

**Keywords :** Filtering, band-pass, satellites, multipactor, topologies, SIR

**Abstract :** In the field of space, satellites play an important place in our everyday. Satellites go from earth observation to telecommunications and defense, in orbit around the Earth,.

In particular defense satellites are built to be more effective than civil satellites and for specific missions. It's necessary for them to have a high throughput and superior signal treatment. Satellites' size reduction demands researchers to find new solutions in the design of all the different parts of the satellite. Frequency filters, present in every satellite, in emission and transmission stages are part of these components.

This thesis focuses on the study of new resonators topologies and filters to find an optimal compromise between dimensions, insertion loss, and power handling capabilities. Designed components in this work are made considering realistic specifications. For that, coaxial stepped impedance resonators (SIR) are used as they offer multiple freedom degrees. Four topologies are presented in this manuscript, two of them are directly coupled filters (via an coaxials impedance inverter or a metallic rod), and the other two correspond to proximity-coupled filters (via iris or coupled lines).