

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des Sciences et Techniques de Limoges

XLIM-Département OSA

Année : 2013

Thèse N° 69-2013

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

Présentée et soutenue par

Noureddine KHELIFI

Le 16 Décembre 2013

**Compatibilité Electromagnétique des amplificateurs GaN
radiofréquence à suivi d'enveloppe : Analyse et modélisation de
l'influence du bruit des alimentations à découpage.**

Thèse dirigée par M. Alain REINEIX et co-dirigée par M. François TORRES

JURY :

M. Jean-Michel NEBUS	Professeur, XLIM, Limoges	Président
M. Eric BERGEAULT	Professeur, TELECOM Paris Tech	Rapporteur
M. François COSTA	Professeur, Université de Paris 12	Rapporteur
M. William REBERNAK	Ingénieur, Thalès Communications	Examineur
M. Alain REINEIX	Directeur de Recherche CNRS, XLIM	Examineur
M. François TORRES	Chargé de recherche CNRS, XLIM	Examineur
M. Philippe BOUYSSÉ	Maître de Conférences, XLIM	Invité
M. Emmanuel GATARD	Ingénieur, AMCAD ENGINEERING	Invité

Remerciements

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire XLIM UMR CNRS 7252 est une Unité Mixte de Recherche Université de Limoges /CNRS au sein de l'équipe OSA : Ondes et Systèmes Associées. Je remercie Monsieur Dominique BAILLARGEAT, directeurs de XLIM de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie tout particulièrement Monsieur le Directeur de Recherche Alain REINEIX de m'avoir accueilli dans son équipe et d'avoir encadré ce travail avec Mr François TORRES pour avoir dirigé mes travaux de thèse de doctorat. J'ai eu le grand plaisir de travailler avec lui tout au long de cette thèse et je lui remercie pour son encadrement, sa patience, sa disponibilité et ses conseils précieux et avisés. Aussi je remercie Madame Nadine AYMARD la secrétaire de notre équipe.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Eric BERGEAULT, professeur à TELECOM Paristech et Monsieur François COSTA, Professeur à l'université de Paris 12, d'avoir jugé ce travail de thèse en tant que rapporteurs.

Une mention particulière s'adresse à Monsieur Jean-Michel NEBUS, Monsieur Philippe BOUYASSE et Monsieur Emmanuel GATARD leur disponibilité, leur investissement mettant en jeu toutes leurs compétences au service de ce travail m'ont été d'une importance tout à fait unique.

Une mention particulière s'adresse également à nos partenaires de projet ALAPAGA2, C2S2 d'XLIM, AMACAD, III-V Lab et THALES Communications.

J'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes amis de Limoges Ahmed ELHAJ, Rim RAMMAL, Malak SOUEID, Hamed RAMMAL, George ZAKKA EL NASHEF, Hussien ABOU TAAM, Jacob DIA, Jamil FOUANY, Michel KHOURY, Oussama MORTADA, Houssameddine BENELHAJMOUSSA, Kamal FREUIGI, Kassem ELAKHADAR, Anthony BARBOT, Pierre MERDEL, Patrick AUGEAU, Kais MAHMOUDI, Hatem HAMDY, Mohsen KHELIFI.

Pour finir, je tiens à remercier toute ma famille et particulièrement mes parents et mes frères Oussama, Walid et Mohamed qui m'ont toujours encouragé au cours de mes études et sans qui je n'aurais jamais pu arriver jusque-là. Je leur dédis naturellement ces travaux...

J'espère que je n'oublie personne ! MERCI ☺

KHELIFI Nouredine

Table des matières

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : État de l'art des amplificateurs de puissance RF et des différentes topologies d'alimentation à découpage. Problématiques CEM associées.....	5
I. Introduction	7
II. Spécifications des amplificateurs de puissance RF	11
II.1. Puissance.....	11
II.2. Linéarité	13
II.3. Rendement.....	14
II.4. L'Envelope Tracking	15
III. Problématique des alimentations à découpage	18
III.1. Définition et principe	18
III.2. Les différentes topologies d'alimentation à découpage.....	19
III.2.1. Structure non-isolée Buck et Buck-Boost	20
III.2.1.1. Structure non-isolée Buck.....	20
III.2.1.2. Structure non-isolée Buck-Boost	21
III.2.2. Structure isolée, convertisseur à accumulation (FLYBACK)	21
III.2.3. Convertisseur Direct (FORWARD).....	22
III.2.4. Le convertisseur retenu pour ALPAGA2	23
III.3. Bruit de hachage des alimentations à découpage	23
III.4. Pistes pour la minimisation du bruit de hachage.....	26
III.5. Les capacités de découplage.....	27
IV. Réjection de l'alimentation par l'amplificateur	30
V. Conclusion.....	33
Chapitre II : Etude des condensateurs de découplage.....	39
I. Introduction	41
II. Définition et rôle des condensateurs de découplage	41
III. Caractérisation des condensateurs de découplage	45
III.1. Conditions de mesure	45
III.2. Caractérisation	48
III.2.1. Caractérisation des condensateurs de 10 μ F.....	49
III.2.1.1. Condensateurs MLCC empilés	49
III.2.1.2. Condensateurs au Tantale	50
III.2.2. Condensateurs de 1 μ F	52
III.2.3. Condensateurs de 100 nF	53
III.2.4. Condensateurs de 10 nF	54
III.2.5. Condensateurs de 1 nF	56
III.3. Caractérisation des condensateurs à faible inductance	61
III.3.1. Condensateurs à géométrie inversée	61
III.3.2. Condensateurs de type X2Y.....	63
III.3.2.1. 470nF X2Y 1812 Johanson Dielectrics.....	66
III.3.2.2. 220nF X2Y 1210 Johanson Dielectrics.....	67
III.3.2.3. 100nF X2Y 1206 Johanson Dielectrics et Yageo-Phycomp.....	67
III.3.2.4. 47nF X2Y 0805 Johanson Dielectrics.....	68

III.3.2.5. 22nF X2Y 0805 Johanson Dielectrics	69
III.3.2.6. 10nF X2Y 0603 Johanson Dielectrics et Yageo-Phycomp	69
III.3.2.7. 1nF X2Y 0603 Johanson Dielectrics	70
III.3.2.8. 47nF X2Y AVX en boîtier 0805 et 0612	71
III.3.2.9. 22nF X2Y AVX en boîtier 0805 et 0612	71
III.3.2.10. 22nF X2Y AVX en boîtier	72
III.3.3. Influence de la tension appliquée au condensateur	73
III.3.3.1. Résonances parasites dans les condensateurs	74
III.4. Réseaux de condensateurs en parallèle	83
III.5. Extraction des modèles des condensateurs	88
IV. CONCLUSION	92
Chapitre III : Etude du découplage et modélisation du bruit de hachage	97
I. Introduction	99
II. Commande de polarisation : Le convertisseur DC/DC	99
II.1. La cellule de commutation ALPAGA et son fonctionnement	100
II.1.1. Les états de fonctionnement de la cellule	101
II.1.2. L'état OFF :	101
II.1.3. L'état ON :	102
II.1.4. Réalisation de la cellule de commutation	102
II.1.4.1. Mise en œuvre de la cellule	103
III. Influence du routage et découplage sur le bruit de hachage - Première version du module	105
III.1. Influence du routage	105
III.2. Influence du réseau de découplage	108
III.2.1. Influence de la composition du réseau de découplage	108
III.2.2. Influence de la géométrie du réseau de découplage	110
IV. Influence du routage et découplage sur le bruit de hachage - Deuxième version du module	112
IV.1. Les différents routages et configurations de découplage	113
IV.2. Comparaison de l'efficacité de découplage en fonction des routages	116
IV.2.1. Effet individuel des condensateurs de découplage	116
IV.2.1.1. Routage n°1	116
IV.2.1.2. Routage n°2	119
IV.2.1.3. Routage n°3	121
IV.2.1.4. Routage n°4	122
IV.2.2. Comparaison des différents routages avec réseau de découplage complet	124
IV.2.3. Influence des vias et retours de masse	125
IV.2.3.1. Routage n°1	126
IV.2.3.2. Routage n°2	129
IV.2.3.3. Routage n°3	131
IV.2.3.4. Routage n°4	133
IV.3. Conclusion	134
V. Modélisation des sources de bruit	135
VI. Conclusion	141
Chapitre IV : Réjection du bruit d'alimentation par les amplificateurs RF	145
I. Introduction	147
II. Mise en place d'un banc de mesure du PSRR d'un amplificateur RF	148
II.1. Définition et principe de mesure du Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	148
II.2. Présentation du banc de mesure du PSRR	149
III. Présentation et caractérisation de l'amplificateur de test	151

III.1. Caractérisation CW de l'amplificateur	152
III.2. Caractérisation du découplage de drain de l'amplificateur.....	154
IV. Caractérisation théorique et expérimentale du PSRR de l'amplificateur	157
IV.1. Premières mesures du PSRR de l'amplificateur.....	157
IV.2. Relation entre le PSRR et l'impédance de découplage.....	160
IV.3. Influence de la composition du réseau de découplage sur le PSRR de l'amplificateur.....	160
IV.4. Influence de la qualité du réseau de découplage	162
IV.5. Nouveau routage de circuit de sortie de l'amplificateur.....	163
IV.5.1. Routage original avec alimentation via connecteur SMA	167
IV.5.2. Routage original avec piste DC 0.8mm de large.....	169
IV.5.3. Routage original avec piste DC de 0.8mm de large éloignée	171
IV.5.4. Routage avec piste DC dépliée	172
IV.5.5. Routage standard avec condensateurs de types X2Y.....	175
IV.5.6. Routage standard avec piste DC de 0.8mm et condensateurs de types X2Y.....	176
IV.5.7. Piste droite de 0.4mm et 0.8mm avec condensateurs de type X2Y.....	177
IV.6. Comportement du PSRR en fonction de la puissance et de la fréquence RF	179
IV.7. Le circuit original de l'amplificateur	181
V. Filtrage d'alimentation pour amplificateur à Envelope Tracking	184
VI. Conclusion.....	186

Conclusion générale

191

Tables des figures et liste des tableaux

Table des figures :

Figure 1: Rendement d'une chaîne d'émission pour station de base (source Alcatel-Lucent).....	7
Figure 2: Prospection sur le marché mondial des amplificateurs en fonction de leur topologie	9
Figure 3: Schéma simplifié d'un amplificateur de puissance.	11
Figure 4: Allure typique de la Puissance de sortie en <i>fonction</i> de la Puissance d'entrée	13
Figure 5: Problématique du compromis entre linéarité et rendement	14
Figure 6: Principe de l' ET (Envelope Tracking)	15
Figure 7: Loi de commande de polarisation de drain en Enveloppe Tracking Discret (ETD)	16
Figure 8 : Principe de l'ETC (Envelope Tracking Continu).....	17
Figure 9: Principe général d'une alimentation à découpage	19
Figure 10 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck.....	20
Figure 11: Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost	21
Figure 12: Schéma de principe d'un convertisseur FLYBACK	22
Figure 13: Schéma de principe d'un convertisseur FORWARD	22
Figure 14: Circuit de principe du convertisseur Buck retenu pour ALPAGA2	23
Figure 15: Spectre des perturbations émises par un convertisseur à découpage	24
Figure 16: Exemple typique de bruit de hachage généré par une alimentation à découpage	25
Figure 17: Diaphonie capacitive piste à piste	26
Figure 18: Diaphonie inductive piste à piste	27
Figure 19: Schéma équivalent d'un condensateur.....	29
Figure 20: Exemple de courbe d'impédance d'un condensateur réel avec ses éléments parasites.....	29
Figure 21: Mise en parallèle de cinq capacités (220 μ F, 22 μ F, 100nF ,10nF et 1nF) avec éléments parasites	30
Figure 22: Dispositif expérimental de mesure du PSRR en RF	31
Figure 23: Circuit équivalent d'un condensateur	42
Figure 24: Impédance d'un condensateur réel en fonction de la fréquence.....	43
Figure 25: Comparaison de l'impédance de deux groupes de deux condensateurs non idéaux.....	44
Figure 26: Analyseur d'impédance utilisé pour les premières caractérisations	46
Figure 27: Circuit imprimé de caractérisation des condensateurs (à gauche) et circuit d'étalonnage pour deembedding (à droite)	46
Figure 28: Circuit imprimé + condensateur montés dans le support de test.....	47
Figure 29: Dispositif complet de caractérisation.....	47
Figure 30: Comparaison des mesures des réponses fréquentielles des condensateurs X7R 10 μ F/50V à boîtiers empilés	50
Figure 31: Comparaison de l'impédance mesurée des condensateurs 10 μ F / 50V au tantale	51
Figure 32: Comparaison de l'impédance des 10 μ F/50V Tantale et MLCC/X7R	52
Figure 33: Comparaison des impédances des condensateurs 1 μ F / 50V MLCC	53
Figure 34: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 100nF/50V d'AVX.....	54
Figure 35: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 100nF/50V de Kemet	54
Figure 36: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 10nF/50V d'AVX.....	55
Figure 37: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 10nF/50V de Kemet.....	55
Figure 38: Comparaison des impédances pour les condensateurs 1nF/50V d'AVX.....	57
Figure 39: Comparaison des impédances pour les condensateurs 1nF/50V de Kemet.....	57
Figure 40: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V d'AVX.....	58
Figure 41: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V de Kemet	58
Figure 42 : Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V en boîtier 1206	59
Figure 43: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V en boîtier 0805	59
Figure 44: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V en boîtier 0603	60
Figure 45: Comparaison entre un MLCC classique (à gauche) et un RGC (à droite)	61

Figure 46: Effet d'une géométrie inversée (0508/0805) sur l'impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R.....	62
Figure 47: Effet d'une géométrie inversée (0612/1206) sur l'impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R.....	62
Figure 48: Effet d'une géométrie inversée (0612/1206) sur l'impédance d'un condensateur de 10nF/50V X7R.....	63
Figure 49: Constitution interne d'un condensateur X2Y (Source Johanson Dielectrics).....	63
Figure 50: Comparaison des couches d'électrodes dans un condensateur MLCC classique (à gauche) et un condensateur de type X2Y (à droite) - Source Johanson Dielectrics	64
Figure 51: Utilisation d'un condensateur X2Y en filtrage (à gauche) ou en découplage (à droite)	64
Figure 52: Circuits imprimés de caractérisation pour les condensateurs X2YBoîtier 0603 (à gauche) et boîtier 1206 (à droite).	65
Figure 53: Impédance du condensateur X2Y 470nF/50V/X7R/1812 de Johanson Dielectrics.....	66
Figure 54: Impédance du condensateur X2Y 220nF/50V/X7R/1210 de Johanson Dielectrics.....	67
Figure 55: Comparaison des impédances des condensateurs X2Y 100nF/50V/X7R/1206 de Johanson Dielectrics et de Yageo-Phycomp avec des condensateurs MLCC classiques	68
Figure 56: Impédance du condensateur X2Y 47nF/50V/X7R/0805 de Johanson Dielectrics.....	68
Figure 57: Impédance du condensateur X2Y 22nF/50V/X7R/0805 de Johanson Dielectrics.....	69
Figure 58: Comparaison des impédances des condensateurs X2Y 10nF/50V/X7R/0603 de Johanson Dielectrics et de Yageo-Phycomp avec des condensateurs MLCC classiques.....	70
Figure 59: Impédance du condensateur X2Y 1nF/50V/X7R/0603 de Johanson Dielectrics.....	70
Figure 60: Impédances des condensateurs X2Y 47nF/50V/X7R 0805 et 0612 d'AVX.....	71
Figure 61: Impédances des condensateurs X2Y 22nF/50V/X7R 0805 et 0612 d'AVX.....	72
Figure 62: Impédances du condensateur X2Y 1nF/50V/X7R 0805 d'AVX.....	72
Figure 63: Variation de la capacité en fonction de la tension appliquée (Diélectrique X7R).....	73
Figure 64: Déviation (en %) de la capacité à 40V par rapport à sa valeur à 0V sur tous les condensateurs testés	74
Figure 65: Impédance d'un condensateur 1µF/50V X7R 1206 de Kemet selon la tension appliqué (Mesure analyseur d'impédance).....	75
Figure 66: Impédance d'un condensateur 470nF/50V X7R 1812 de Johanson Dielectrics selon la tension appliquée (Mesure analyseur de réseau).....	75
Figure 67: Impédance d'un condensateur 1nF/50V 0603 d'AVX selon le diélectrique (X7R vs C0G) et selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)	76
Figure 68: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X5R 0805 d'AVX selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance).....	77
Figure 69: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R 0603 de Kemet selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance).....	78
Figure 70: Comparaison dans la zone de résonance parasite des impédances à 40V de condensateurs selon leur valeur (Mesure analyseur d'impédance).....	78
Figure 71: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X5R 0805 d'AVX selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance).....	79
Figure 72 : Impédance à 40V de condensateurs 100nF X7R d'AVX en boîtier 0805 pour deux tensions de service différentes (50 et 100V) (Mesure analyseur d'impédance).....	80
Figure 73: Schéma du filtre passe-haut du premier ordre utilisant un condensateur X7R.....	81
Figure 74: Variation de l'impédance du condensateur 100nF/X7R/0805 du filtre en fonction de la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance).....	82
Figure 75: Fonction de transfert du filtre en fonction de la tension appliquée au condensateur (Mesure analyseur de réseau).....	82
Figure 76: Circuits de caractérisation des groupes de condensateurs.....	84
Figure 77: Impédances mesurées des deux groupes de condensateurs.....	85
Figure 78: Impédances mesurée et « calculée » pour la configuration n°1.....	85
Figure 79: Impédances mesurée et « calculée » pour la configuration n°2.....	86

Figure 80: Impédance du réseau à base de capacités standards (Courbes simulées)	87
Figure 81: Impédance du réseau à base de capacités de type X2Y (Courbes simulées)	88
Figure 82: Comparaison de l'impédance des réseaux (avec 10 μ F tantale) (Courbes simulées)	88
Figure 83: Comportement de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence	89
Figure 84: Modèle électrique équivalent de 10 μ F KEMET C2220C106M5R2CTU Diélectrique X7R, boîtier 2220 sous LTSpice	89
Figure 85: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de 10 μ F Kemet, Diélectrique X7R, boîtier 2220 (Ref C2220C106M5R2CTU)	90
Figure 86: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de 1 μ F KEMET C1210F105K5RACAUTO: X7R, Boîtier 1210	90
Figure 87: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de 100 nF KEMET C1812C104K5HACTU : X8R, 1812	91
Figure 88: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de 10nF KEMET C0805C103K5RACTU: X7R, 0805	91
Figure 89: Schéma électrique de la cellule de commutation	100
Figure 90: Schéma équivalent à l'état OFF	101
Figure 91 : Schéma équivalent à l'état ON	102
Figure 92 : Routage V1 de la cellule. Accès 1 : entrée ; 2 : sortie ; 3 : alimentation DC	103
Figure 93: Mesure des différents signaux sur la cellule	104
Figure 94: Routage n°1	106
Figure 95: Routage n°2	106
Figure 96: Routage n°3	106
Figure 97: Comparaison du bruit pour les différents routages du module de découpage	107
Figure 98: Réseaux de découplage de trois et cinq condensateurs	109
Figure 99 : Comparaison des réseaux de découplage à trois et cinq condensateurs	109
Figure 100 : Zoom, comparaison du bruit front montant des deux configurations	110
Figure 101 : Configurations de test pour l'éloignement des capacités de découplage	110
Figure 102 : Influence de l'éloignement des capacités de découplage	111
Figure 103 : Circuits imprimés des modules de hachage	112
Figure 104 : Module de commutation et sa charge assemblés sur leurs dissipateurs	113
Figure 105 : Vue rapprochée du module et de la charge	113
Figure 106: Les différents routages de la cellule de découpage	114
Figure 107: Routage n°1 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit	117
Figure 108: Routage n°1 - Influence des condensateurs de découplage sur le bruit - Zoom	118
Figure 109: Routage n°1 – Rôle du type de la capacité de 10 μ F	118
Figure 110: Routage n°2 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit	119
Figure 111: Routage n°2 - Influence des condensateurs de découplage sur le bruit - Zoom	120
Figure 112: Routage n°2 - Rôle du type de la capacité de 10 μ F	120
Figure 113: Routage n°3 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit	121
Figure 114: Routage n°3 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit – Zoom	122
Figure 115: Routage n°3 - Rôle du type de la capacité de 10 μ F	122
Figure 116: Routage n°4 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit	123
Figure 117: Routage n°4 - Influence du premier condensateur X2Y	123
Figure 118: Routage n°4 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit – Zoom	124
Figure 119: Comparaison de l'efficacité des différents routages – Condensateur 10 μ F Tantale	124
Figure 120: Comparaison de l'efficacité des différents routages – Condensateur 10 μ F X7R	125
Figure 121: Modification des vias pour le routage n°1	126
Figure 122: Routage n°1 – Effet des différents vias	127
Figure 123: Routage n°1 – Effet des différents vias – Zoom	128
Figure 124: Modification des vias pour le routage n°2	129

Figure 125: Routage n°2 – Effet des différents vias	130
Figure 126: Routage n°2 – Effet des différents vias – Zoom	130
Figure 127: Modification des vias pour le routage n°3	131
Figure 128: Routage n°3 – Effet des différents vias	132
Figure 129: Routage n°3 – Effet des différents vias – Zoom	132
Figure 130: Modification des vias pour le routage n°4	133
Figure 131: Routage n°4 – Effet des différents vias	134
Figure 132: Routage n°4 – Effet des différents vias – Zoom	134
Figure 133: Mesure des différents signaux sur la cellule de commutation	136
Figure 134: Aspect des oscillations amorties générées par chacun des fronts.....	136
Figure 135: Aspect fréquentiel des signaux générés par chacun des fronts.....	137
Figure 136: Bruit de commutation sur front montant du signal de commande.....	138
Figure 137: Bruit de commutation sur front descendant du signal de commande	139
Figure 138: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 500ns	139
Figure 139: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 100ns	140
Figure 140: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 20ns .	141
Figure 141: Dispositif expérimental de mesure du PSRR en RF	148
Figure 142: Synoptique du banc de mesure pour amplificateurs RF	149
Figure 143: Banc de mesure du PSRR avec l’amplificateur sous test.....	150
Figure 144: Amplificateur à caractériser	151
Figure 145: Transistor CREE GaN CGH40010F.....	151
Figure 146: Véhicule de test.....	152
Figure 147: Topologie du modèle d’amplificateur AMCAD implantée sous ADS	152
Figure 148: Gain de l’amplificateur en fonction de la puissance d’entrée Pin à 2.25GHz	153
Figure 149: Puissance de sortie Pout en fonction de la puissance d’entrée Pin à 2.25GHz	153
Figure 150: Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de Pin à 2.25GHz.....	154
Figure 151: Exemple de structure du circuit de sortie (PCB) – Design AMCAD	154
Figure 152 : Simulations d’impédance avec et sans réseau de découplage	155
Figure 153: Schéma de simulation sous ADS – Zoom sur la zone de masse de découplage	156
Figure 154: Influence du nombre des retours à la masse sur l’impédance Z_{21}	156
Figure 155: Simulation ADS de la mesure de PSRR	158
Figure 156: Circuit originel de sortie de l’amplificateur	159
Figure 157: Courbes mesurées et simulées du PSRR à la fréquence de 2.25GHz.....	159
Figure 158: Impédance entre accès DC et drain du transistor (Réseau de quatre condensateurs) ...	160
Figure 159: Impédance entre accès 1 & 2 pour les deux configurations de découplage	161
Figure 160: Effet du réseau de découplage sur le PSRR ($f_0=2.25\text{GHz}$)	161
Figure 161: Impédance entre accès 1 & 2 pour les deux configurations de découplage	162
Figure 162: PSRR pour les deux configurations de découplage (avec et sans éléments parasites) ($f_0=2.25\text{GHz}$)	162
Figure 163: Exemple de nouveau routage pour le circuit de sortie de l’amplificateur.....	166
Figure 164: Amplificateur en test pour la mesure du PSRR	167
Figure 165: Routage originel avec connexion SMA pour l’alimentation DC	168
Figure 166: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR du circuit original avec SMA ($f_0=2.25\text{GHz}$)	168
Figure 167: Routage originel avec connexion SMA et piste DC de 0.8mm	169
Figure 168: Comparaison Mesure/Simulation pour circuit avec piste DC de 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)....	170
Figure 169: Comparaison Mesure/Simulation pour des pistes DC de 0.4 et 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)	170
Figure 170: Piste DC « Normale » (à gauche) et éloignée (à droite).....	171
Figure 171: Comparaison Mesure/Simulation pour la piste DC de 0.8mm éloignée ($f_0=2.25\text{GHz}$)	171
Figure 172: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.8mm proche ou éloignée du papillon de drain ($f_0=2.25\text{GHz}$)	172
Figure 173: Piste DC dépliée de 0.4mm (à gauche) et 0.8mm (à droite)	173

Figure 174: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm droite ou repliée ($f_0=2.25\text{GHz}$)	173
Figure 175: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)	174
Figure 176: Comparaison de l'Impédance entre accès DC et drain du transistor pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm de large	174
Figure 177: Circuit standard avec utilisation de condensateurs X2Y	175
Figure 178: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)	176
Figure 179: Circuit avec piste DC de 0.8mm et utilisation de condensateurs X2Y.....	176
Figure 180: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm ou 0.8mm avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$).....	177
Figure 181: Piste DC dépliée de 0.4mm (gauche) et 0.8mm (droite) avec condensateurs X2Y.....	178
Figure 182: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm coudée ou dépliée avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$).....	178
Figure 183: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.8mm coudée ou dépliée avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$).....	179
Figure 184: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR dans le cas d'une variation de la puissance de sortie RF ($f_0=2.25\text{GHz}$)	180
Figure 185: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR pour une variation de la fréquence RF ($P_{\text{OUT}}=38\text{dBm}$)	181
Figure 186: Circuit de sortie original	181
Figure 187: Comparaison des PSRR mesurés pour les trois configurations principales : Circuit original AMCAD, Condensateurs CMS classiques et condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$)	182
Figure 188: Courbes mesurées et simulées du PSRR du circuit original avec inductances des fils de connexion ($f_0=2.25\text{GHz}$).....	183
Figure 189: Filtre d'alimentation du 4 ^e ordre.....	184
Figure 190 : Circuit imprimé de l'amplificateur à ET (AMCAD)	185
Figure 191 : Implantation du filtre d'alimentation.....	185
Figure 192 : Schéma réel du filtre d'alimentation.....	186
Figure 193: Cellule de commutation en circuit hybride	194
Figure 194: Cellule de commutation en circuit monolithique	194
Figure 195: Tension de sortie de la cellule de commutation monolithique sous 30V pour une fréquence de découpage de 100MHz (Source III-V Lab).....	195

Liste des tableaux :

Tableau 1: Nomenclature pour les diélectriques selon EIA RS 198.....	49
Tableau 2: Deux configurations de condensateurs	84
Tableau 3: Composition de deux réseaux	86
Tableau 4: Différents circuits de test réalisés	166

Introduction Générale

Le trafic mondial de données est sans cesse croissant et les besoins des différents utilisateurs sont de plus en plus pointus. Ces exigences imposent l'utilisation de techniques de transport et de conditionnement de l'information de plus en plus complexes. Les supports de transmission sans fil (Wireless) connaissent depuis quelques années un formidable développement, qu'il s'agisse de téléphonie mobile (GSM, UMTS, 4G...), de communications courtes distances (Wifi, Bluetooth, Zigbee...), de systèmes terrestres et spatiaux civils et militaires (SPOT5, TVSAT, TNT, Galileo...), les exemples sont multiples. Quelque soit l'application visée, la génération de la puissance RF à l'émission constitue un point critique du système de transmission. L'amplificateur doit satisfaire de fortes contraintes (puissance de sortie, rendement, linéarité notamment) pas toujours compatibles entre elles.

Cette nécessité d'améliorer le rendement et la linéarité des amplificateurs de puissance aboutit au développement de techniques diverses. Elles peuvent être classifiées en deux grandes familles : les techniques de linéarisation pour lesquelles l'action porte sur le signal (correction, pré-distorsion...) et les techniques de gestion dynamique de puissance pour lesquelles l'action concerne le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur (polarisation, charge...). Un des remèdes à ce défaut de rendement est l'utilisation d'une topologie d'amplificateur dite à « Envelope Tracking » (ET), qui consiste à moduler la tension d'alimentation des amplificateurs en fonction du signal d'entrée. Pour alimenter les amplificateurs de type « Envelope Tracking », on utilise classiquement des alimentations à découpage, qui ont un meilleur rendement que les alimentations linéaires du fait que le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation). Cependant, par principe, un système basé sur les alimentations à découpage génère un bruit de hachage, donc beaucoup de raies parasites qui vont se retrouver sur les lignes d'alimentation.

Pour répondre à tous ces besoins, un projet a été mis en œuvre en octobre 2010, ALPAGA2 (Alimentations de Puissance Agiles en Technologie GaN). ALPAGA2 implique plusieurs partenaires industriels et académiques, et cette thèse s'inscrit dans ce cadre en s'intéressant aux problèmes de CEM liés aux alimentations à découpage qui génèrent un bruit de hachage. Ceci est d'autant plus problématique que les alimentations à découpage qui seront développées dans le cadre du projet fonctionneront à des fréquences de hachage bien supérieures à celles des alimentations à découpage classiques, et ce bruit risque d'avoir des répercussions non négligeables sur le fonctionnement des amplificateurs RF.

Ce manuscrit se décompose en quatre chapitres : Dans un premier chapitre, nous proposons un état de l'art non exhaustif des amplificateurs de puissance RF et des différentes techniques de contrôle dynamique de polarisation en mettant l'accent sur l'ET ("*Envelope Tracking*"), concept réutilisé au cours de nos travaux pour le développement des modules d'alimentation. Par suite, la problématique de bruit de hachage sur l'amplification de puissance sera exposée, avec une présentation du taux de réjection de l'alimentation (PSRR- Power Supply Rejection Ratio).

Le deuxième chapitre est consacré au choix des condensateurs susceptibles d'être utilisés pour découpler les alimentations, en mettant l'accent sur les technologies récemment développées pour minimiser les éléments parasites, en particulier l'inductance. Nous comparerons également les différentes technologies et constructeurs afin d'obtenir la combinaison de condensateurs la plus performante. Tous ces différents types de condensateurs vont être caractérisés en mesure, et des modèles en seront extraits pour la simulation.

Le troisième chapitre commence par une description du fonctionnement de la cellule de commutation retenue dans le cadre d'ALPAGA2. Pour notre part, nous nous intéresserons à l'aspect CEM en présentant l'origine de bruit de hachage et les différentes solutions pouvant conduire à la diminution du niveau de ce bruit sur les pistes DC de la cellule de commutation. Les résultats mis en lumière dans l'étude des condensateurs de découplage seront utilisés, et diverses configurations de la cellule seront testées afin d'en tirer des règles et consignes de conception pour que le niveau de bruit de découpage reste dans les normes CEM. Enfin, nous proposerons une méthode de modélisation de ce bruit de hachage qui permette d'intégrer ce paramètre lors des simulations effectuées lors du développement du système global.

Le quatrième chapitre portera sur l'influence du bruit de commutation sur les amplificateurs RF destinés à l'Envelope Tracking. Nous commencerons tout d'abord par vérifier que la modélisation d'un amplificateur de test fonctionne correctement à l'aide d'une caractérisation CW (Continuous Wave). Nous passerons ensuite à l'étude du taux de réjection de l'alimentation (PSRR) par l'amplificateur. Cette tâche sera menée à la fois par des mesures, et sur le plan théorique, à l'aide de simulations circuit sous ADS. La confrontation entre théorie et mesures permettra d'établir quelles sont les corrélations entre les bruits d'alimentation et le spectre de sortie des amplificateurs. Cette étude expérimentale sera l'occasion d'analyser plus en détail différentes configurations de l'amplificateur afin de cibler la contribution au PSRR de différents paramètres.

Une conclusion sur le travail réalisé et les différentes perspectives envisagées pour la suite de ces travaux de recherche sera finalement proposée.

**Chapitre I : État de l'art des amplificateurs
de puissance RF et des différentes topologies
d'alimentation à découpage.
Problématiques CEM associées**

I. Introduction

L'échange croissant d'information entre les individus nécessite l'utilisation de systèmes de communication de plus en plus complexes, et la demande d'une qualité de service irréprochable nécessite un taux d'erreur le plus bas possible pendant l'acheminement de l'information. Dans ce contexte, les étages radiofréquence (RF) des chaînes d'émission/réception doivent s'adapter pour répondre à ces nouvelles contraintes, que ce soit en termes d'intégrabilité, de bande passante, de linéarité et de rendement, et doivent beaucoup plus prosaïquement viser des réductions de consommation électrique, de taille ou tout simplement de coût.

Situés avant l'antenne d'émission, les amplificateurs radiofréquence sont généralement caractérisés par un rendement assez moyen, ce qui fait qu'une grande partie de la puissance consommée est inutilisée et dissipée sous forme de chaleur. A titre d'exemple, la consommation des amplificateurs de puissance dans les stations de base de téléphonie mobile reste aujourd'hui majoritairement convertie sous forme de chaleur. En effet, moins de 2% de l'énergie est consommée de manière utile (**Figure 1**), ce qui représente une aberration en termes de rendement énergétique à l'heure où la société est mobilisée pour réduire les dépenses énergétiques.

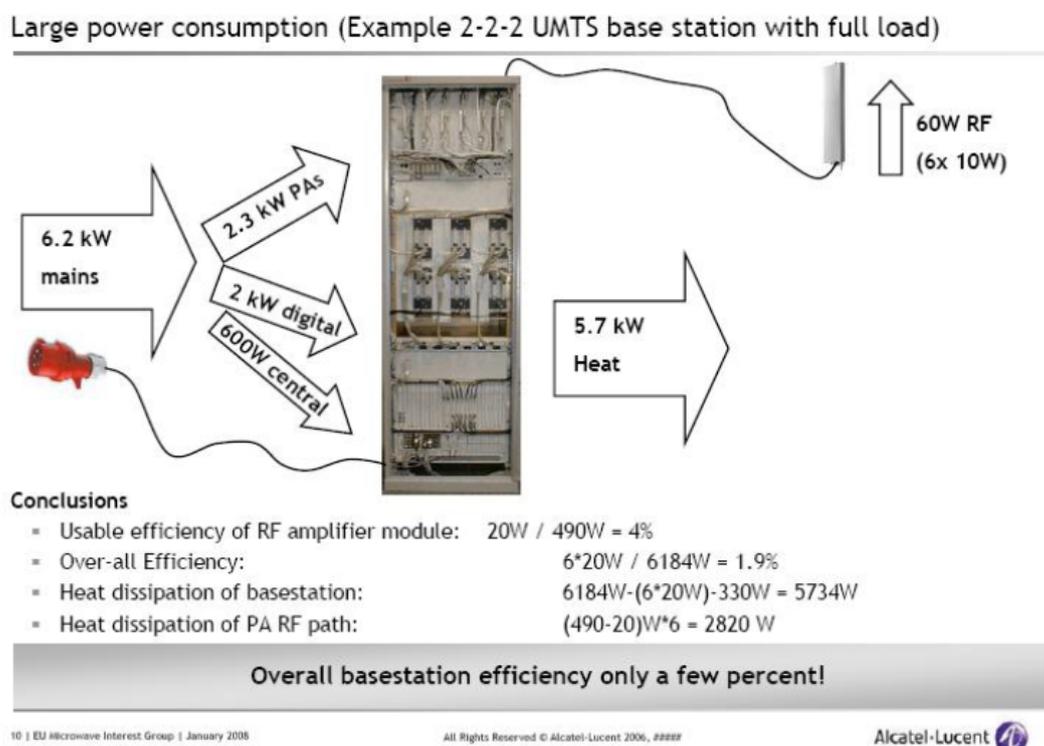


Figure 1: Rendement d'une chaîne d'émission pour station de base (source Alcatel-Lucent)

Dans une station de base, la partie la plus gourmande en énergie est celle qui est liée aux amplificateurs de puissance. Pour donner un ordre de grandeur, la consommation des stations de base à l'échelle européenne est telle que l'énergie devant être produite pour assurer leur fonctionnement mobilise l'équivalent de 12500 éoliennes, ou ½ tranche de centrale nucléaire. L'amélioration du rendement des amplificateurs, en plus d'être économiquement pertinente, représente donc également une opportunité pour aller vers moins de gaspillage d'énergie.

Pour répondre à tous ces défis, nombre de constructeurs de matériel et, plus largement, de groupes de recherche, se sont penchés sur les différents moyens de rendre les amplificateurs RF plus performants en termes de rendement. Parmi ces initiatives, un projet de R&D collaboratif, nommé ALPAGA2 (pour Alimentations de Puissance Agiles en Technologie GaN) a été lancé en octobre 2010. Il s'agit d'un projet de type FUI, et qui est porté par le pôle de compétitivité Elopsys. Son but est de proposer des solutions innovantes basées sur deux ruptures technologiques que sont les composants de puissance grand gap GaN et les techniques d'amélioration de rendement comme la variation du point de fonctionnement de l'amplificateur en fonction de l'enveloppe de modulation. Le projet a pour ambition d'exploiter pleinement ces deux ruptures technologiques, afin de développer de nouvelles architectures innovantes de systèmes d'émission haute rendement, et ces avancées devraient permettre de réaliser des équipements de télécommunications à haut rendement et grande linéarité pour la transmission des modulations complexes. Il explorera également l'utilisation de transistors GaN de puissance dans les alimentations de découpage à haute fréquence de fonctionnement dédiées à l'alimentation des amplificateurs RF.

En effet l'accroissement du rendement des amplificateurs de puissance sous fortes contraintes de linéarité constitue un enjeu majeur dans le domaine des télécommunications civiles et militaires. Ce projet est une réponse aux futurs besoins d'amélioration de rendement et de linéarité des futurs amplificateurs de puissance de télécommunications.

Ce projet ALPAGA regroupe différents partenaires :

- AMCAD Engineering pour les développements RF (Amplificateur RF et système de commande de modulation),
- III-V Lab pour les développements sur la technologie GaN
- XLIM pour le développement des cellules de commutation, le pilotage des alimentations à découpage (département C2S2) et pour les aspects de compatibilité électromagnétique (CEM) liés à ces technologies (département OSA)
- THALES Communications pour l'intégration système

Le besoin d'amplificateurs à haut rendement devient donc aujourd'hui une réalité. Ses derniers devraient représenter 75% des parts de marché en 2014. Ce besoin est aujourd'hui majoritairement couvert par des amplificateurs basés sur des topologies de type Doherty [1] (Figure 2). En simplifiant à l'extrême, ce type d'amplificateur intègre deux amplificateurs différents, l'un en classe AB et le second en classe C, ce dernier venant épauler l'amplificateur de classe AB lorsque de fortes puissances sont demandées. Les principales fonderies fournissent aux fabricants d'amplificateurs des démonstrateurs basés sur cette topologie. Cependant, il est important de noter que cette solution repose sur une topologie complexe, parfois difficile à mettre au point.

Toute la problématique de l'amplification de puissance tourne donc autour de ce compromis entre rendement et linéarité. Un des remèdes à ce défaut de rendement est l'utilisation d'une topologie d'amplificateur dite à «Envelope Tracking» (ET), qui consiste à moduler la tension d'alimentation des amplificateurs en fonction du signal d'entrée : pour des faibles signaux en entrée, l'amplificateur sera alimenté sous une tension relativement faible, alors que pour des signaux de plus forte amplitude, la tension d'alimentation sera plus élevée.

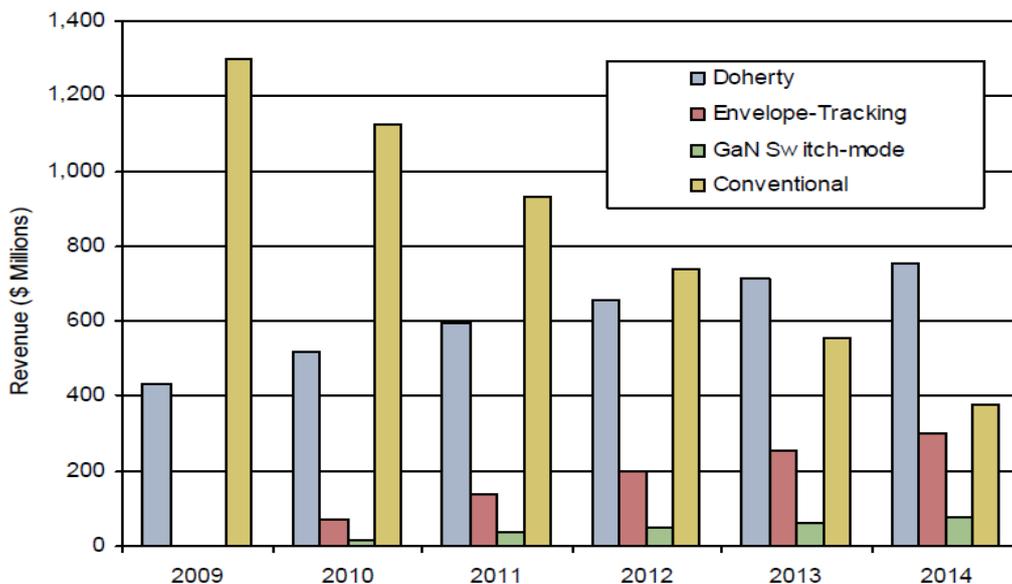


Figure 2: Prospection sur le marché mondial des amplificateurs en fonction de leur topologie

Au cours d'une des dernières conférences mondiales sur le sujet (MTTs Boston 2009), un séminaire a été récemment tenu sur le sujet ("Is GaN Ready for System Insertion?"). A l'issue du Forum, une discussion s'est engagée sur le thème du rendement. Le consensus fut que les amplificateurs de type « Envelope Tracking » représentent aujourd'hui l'une des solutions d'avenir, mais que le blocage actuel repose sur le fait que les fabricants d'amplificateur ne disposent pas d'alimentations suffisamment agiles pour alimenter ces circuits.

En effet, l'augmentation des bandes passantes des circuits de communications et des niveaux de puissance à transmettre nécessitent la disponibilité d'alimentations de puissance spécifiques. Pour des amplificateurs à base de HEMT (High-Electron-Mobility Transistor), la commande de grille ne pose pas de problème majeur du fait de la commande en tension qui ne nécessite pas de puissance. Par contre la commande de drain, qui s'avère la plus efficace en terme d'amélioration du rendement, se révèle comme le point critique pour le développement de la technique d'ET. Par exemple, dans le cadre de notre projet ALPAGA2, il faut en effet disposer d'une alimentation haute tension (>50V), fort courant (>5A), à très haut rendement et dont la tension de sortie sera modulée au rythme du débit de symbole à transmettre (>10-100 MHz). L'atteinte de cet objectif nous permettrait de bénéficier pleinement des avantages de la modulation d'alimentation pour les amplificateurs de puissance en RF. Actuellement, aucune solution technologique disponible ne peut se prévaloir d'offrir les caractéristiques précédemment citées. Ce type de réalisation nécessite donc la levée d'un verrou technologique afin de bénéficier pleinement des avantages de la modulation de drain pour les amplificateurs de puissance en RF

Pour alimenter les amplificateurs de type « Envelope Tracking », on utilise classiquement des alimentations à découpage, qui ont un meilleur rendement que les alimentations linéaires du fait que le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation). Cependant, par principe, un système basé sur les alimentations à découpage génère un bruit de hachage, et donc beaucoup de raies parasites qui vont se retrouver sur les lignes d'alimentation. De plus, du fait de la fréquence élevée de commutation et des courants importants mis en jeu, ces raies peuvent s'avérer gênantes pour le fonctionnement des amplificateurs de puissance. Bien que les phénomènes de parasitage en mode rayonné existent, ils sont de loin moins importants que les bruits de commutation en mode conduit, et c'est donc sur ces problèmes de CEM en conduit que porteront principalement nos études. Nous allons donc mettre en place des méthodologies de caractérisation et de modélisation de l'influence des bruits de commutation dus aux alimentations sur les amplificateurs, et essayer de dégager des recommandations de design pour les amplificateurs utilisant l'Envelope Tracking.

Ce premier chapitre se décomposera en trois parties. Dans un premier temps un rappel des principales spécifications des amplificateurs RF sera fait. La deuxième partie détaillera les différentes topologies d'alimentation à découpage, et nous présentons une synthèse de l'état de l'art des techniques d'alimentations commandées pour les systèmes de contrôle de polarisation. Par suite, la problématique de bruit de hachage sur l'amplification de puissance sera exposée, avec une présentation du taux de réjection de l'alimentation (PSRR- Power Supply Rejection Ratio). Les

solutions proposées dans la littérature actuelle seront décrites. Et ce chapitre se terminera par une ouverture sur les travaux de thèse réalisés au cours de ces trois années.

II. Spécifications des amplificateurs de puissance RF

L'amplificateur de puissance est l'élément actif de la chaîne d'émission qui permet d'amener le signal à un niveau suffisant pour l'émission. Il est donc situé entre le modulateur et l'antenne d'émission, et son rôle essentiel est de générer une puissance d'émission suffisante pour une puissance d'entrée donnée. L'amplificateur de puissance est généralement caractérisé dans un premier temps en régime harmonique, par l'application d'un signal sinusoïdal sur son entrée, à une fréquence (f_0) correspondant à la fréquence porteuse d'utilisation. On parle alors de caractérisation quasi statique. Cette fréquence pourra être balayée afin de connaître le comportement quasi statique de l'amplificateur sur une bande de fréquence donnée. Lorsque le signal appliqué en entrée est un signal modulé, le fonctionnement de l'amplificateur devient dynamique. Pour chacun de ces deux cas (fonctionnement statique et dynamique), nous définissons et illustrons ci-après les principaux paramètres que sont la puissance et le rendement ainsi que les critères de linéarité communément utilisés.

II.1. Puissance

L'amplificateur de puissance est composé de circuits actifs, de circuits d'adaptation et de circuits de polarisation. La **Figure 3** présente une topologie simplifiée d'amplificateur adapté sur 50Ω (impédance utilisée comme référence dans la plupart des applications Télécoms) [1].

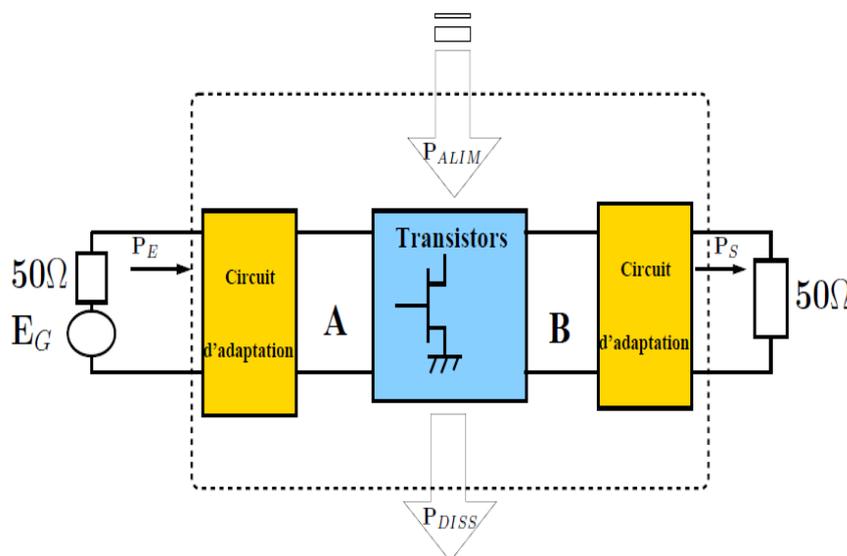


Figure 3: Schéma simplifié d'un amplificateur de puissance.

Pour les amplificateurs adaptés sur 50Ω , le maximum de puissance en sortie est obtenu si le circuit d'adaptation de sortie chargé sur 50Ω ramène l'impédance optimale c'est-à-dire l'impédance de sortie du transistor – aux bornes du transistor (B). Le circuit d'adaptation de sortie permet également de recevoir la tension de polarisation de drain de transistor. De même, le circuit d'adaptation d'entrée permet de réaliser la transformation de 50Ω vers l'impédance d'entrée Z_E du transistor chargé, tout en assurant la polarisation d'entrée du transistor. Les différentes puissances mises en jeu sont représentées **Figure 3**:

- Puissance d'entrée a la fréquence nominale : P_E
- Puissance de sortie a la fréquence nominale : P_S
- Puissance fournie par les sources de courant continu : P_{ALIM}
- Puissance dissipée par effet Joule : $P_{DISS} = P_E + P_{ALIM} - P_S$

Les puissances d'entrée et de sortie sont définies par les formules données ci-dessous, où V_E , I_E , V_S et I_S sont les tensions et courants d'entrée (E) et de sortie (S) :

$$\begin{aligned} P_E &= 0.5 \times \Re(\overline{V_E} \times \text{conj}(\overline{I_E})) \\ P_S &= 0.5 \times \Re(\overline{V_S} \times \text{conj}(\overline{I_S})) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Le gain en puissance de l'amplificateur (G_p) est défini comme le rapport entre les puissances de sortie et d'entrée :

$$G_p = P_S / P_E \quad (1.2)$$

En général, ces grandeurs sont exprimées en décibels (Eq. 1.3) :

$$\left. \begin{aligned} P_E (dBm) &= 10 \times \log(1000 \times P_E) \\ P_S (dBm) &= 10 \times \log(1000 \times P_S) \\ G_p (dB) &= 10 \times \log(G_p) \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

Une autre grandeur représentative des performances d'un amplificateur de puissance est le rendement en puissance ajoutée, ou PAE (pour *Power Added Efficiency*). Il s'exprime sous la forme suivante :

$$PAE(\%) = \frac{(P_S - P_E)}{P_{Alim}} \quad (1.4)$$

En règle générale, la relation entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie (caractéristique $P_S = f(P_E)$) d'un amplificateur présente trois zones : le fonctionnement linéaire, la zone de compression et la zone de saturation. Deux informations supplémentaires sont souvent fournies : la puissance à 1dB de compression et/ou la puissance à 3dB de compression (**Figure 4**).

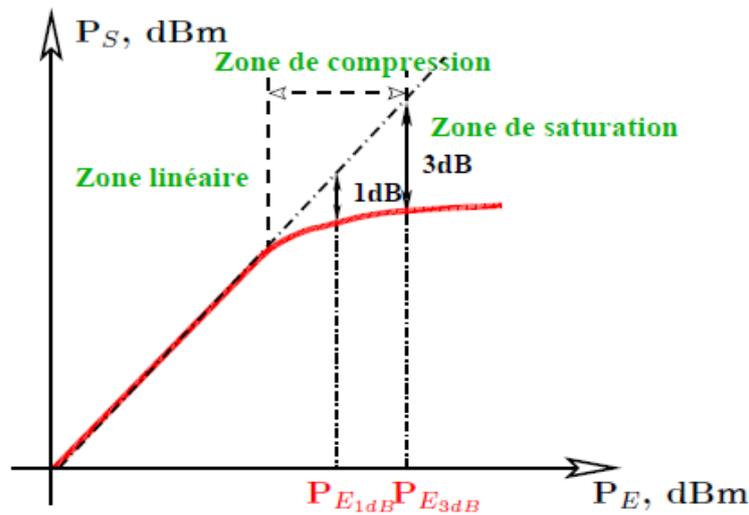


Figure 4: Allure typique de la Puissance de sortie en *fonction* de la Puissance d'entrée

Chaque point de coordonnées (P_{ei}, P_{si}) de cette courbe correspond à un niveau d'amplitude du signal d'entrée fixe.

II.2. Linéarité

Les formats de modulation numérique modernes, de par leur complexité, offrent de très fortes efficacités spectrales mais requièrent en contrepartie des niveaux de linéarité de plus en plus importants. Un amplificateur linéaire idéal supposé adapté (50Ω) génère un signal de sortie proportionnel au signal d'entrée avec un retard temporel pur [2].

$$V_s(t) = a_1 \times V_e(t - \tau) \quad (I.5)$$

Où a_1 est le gain en tension sur 50Ω de l'amplificateur et τ le retard temporel.

Cependant, dans la majorité des cas, l'amplificateur n'est pas linéaire, et des termes supplémentaires viennent s'ajouter :

$$V_s(t) = a_1 \times V_e(t - \tau) + a_2 \times V_e^2(t - \tau) + a_3 \times V_e^3(t - \tau) + \dots \quad (I.6)$$

Ces termes d'ordre supérieur viennent dégrader la linéarité du dispositif. Concrètement, il existe plusieurs paramètres servant à définir la linéarité d'un système : l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), l'EVM (Error Vector Measurement), le NPR (Noise Power Ratio) et le C/13 (Third Order Inter-modulation) [2].

II.3. Rendement

La consommation électrique des amplificateurs de puissance est devenue un point essentiel dans la conception des amplificateurs : on cherchera toujours à minimiser cette consommation électrique pour un niveau de sortie donné. La mesure de cette caractéristique est donnée par le rendement de sortie η_s , qui est défini par le rapport entre la puissance de sortie utile et la puissance fournie par les alimentations :

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_{alim}} \quad (1.7)$$

Pour obtenir le meilleur rendement de l'amplificateur, il est nécessaire de se placer à la compression de l'amplificateur (**Figure 4**). Or, il s'agit de la zone où il est non linéaire (dégradation de la linéarité) (**Figure 5**). Il faut donc trouver une autre solution pour s'approcher du meilleur compromis entre rendement et linéarité.

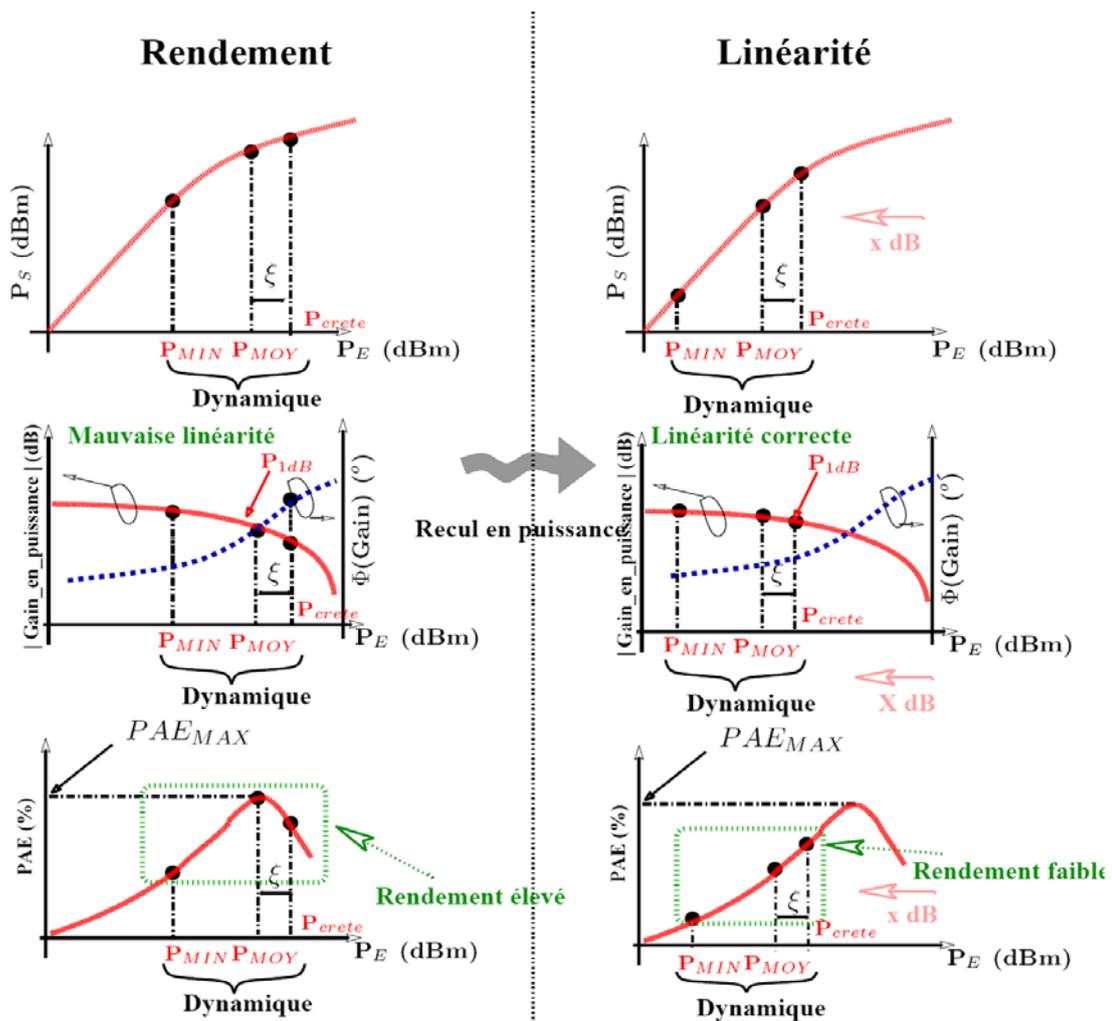


Figure 5: Problématique du compromis entre linéarité et rendement

A l'heure actuelle, la plupart des systèmes utilisent un recul en puissance (ou "Backoff") pour assurer l'intégrité du signal et donc le bon fonctionnement du système. Sur la **Figure 5**, une représentation du recul en puissance nécessaire pour garantir une très bonne linéarité montre la difficulté de maintenir simultanément un bon rendement et une bonne linéarité. Même si le compromis semble peu satisfaisant, la plupart des systèmes actuels utilisent ce concept.

Pour résoudre ces problèmes de rendement et de la linéarité, de nombreux travaux de recherche ont été réalisés ou sont en cours, et dont fait partie notre projet ALPAGA2 : une solution pour améliorer le rendement des amplificateurs dans le cas de signaux à enveloppe variable consiste à adapter de façon dynamique l'alimentation de l'amplificateur en fonction de puissance RF d'entrée : c'est le principe du Suivi d'Enveloppe (Envelope Tracking ou ET).

II.4. L'Enveloppe Tracking

Cette technique de gestion dynamique de polarisation consiste à contrôler, au rythme de l'enveloppe de modulation, la polarisation de l'amplificateur RF au moyen d'un modulateur de polarisation. Ce modulateur contrôle à son tour soit la tension de grille du transistor d'amplification, soit, comme c'est le cas le plus souvent, la tension d'alimentation au drain du transistor. Dans les deux cas, le point de polarisation de l'amplificateur est dynamiquement adapté en synchronisme avec le module de l'enveloppe du signal RF d'entrée, de façon que le gain de l'amplificateur soit constant et que l'amplificateur travaille en zone de compression [3]. Cela permet notamment d'abaisser la consommation par une diminution de la tension de polarisation de drain lorsque la puissance d'enveloppe du signal d'entrée diminue. Le schéma de principe de l'architecture d'un amplificateur utilisant la technique d'Envelope Tracking est donné **Figure 6** [4] :

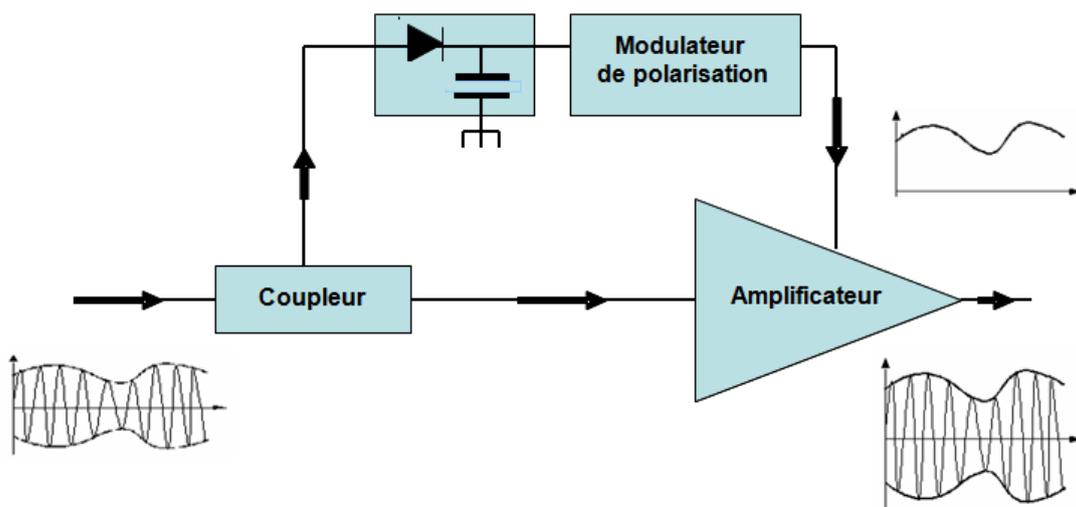


Figure 6: Principe de l' ET (Envelope Tracking)

Grâce à cette technique, l'amplificateur fonctionne de manière optimum pour chacun des niveaux de puissance du signal modulé. Cela nécessite donc une commande de polarisation la plus fidèle possible à l'enveloppe du signal [5]. Un modulateur de polarisation ayant un très haut rendement ($\geq 85\%$) est nécessaire pour ne pas dégrader le rendement global qui est le produit du rendement de l'amplificateur RF par le rendement du modulateur. Tout le circuit de la voie de contrôle de polarisation doit permettre de générer une loi de commande du type $V=f(P_{in})$ [6]. Deux techniques peuvent être employées pour la génération de cette loi de polarisation : l'Envelope Tracking Continu (ETC), pour lequel la tension d'alimentation suit fidèlement la modulation, et l'Envelope Tracking Discret (ETD), où seules plusieurs tensions d'alimentation fixes sont utilisées, et correspondent à une plage donnée de la modulation d'entrée (**Figure 7**).

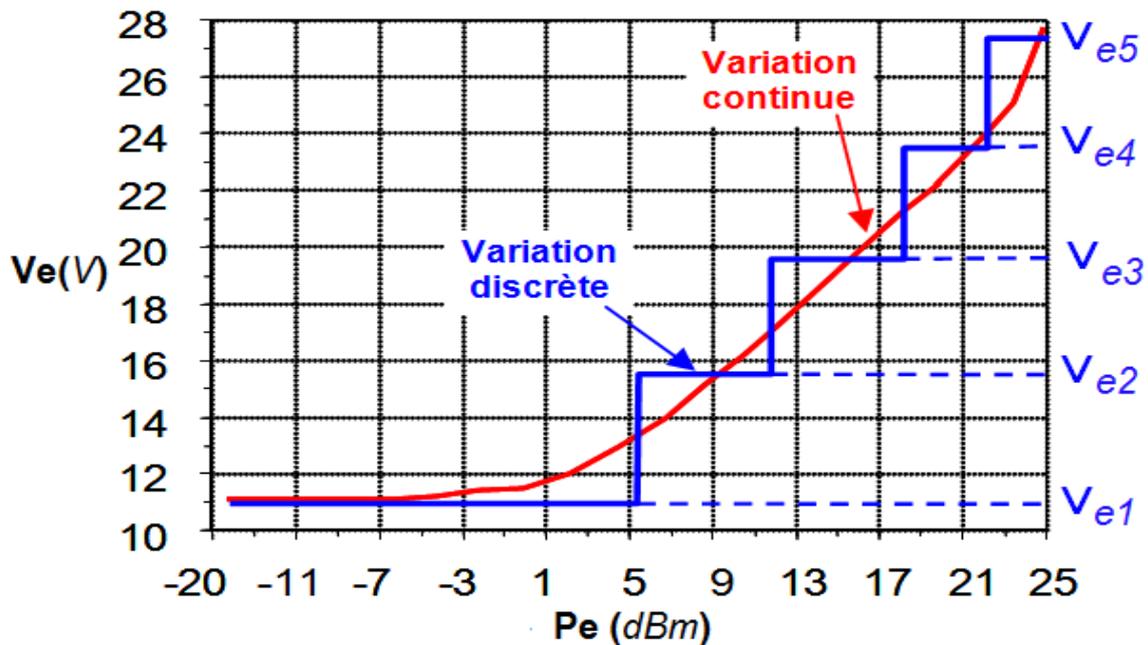


Figure 7: Loi de commande de polarisation de drain en Envelope Tracking Discret (ETD)

Pour assurer un suivi optimum de la commande de polarisation vis-à-vis des variations d'enveloppe, il est nécessaire de mettre en œuvre des alimentations variables avec des bandes passantes importantes. Les alimentations à découpage – ou convertisseurs DC/DC – sont de bons candidats pour la réalisation de ces fonctions. Une architecture type pour réaliser l'ETC (Envelope Tracking Continu) est présentée **Figure 8**. L'enveloppe est appliquée à l'entrée d'un modulateur PWM (Pulse Width Modulator). Les variations d'amplitude sont converties en variation de rapport cyclique [5] pour piloter le découpage. Les contraintes principales de l'ETC se situent au niveau du convertisseur DC-DC. Par exemple, dans le cadre de notre projet, le cahier des charges du modulateur d'alimentation est le suivant :

- Une fréquence de commutation f_{CLK} égale à 50MHz
- Bande passante d'enveloppe $> 10\text{MHz}$
- Une tension de sortie variable de 20V à 50V
- Un courant suffisant : 5A @ 50V, soit une puissance de 250W crête
- Un rendement très élevé (idéalement $> 90\%$)

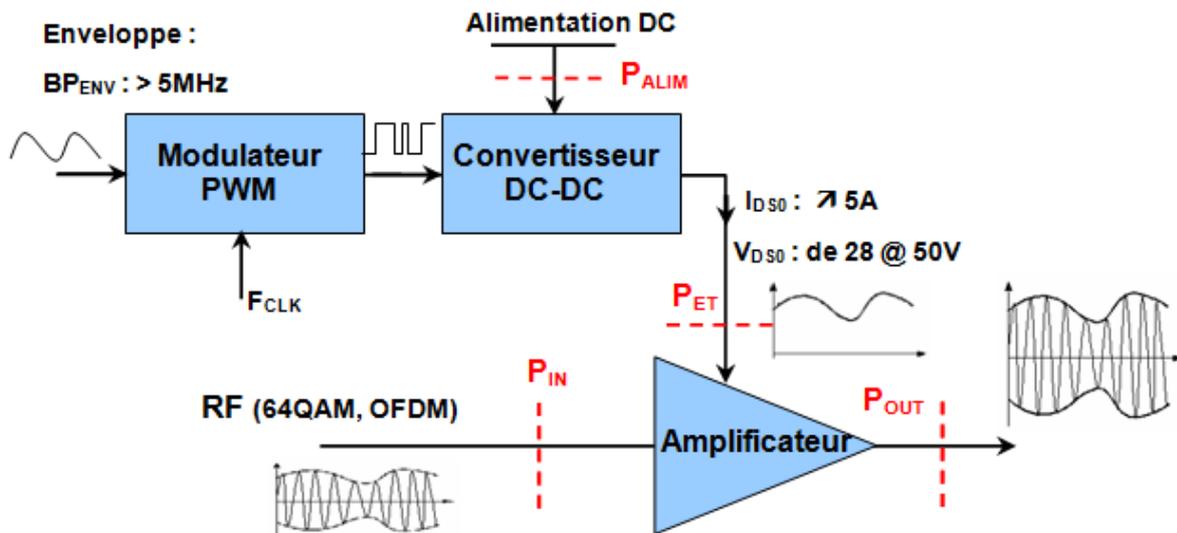


Figure 8 : Principe de l'ETC (Envelope Tracking Continu)

A l'heure actuelle, plusieurs systèmes de commande de polarisation sont développés [7], [8] pour améliorer les performances (rendement et linéarité) des amplificateurs de puissance.

Dans une publication parue en 2004 [9], un comparatif entre plusieurs techniques nous permet d'apprécier l'efficacité de ces procédés. Notamment, pour une complexité moyenne, le système de commande de polarisation de grille permet un gain de plus de 30% du courant consommé. Par exemple la technique de commande proposé dans [10] a été mise en œuvre sur un amplificateur de puissance fonctionnant à la fréquence de 10GHz. La commande est établie à partir du signal de sortie. Elle est appliquée sur le drain des transistors. Le rendement global obtenu grâce à cette technique est de 60% soit 1.6 fois supérieur à celui obtenu en polarisation fixe. Ces résultats montrent l'efficacité d'une commande de type Envelope Tracking sur l'accès drain pour augmenter le rendement de l'amplificateur.

III. Problématique des alimentations à découpage

III.1. Définition et principe

Une alimentation a pour rôle de délivrer des tensions continues à partir d'un réseau alternatif ou continu pour d'alimenter des circuits électroniques logiques ou analogiques. Ces dernières années, les alimentations à découpage, Switch Mode Power Supplies en anglais (SMPS), sont devenues incontournables, et la recherche appliquée et les développements technologiques ne cessent d'en accroître les performances. Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des alimentations linéaires. En effet dans une telle alimentation, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation), alors que pour une alimentation continue classique, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.

Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre, les inconvénients sont :

- Circuit d'asservissement plus complexe
- Ondulation résiduelle plus élevée
- Génération de parasites en HF
- Bruit résiduel
- Réponse transitoire lente

Cependant, les nombreux avantages inhérents aux alimentations à découpage sont désormais devenus la norme de performance des alimentations, et les concepteurs s'intéressent de plus en plus à l'implantation d'asservissements numériques pour atteindre un rendement et une performance encore supérieurs, tout en réduisant le nombre de composants, en facilitant la production, en améliorant la fiabilité, et en permettant d'ajouter des fonctionnalités avancées.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage est simple. On n'utilise rien d'autre qu'un interrupteur qui va s'ouvrir et se fermer très rapidement. Cet interrupteur électronique est un transistor (technologie bipolaire, MOSFET ou GaN) que l'on pilotera tout simplement en ouverture et en fermeture. Le processus se fait à une fréquence supérieure à 20 kHz pour être au-dessus des fréquences audibles par l'homme. En général, on se trouve entre 32 et 100 kHz, mais le découpage peut atteindre le MHz suivant les applications.

Pour éviter les pertes inutiles – et donc atteindre un bon rendement, il suffit « simplement » de ne pas fournir tension et courant en un même point au même instant. Ici, l'interrupteur n'a que deux états, soit il laisse passer le courant (état passant) soit il l'empêche de passer (état bloqué), donc théoriquement la tension et le courant ne sont jamais présents en même temps. Quand le transistor est bloqué, le courant qui le traverse est nul et quand il est passant, la tension à ses bornes est nulle (toujours en théorie). En réalité, le transistor n'est pas parfait et occasionne des pertes, car d'une part son ouverture et sa fermeture ne sont pas instantanées (pertes par commutation), et d'autre part il présente une résistance très faible (mais non nulle) lorsqu'il est passant (pertes par conduction). Au final, les pertes occasionnées par les transistors en régime de commutation sont quand même infiniment plus faibles qu'en régime linéaire pour le régulateur classique.

Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie se fait par l'intermédiaire d'une inductance ou d'un transformateur qui stocke l'énergie sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage. La régulation de tension se fait par action sur le temps de conduction de l'interrupteur [11] (**Figure 9**).

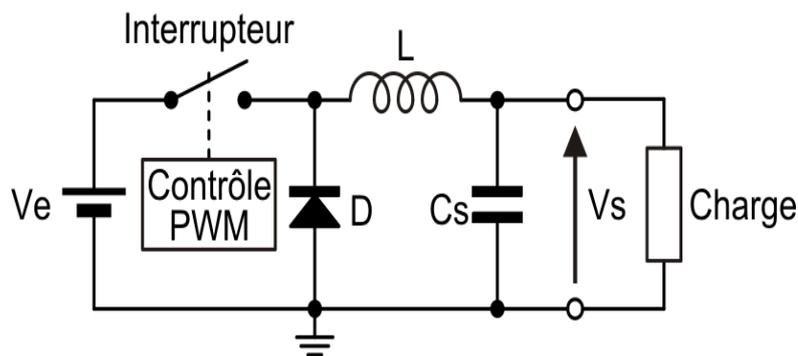


Figure 9: Principe général d'une alimentation à découpage

Pour réduire les pertes au maximum, une alimentation à découpage utilisera donc des éléments non dissipatifs (en théorie) comme des transformateurs, inductances, interrupteurs électroniques, condensateurs. Alors qu'un système linéaire permet un rendement de 25-50%, les meilleures alimentations à découpage (tous domaines confondus) permettent d'atteindre 70 à 95 % de rendement.

III.2. Les différentes topologies d'alimentation à découpage

Dans cette partie, nous allons présenter de façon rudimentaire les principales structures de base de convertisseurs continu-continu (DC-DC) qui peuvent être utilisés comme circuits de génération de polarisation variable d'un amplificateur [2].

La principale difficulté dans le cas de l'Envelope Tracking est de réaliser un convertisseur DC/DC suffisamment rapide pour suivre les variations de l'enveloppe, mais aussi dont le rendement ne dégrade pas les performances du système complet. Le convertisseur doit fournir un courant d'alimentation généralement élevé à l'amplificateur, ce qui pose le problème de son dimensionnement. Le choix de l'une des architectures par rapport à l'autre est généralement justifié par la simplicité de la réalisation du système et du coût global qu'elle entraîne. Généralement, plus le coût de réalisation est faible, plus l'architecture est intéressante pour les industriels. Cependant, certaines architectures plus complexes et plus coûteuses offrent des performances plus élevées. Nous allons donc rappeler les principes de base des différents types de commande avant de détailler la solution proposée.

III.2.1. Structure non-isolée Buck et Buck-Boost

Les structures non-isolées Buck (**Figure 10**) et Buck-Boost (**Figure 11**) sont les plus utilisées car elles présentent de bons compromis en compacité et commandabilité [12], [13], [14], [15] et [16]. De plus, comme elles sont constituées de peu de composants, les pertes énergétiques sont limitées et le volume réduit. Pour les applications faibles courants et tensions, le Buck est reconnu comme étant le convertisseur le plus adapté [17].

III.2.1.1. Structure non-isolée Buck

Le Buck (convertisseur abaisseur) présente une première contrainte sur sa tension de sortie V_s qui doit être systématiquement plus faible que la tension d'entrée V_e . Le circuit (**Figure 10**) est alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R . L'interrupteur K , symbolisé ici par un MOSFET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence $F = 1/T$.

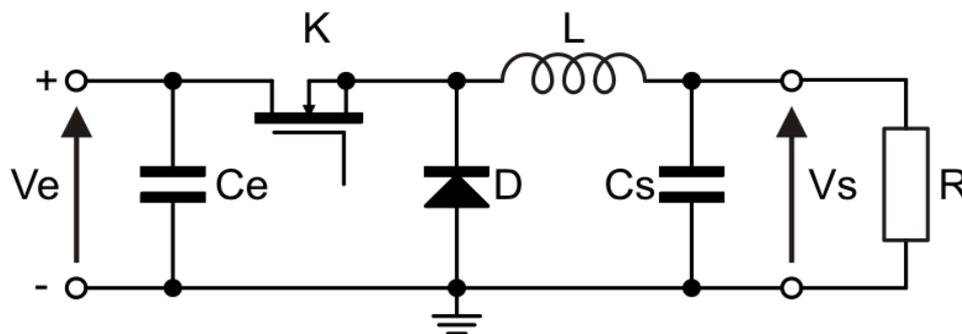


Figure 10 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck

Pour ce convertisseur, la tension de sortie s'exprime en fonction de la tension d'entrée et du rapport cyclique α comme [11] :

$$V_s = \alpha \times V_e \quad (1.8)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours abaisseur de tension. On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

III.2.1.2. Structure non-isolée Buck-Boost

Le Buck-Boost (élévateur) [18] peut par contre couvrir une plus large gamme de tension. De plus, le Buck-Boost, par sa capacité à inverser la tension, peut être utilisé pour des applications réclamant une tension d'alimentation négative (**Figure 11**).

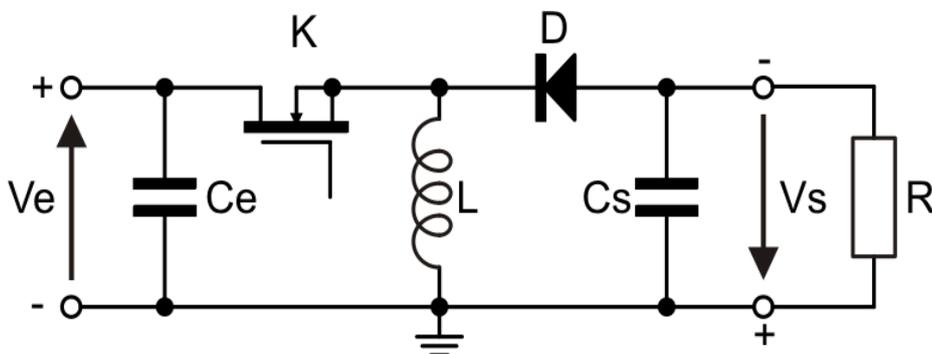


Figure 11: Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost

La tension de sortie est donnée par la relation [18] :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (1.9)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α . Le rapport de transformation de ce convertisseur peut être soit abaisseur ($\alpha < 0,5$), soit élévateur ($\alpha > 0,5$) d'où l'appellation anglo-saxonne de Buck-Boost. Par contre, la tension de sortie ne dépend toujours que du rapport cyclique α .

III.2.2. Structure isolée, convertisseur à accumulation (FLYBACK)

Le montage Flyback (**Figure 12**) est un convertisseur DC/DC qui utilise un transformateur pour élever ou abaisser la tension de sortie selon le rapport de transformation. De plus, ce type de montage fournit une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Il travaille selon deux phases distinctes [19] : la première correspond à un stockage d'énergie sous forme de champs magnétique dans le transformateur, et la seconde correspond à une restitution de cette énergie au secondaire du transformateur.

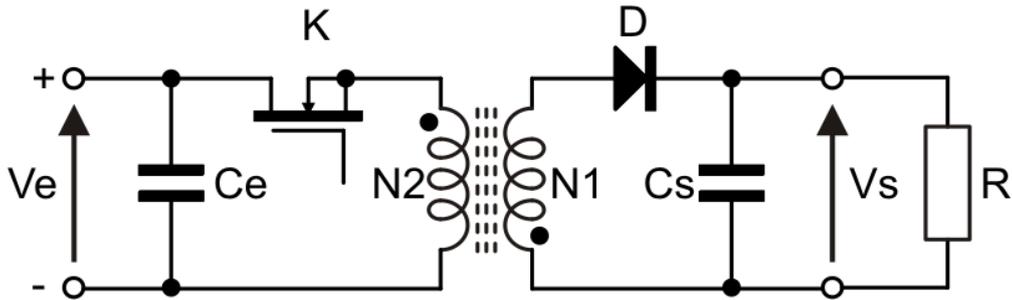


Figure 12: Schéma de principe d'un convertisseur FLYBACK

C'est l'équivalent d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par deux inductances couplées jouant le rôle de transformateur. Par conséquent le principe de fonctionnement des deux convertisseurs est très proche. Il s'agit d'une des topologies de convertisseurs les plus utilisées. L'expression de la tension de sortie est de la forme [19] :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (I.10)$$

Le rapport de transformation \$N_2/N_1\$ détermine la plage de tension sur laquelle va travailler le convertisseur.

III.2.3. Convertisseur Direct (FORWARD)

Le principe du convertisseur Forward (Figure 13) est très similaire à celui du convertisseur Buck. En effet, quand le transistor est passant, on applique une tension au secondaire du circuit qui contribuera à la croissance du courant dans l'inductance de sortie. A l'extinction du transistor, le courant accumulé dans cette inductance mettra la diode de roue libre \$D_2\$ de sortie en conduction. Son rendement est meilleur que celui du convertisseur Flyback, le destinant donc aux applications demandant un fort courant [2].

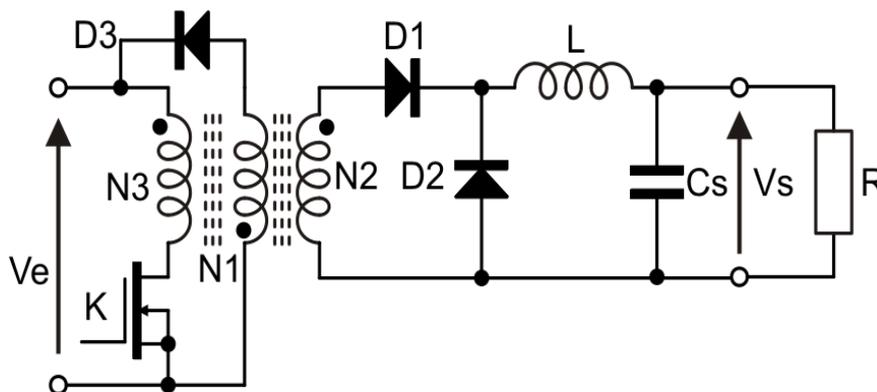


Figure 13: Schéma de principe d'un convertisseur FORWARD

L'expression de tension de sortie de ce type d'alimentation peut s'écrire sous cette forme :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{N_2}{N_1} \alpha \quad (I.11)$$

N_2/N_1 étant le rapport de transformation.

III.2.4. Le convertisseur retenu pour ALPAGA2

Le convertisseur DC-DC qui sera utilisé dans le cadre du projet ALPAGA2 est un convertisseur abaisseur (Buck converter) [2] [20]. Le cœur du convertisseur Buck est le dispositif de commutation réalisé classiquement avec deux transistors en technologie GaN, qui offrent des propriétés intéressantes pour la commutation.

Comme mentionné précédemment, le convertisseur doit être capable des performances suivantes :

- Une fréquence de commutation égale à $f_{CLK}=50\text{MHz}$
- Bande passante d'enveloppe $> 10\text{MHz}$
- Une tension de sortie variable de 20V à 50V
- Un courant suffisant : 5A @ 50V, soit une puissance de 250W crête
- Un rendement très élevé (idéalement $> 90\%$)

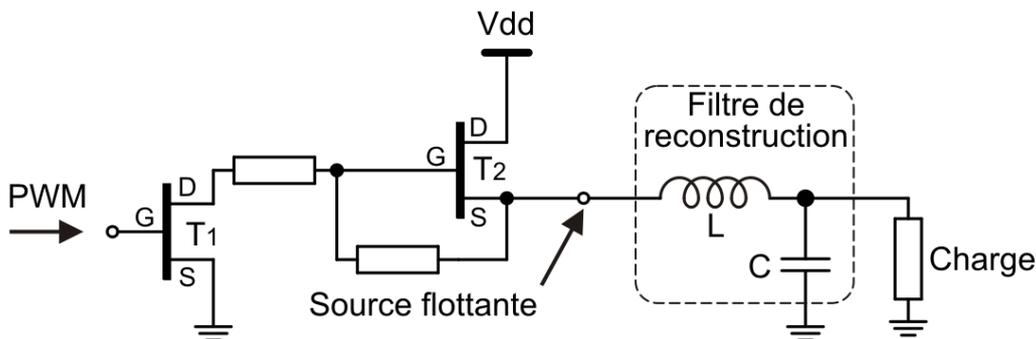


Figure 14: Circuit de principe du convertisseur Buck retenu pour ALPAGA2

D'ordinaire, dans les convertisseurs Buck à base de transistors MOSFET (**Figure 10**), il est indispensable d'utiliser un driver de grille (gate driver) capable de gérer la charge de la capacité d'entrée du MOSFET, mais également capable de générer la commande de grille par rapport à la source flottante du MOSFET. Cependant, le gate driver peut constituer une limitation importante en termes de vitesse, mais ce problème peut être contourné par l'utilisation de cette nouvelle cellule de commutation dont le fonctionnement sera présenté en détail dans le troisième chapitre.

III.3. Bruit de hachage des alimentations à découpage

On a souvent par le passé considéré l'alimentation comme une fonction subalterne traitée en dernier lieu, ce qui a conduit à quelques cuisants échecs. Une bonne alimentation doit fournir la

meilleure adéquation entre le besoin au meilleur coût et une fiabilité compatible avec l'application. La définition du besoin passe par une bonne connaissance de la source, de la charge, de l'environnement électrique, thermique et mécanique de l'application.

Entre autres choses, les convertisseurs à découpage sont à la source de nombreux problèmes de CEM [20] [21] [22]. Bon nombre d'entre ces problèmes sont toutefois liés à la conception même du convertisseur et sont donc traités normalement par les fabricants d'alimentation. Plus généralement, le problème de la CEM en électronique de puissance va consister à limiter l'étendue des perturbations engendrées par les convertisseurs ou à tenter de mieux contrôler et réduire leurs effets néfastes, mais également à rechercher des solutions et règles de conception applicables industriellement. Les perturbations électromagnétiques créées par les convertisseurs statiques d'énergie peuvent être classées selon leur mode de propagation. On distingue des perturbations conduites et des perturbations rayonnées. Si l'on observe le spectre des perturbations électromagnétiques émises par un convertisseur statique sur une échelle de fréquence, comme représenté ci-après (**Figure 15**), on constate qu'elles s'échelonnent sur sept décades.

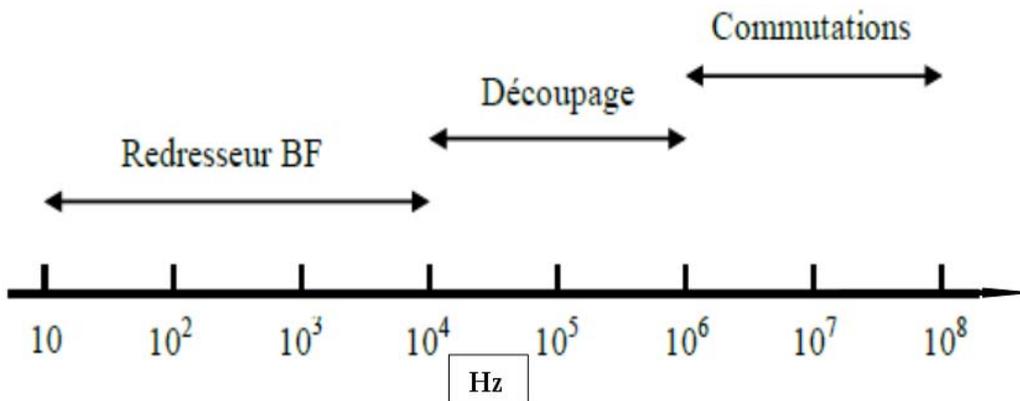


Figure 15: Spectre des perturbations émises par un convertisseur à découpage

En effet, chaque étage de conversion contribue à perturber sur une plage fréquentielle dépendant de sa fréquence de commutation : le redresseur d'entrée jusqu'à quelques 10 kHz, l'étage de commutation jusqu'à quelques mégahertz, et les phénomènes liés aux transitions de commutation (résonances, excitation des modes propres) jusqu'à quelques dizaines de mégahertz. Par conséquent, les normes d'émissivité ont été rendues progressivement plus sévères et ont amené les industriels à envisager ces aspects dès la conception de leurs équipements. Des solutions essentiellement basées sur un renforcement des fonctions de filtrage et de blindage ont été adoptées. Il est apparu plus simple de filtrer globalement que de concevoir selon des critères minimisant les perturbations électromagnétiques. Ce type de solution a toutefois dégradé la compacité et le coût des systèmes.

En particulier, un des problèmes majeurs qui subsiste souvent et qui va nous intéresser plus particulièrement est le bruit transitoire de hachage. Ce bruit est généré à la base par chaque commutation des transistors de l'alimentation. Via les inductances et capacités – parasites ou non – présentes en sortie du convertisseur, la brusque variation du courant ou de la tension entraînée par cette commutation va provoquer des pics de tension et courant en sortie de l'alimentation (Figure 16). Ce bruit prend la forme d'impulsions sinusoïdales amorties à chaque commutation des transistors et, ainsi que précédemment mentionné, son spectre peut s'étendre jusqu'à plusieurs dizaines, voire centaines de MHz. Ce bruit de hachage est inhérent au fonctionnement et à la topologie des alimentations à découpage, et il va s'avérer extrêmement important dans notre étude.

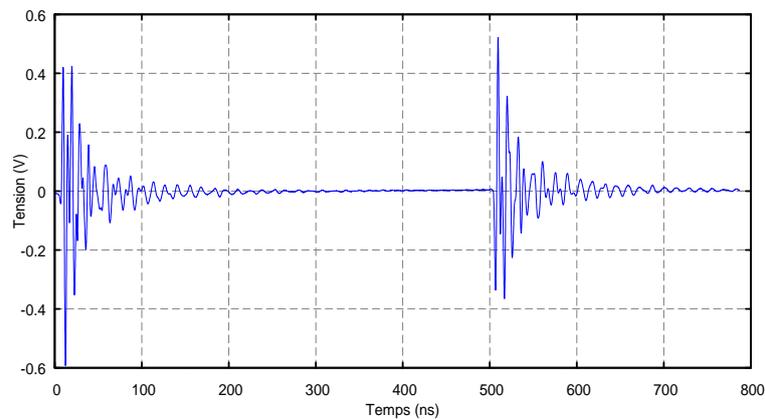


Figure 16: Exemple typique de bruit de hachage généré par une alimentation à découpage

En effet, les fréquences de découpage envisagées pour notre application sont beaucoup plus hautes – l'objectif à terme est de 50MHz – que les fréquences habituelles des convertisseurs DC-DC. Comme ces convertisseurs sont destinés à alimenter des amplificateurs RF, il est judicieux de se demander comment ce bruit HF véhiculé sur les lignes d'alimentation va interagir avec les non-linéarités de l'amplificateur, et si une partie de ce bruit ne va pas se retrouver transposée dans le signal RF. Il convient donc de chercher à tout prix à minimiser ce bruit, que ce soit au moyen de règles de conception et de routage, par le biais de filtrage et de découplage, ou par toute autre solution.

Dans le cadre de cette thèse, les solutions d'amélioration du niveau de bruit de commutation vont porter sur deux axes : dans un premier temps sur l'optimisation de ce paramètre au sein de la cellule de commutation développée dans notre laboratoire (XLIM-C2S2). Le deuxième axe sera d'effectuer la même optimisation sur l'amplificateur RF, afin de diminuer encore le niveau de bruit présent dans la tension DC de polarisation du drain du transistor.

III.4. Pistes pour la minimisation du bruit de hachage

Les alimentations à découpage produisent un spectre de bruit dans lequel la plus basse fréquence correspond à la fréquence de découpage fondamentale, mais les autres aspects du spectre sont difficiles à prédire. La puissance du bruit distribué parmi les harmoniques dépend de la forme d'onde (en fonction du temps), du niveau de courant, de la valeur d'inductance, celle des condensateurs, de l'efficacité du découplage et de l'implantation sur la carte. La phase de placement et routage d'un circuit imprimé est particulièrement importante en CEM puisque les différents paramètres que l'on peut maîtriser pendant cette phase présentent un double avantage : Tous les couplages rencontrés en CEM sont directement liés à la géométrie des circuits. Un bon routage permet donc de réduire de façon significative un grand nombre de problèmes de perturbations. Le prix d'un circuit imprimé étant fonction de sa surface, du nombre de couches, de la classe de gravure – mais pas de la position des pistes, toutes les règles de routage n'auront donc aucune influence sur le prix de la carte [23].

Un premier couplage de proximité est connu sous le nom de diaphonie : une perturbation sur un conducteur va injecter un signal perturbateur sur le conducteur voisin. Ce couplage peut avoir deux origines. Lorsqu'un conducteur est soumis à une différence de potentiel (d.d.p.), la capacité mutuelle (notée C_m) injecte un courant perturbateur sur le conducteur voisin (**Figure 17**). On parle alors de diaphonie capacitive.

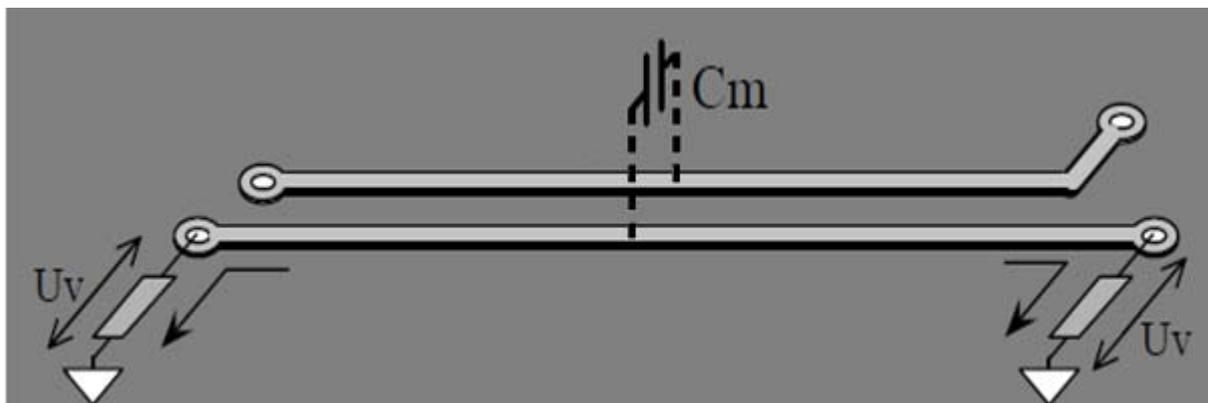


Figure 17: Diaphonie capacitive piste à piste

Par ailleurs, lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il génère un champ magnétique qui se couple dans la boucle formée par le conducteur voisin et la masse. Ce couplage est mis en équation grâce à l'introduction de l'inductance mutuelle, notée M (**Figure 18**). On parle alors de diaphonie inductive.

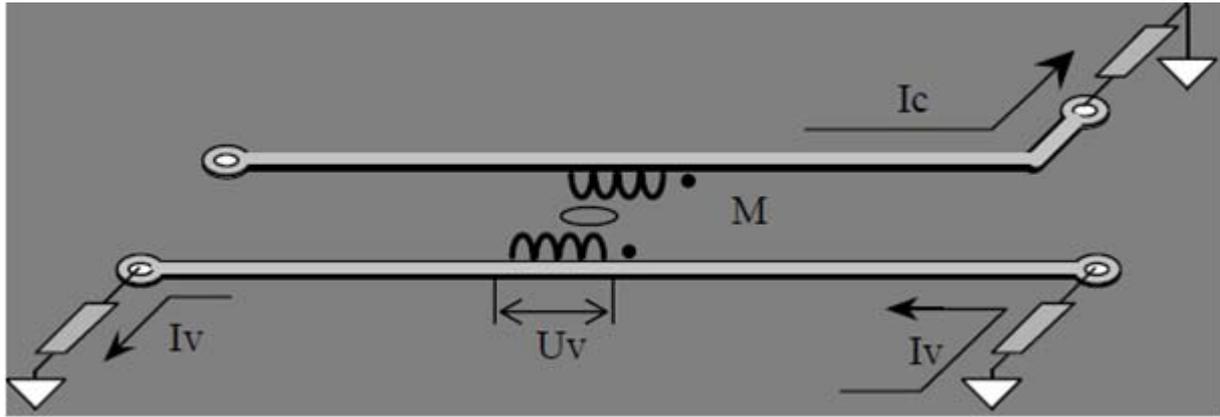


Figure 18: Diaphonie inductive piste à piste

La réduction de ce type de couplage passe principalement par une maîtrise de la géométrie des conducteurs. Les règles qui permettent de réduire la diaphonie capacitive permettent de réduire également la diaphonie inductive. Il existe des abaques permettant de calculer la capacité mutuelle entre deux pistes [24]. Avec l'évolution des logiciels de routage de cartes imprimées, il est possible de directement préciser les distances limites entre les pistes pour éviter ces phénomènes de diaphonie capacitive et inductive.

Cependant, parmi les techniques de réduction de bruit d'alimentation, une des solutions immédiatement applicable réside dans le découplage des alimentations. Ce découplage consiste à placer plusieurs condensateurs sur chaque ligne d'alimentation (par rapport à la masse), et ce au plus près possible du circuit ou de l'ensemble de composants qui est source de bruit, ou qui peut être affecté par ce bruit d'alimentation. En effet, le découplage par condensateur permet d'une part de constituer un réservoir d'énergie local, qui absorbe les variations de tension liées aux variations des demandes en énergie, et d'éviter ainsi la répercussion de ces variations sur l'ensemble du montage. En fait, les variations de tension existent toujours, mais sont beaucoup plus localisées, et gênent moins les circuits voisins.

D'autre part, la fonction du découplage est également de filtrer tous les signaux indésirables présents sur les lignes d'alimentation, en créant un chemin de faible impédance vers la masse pour toutes les fréquences autres que le continu, chemin que privilégieront donc les perturbations au spectre étendu. Ce type de mesure est particulièrement intéressant dans le cas du bruit de hachage, qui possède un spectre fréquentiel étendu.

III.5. Les capacités de découplage

Le découplage doit donc être réalisé sur une large bande fréquentielle, et c'est pourquoi des réseaux de capacités de découplage sont placés sur les lignes d'alimentation en sortie des hacheurs.

Il est nécessaire dimensionner correctement ces réseaux de découplage, et une règle approchée [25] donne l'impédance « idéale » que devrait présenter le réseau de découplage. L'impédance « cible » à présenter face à l'alimentation DC, définie par l'équation (I.12), fixe la valeur maximale à ne pas dépasser en tenant compte du courant nécessaire à l'alimentation des composants ainsi que de la variation de la tension d'alimentation autorisée :

$$Z_{\text{Cible}} = \frac{(\text{Tension d'alimentation}) \times (\text{Ondulation permise})}{\text{Courant}} \quad (\text{I.12})$$

A l'aide de ce paramètre, on peut donc dimensionner le découplage d'alimentation et optimiser le comportement fréquentiel de son impédance. Si l'impédance du réseau est supérieure à l'impédance cible pour la bande fréquentielle correspondante au fonctionnement du circuit, la tension d'alimentation aura une fluctuation supérieure à l'ondulation autorisée.

L'impédance de sortie d'une alimentation doit idéalement être nulle, ce qui n'est malheureusement jamais le cas. Dans la pratique, les alimentations possèdent en basse fréquence une impédance de sortie très basse, mais celle-ci tend à se dégrader quand on s'intéresse aux fréquences dans la zone HF ou RF. Les capacités de découplage permettent donc de pallier cet inconvénient :

- Les condensateurs «réservoirs» (tantales / électrochimiques) nécessaires pour les basses fréquences. Ils sont de préférence placés au plus près de la sortie de l'alimentation, mais peuvent être implantés à proximité de la partie responsable des appels de courant.
- Les condensateurs additionnels qui permettent de découpler les fréquences entre 1 MHz et 1 GHz (céramiques). Ceux-ci sont à placer au plus près de la fonction à découpler.

En effet, un condensateur réel, c'est-à-dire avec ses éléments parasites, peut être représenté par un circuit RLC série (**Figure 19**), dans lequel C est la capacité nominale du condensateur en parallèle avec une résistance de forte valeur R_c , L est l'inductance série équivalente (ESL , ou Equivalent Series Inductance) et R est la résistance série équivalente (ESR , ou Equivalent Series Resistance). Ces deux éléments parasites (ESL et ESR) modifient bien évidemment l'impédance du composant par rapport à celle d'un condensateur idéal (**Figure 20**).

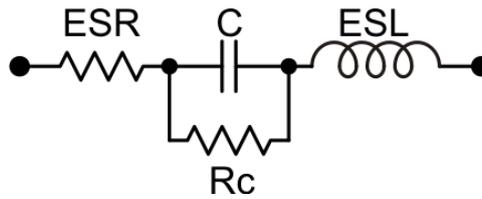


Figure 19: Schéma équivalent d'un condensateur

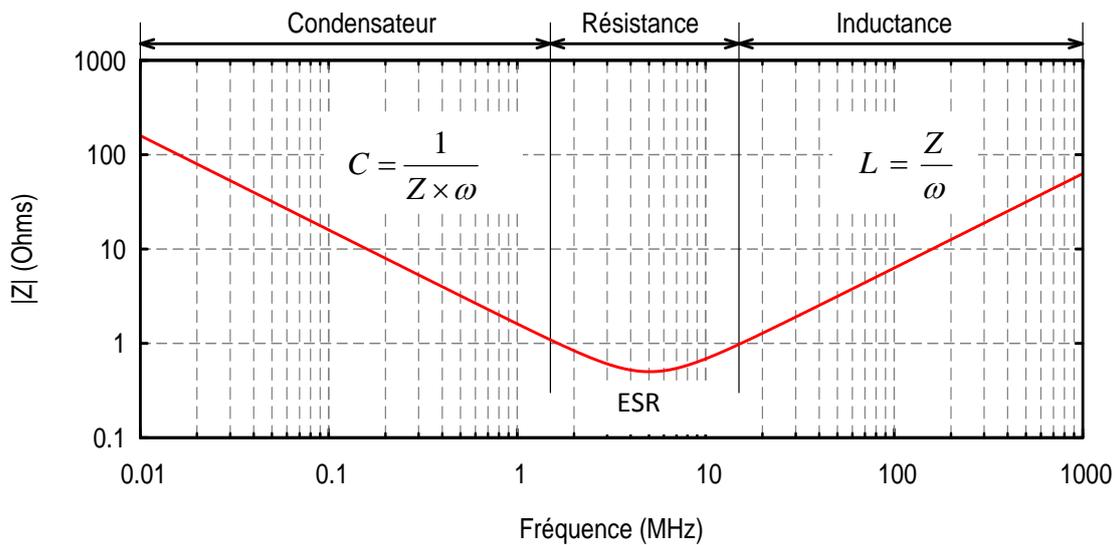


Figure 20: Exemple de courbe d'impédance d'un condensateur réel avec ses éléments parasites

Sur la partie BF, l'impédance montre la pente de -20dB par décade d'un condensateur idéal. Lorsqu'on atteint la fréquence de transition, on passe à un palier de fonctionnement résistif (*ESR* étant la limite basse de l'impédance), puis, en dernière phase, le comportement du condensateur devient inductif pur (*ESL*) avec une pente de +20dB par décade caractéristique d'une inductance idéale. En général, plus la valeur de la capacité est faible et plus son inductance parasite est petite, et plus la fréquence de transition d'un comportement capacitif à un comportement inductif est élevée.

Il apparaît donc que l'inductance parasite d'un condensateur nuit à ses fonctions de découplage en haute fréquence. Une des solutions pour augmenter la bande fréquentielle sur laquelle l'impédance du découplage reste inférieure à l'impédance cible consiste en la mise en parallèle de plusieurs condensateurs de valeurs décroissantes [26]. La **Figure 20** montre l'effet de cette mise en parallèle de capacités non idéales (simulations SPICE).

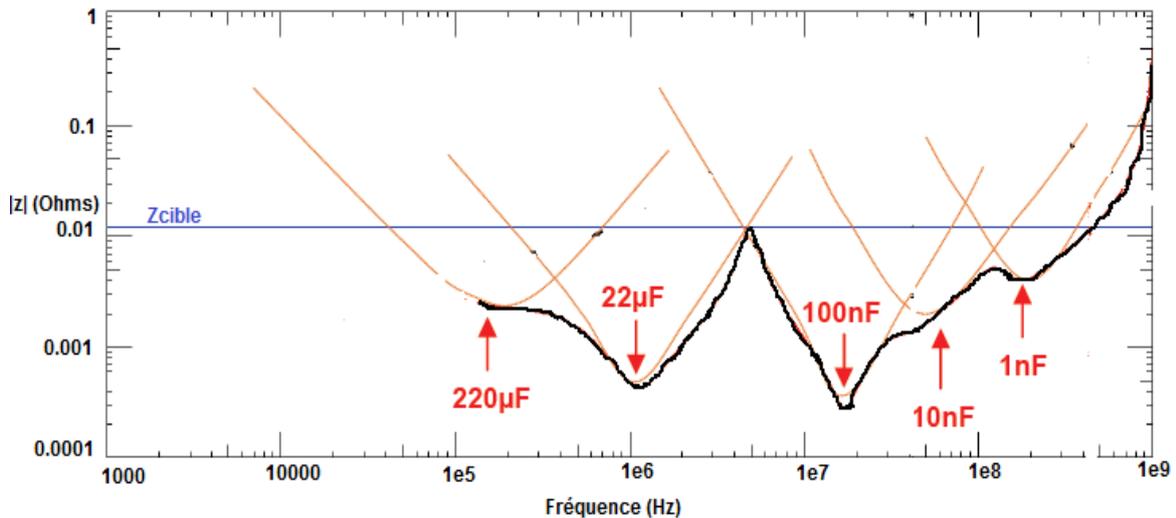


Figure 21: Mise en parallèle de cinq capacités ($220 \mu\text{F}$, $22 \mu\text{F}$, 100 nF , 10 nF et 1 nF) avec éléments parasites

Il apparaît alors assez évident que la mise en parallèle de plusieurs condensateurs de valeurs décroissantes devrait permettre d'améliorer le comportement haute fréquence du découplage, en augmentant la capacité totale tout en réduisant les résistances et inductances parasites (*ESR* et *ESL*) [27]. Cette configuration de découplage est maintenant couramment utilisée pour minimiser l'impédance du circuit d'alimentation jusqu'à des fréquences élevées. L'effet principal de cette mise en parallèle est l'amélioration vraiment significative de l'impédance du réseau de découplage [28], et l'augmentation de la bande de fréquence sur laquelle l'impédance est faible, d'une part en accroissant la capacité totale (effet en BF), et d'autre part en conjuguant les effets des capacités et des éléments parasites des différents condensateurs pour reporter les phénomènes inductifs vers les hautes fréquences. Un des problèmes cependant est de choisir les différents condensateurs avec soin pour éviter des remontées d'impédances malencontreuses dans la bande utile. Les critères du choix de ces capacités de découplage vont être décrits en détail dans le chapitre consacré aux condensateurs de découplage.

IV. Réjection de l'alimentation par l'amplificateur

La réjection de l'alimentation d'un dispositif mesure sa capacité à ne pas être perturbé d'une quelconque façon par des perturbations véhiculées par son alimentation. Ces perturbations peuvent être lentes (variations de tension, problèmes de régulation de l'alimentation), ou rapides (parasites transitoires, pics de commutation) comme dans le cas qui nous intéresse. En ce qui concerne les amplificateurs basse fréquence ou les régulateurs d'alimentation, ce paramètre est quasi systématiquement mesuré ou donné, et prend le nom de Power Supply Rejection Ratio (PSRR), et il

est défini en fonction de la fréquence comme le rapport (en dB) entre le niveau de perturbation mesuré en sortie du dispositif et le niveau de perturbation injecté sur son alimentation [29].

Cependant, si ce paramètre est relativement commun pour les amplificateurs basse fréquence, il est très peu évoqué dans le cas des amplificateurs RF. Même avec l'avènement des amplificateurs à ET (Envelope Tracking), dont le fonctionnement est tributaire de la bonne qualité de leur alimentation, l'influence du PSRR est le plus souvent constatée [3] [4] [5] mais ce paramètre est très rarement considéré ou mesuré. Et si, comme il le semble, la technique d'Envelope Tracking se développe pour les amplificateurs RF, la connaissance de ce paramètre de PSRR s'avérera indispensable, et ce jusqu'à des fréquences dans la gamme de celles du fonctionnement de l'amplificateur (fréquence porteuse). En effet, même si les fréquences de la perturbation sont de loin inférieures aux fréquences de travail de l'amplificateur RF, le comportement non-linéaire de celui-ci peut transposer le spectre de la perturbation dans sa bande de fonctionnement principal. (Conversion DC vers RF) [29].

Il y a très peu de publications qui traitent le sujet du PSRR des amplificateurs RF, mettent en place quelques fondements théoriques sur l'influence de ce paramètre, et proposent une méthode de mesure adaptée [30] [31]. L'analyse théorique développée dans ces articles est basée sur une extension du formalisme de Volterra pour prédire l'intermodulation entre le bruit d'alimentation et le signal RF. Ces développements théoriques sortent un peu du cadre de notre étude, mais ils permettent de mettre à jour les paramètres qui influent sur le PSRR pour une configuration donnée.

La méthode proposée pour mesurer le PSRR des amplificateurs RF est dérivée de celle utilisée en BF, et est donnée sur la **Figure 22** :

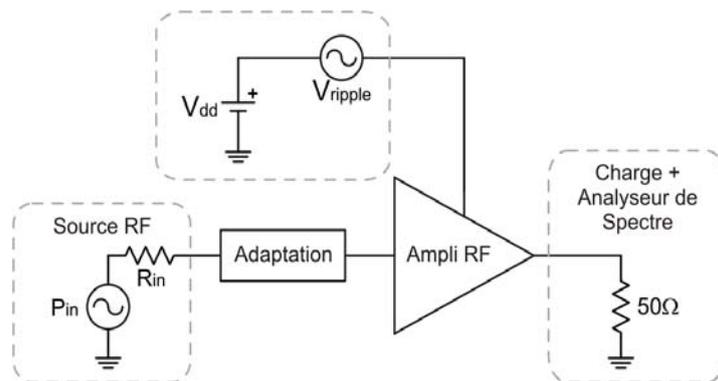


Figure 22: Dispositif expérimental de mesure du PSRR en RF

L'amplificateur est connecté en entrée à une source RF et est alimenté par un générateur continu V_{dd} (la puissance DC) auquel on superpose un signal de bruit V_{Ripple} . En sortie, on place un analyseur de spectre permettant la mesure. Le niveau de V_{dd} va être fixé à une valeur donnée (dans notre cas entre 28V et 50V). Par contre, la fréquence et l'amplitude du signal de bruit seront

variables dans les plages de fonctionnement de l'alimentation pressentie. Par ailleurs, les amplificateurs étant non-linéaires, le signal d'entrée sera également variable en fréquence et en puissance. En effet, en BF, le PSRR est défini comme le rapport en dB entre le niveau de bruit d'alimentation mesuré en sortie d'un dispositif et le niveau de bruit injecté sur l'alimentation (Eq. I.13).

$$PSRR_{BF}(\omega) = \text{dB} \left| \frac{V_{Ripple}^{Out}(\omega)}{V_{Ripple}^{In}(\omega)} \right| \quad (\text{I.13})$$

Par contre, dans le domaine RF, étant donné les phénomènes de transposition en fréquence, on rencontre plusieurs définitions – à peu de choses près équivalentes – du PSRR, et celle que nous retiendrons sera exposée dans le quatrième chapitre. Une des définitions [31] donne le PSRR comme étant le rapport entre le gain au premier ordre de l'amplificateur et le premier terme d'intermodulation entre le bruit et le signal. La relation entre les signaux S_{out} , S_{in} et S_{vdd} peut être exprimé sous cette forme (Eq. I.14) [32].

$$\begin{aligned} S_{out}(S_{in}, S_{vdd}) = & a_{10}S_{in} + a_{20}S_{in}^2 + a_{30}S_{in}^3 + \dots + a_{11}S_{in}S_{vdd} + a_{12}S_{in}S_{vdd}^2 + a_{21}S_{in}^2S_{vdd} + \dots \\ & + a_{01}S_{vdd} + a_{02}S_{vdd}^2 + \dots \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

On définit alors le PSRR de l'amplificateur comme [31] :

$$PSRR_{RF} = \text{dB} \left| \frac{2a_{10}}{a_{11}} \right| \quad (\text{I.15})$$

Le facteur 2 dans l'équation I.15 vient du fait qu'on a considéré une seule des deux raies de bruit autour de la fréquence RF, alors que pour une perturbation de pulsation ω_r , on retrouvera des raies à $\omega_0 - \omega_r$ et $\omega_0 + \omega_r$, ω_0 étant la pulsation RF en entrée de l'amplificateur.

Un des objectifs de la thèse est donc de mettre en place un banc de caractérisation du PSRR des amplificateurs RF en collaboration avec le département C2S2 d'XLIM. Cette étude expérimentale sera l'occasion d'analyser plus en détail différentes configurations de l'amplificateur afin de cibler la contribution au PSRR de différents paramètres. En effet, outre le fait que la topologie choisie pour l'amplificateur a son influence propre, le réseau du découplage et le layout du circuit jouent sur le PSRR via le couplage sur les interconnexions ou le couplage mutuel entre pistes proches, etc. Dans ce but, diverses mesures sont prévues en variant la disposition des pistes de PCB (Printed Circuit Board) et des composants, en particulier en ce qui concerne les pistes d'alimentation afin d'en tirer des recommandations pour le design et placement des composants du point de vue électromagnétique (CEM, intégrité de signal, rayonnement parasite, couplage).

V. Conclusion

Ce premier chapitre a été dédié à l'exposition de la problématique liée à l'amélioration des performances (rendement et linéarité) des amplificateurs de puissance. Nous avons présenté la technique d'Enveloppe Tracking pour des amplificateurs RF et ses avantages sur le rendement. Toute la problématique dans ce cas est de trouver une alimentation assez rapide pour suivre la variation d'enveloppe, orientant le choix vers les alimentations à découpages. Les différentes topologies d'alimentation à découpage couramment utilisées ont été présentées. Mais l'inconvénient majeur du convertisseur DC/DC est la pollution qu'il entraîne par le bruit de découpage du signal DC, d'autant plus que les répercussions de ce bruit sur les performances des amplificateurs sont très mal connues.

Cette thèse s'intègre au sein d'un projet de R&D ALPAGA2, qui vise à mettre au point toute une chaîne d'émission RF à Enveloppe Tracking à base de transistors GaN qui ait des performances énergétiques de très haut niveau. Les spécifications qui ont été édictées sont les suivantes :

- Pour l'amplificateur de puissance :
 - o Gamme de fréquence : 1.7-3GHz
 - o Puissance de sortie sur 50Ω supérieure à 50W, avec un objectif de 100W
 - o ROS <2
 - o PAE > 40% en CW
- Pour le modulateur de puissance :
 - o Fréquence de découpage : 50MHz typique
 - o Bande passante d'enveloppe > 10MHz
 - o Tension maximale 50V
 - o Tension variable de 20V à 50V
 - o Courant maximal : 5A à 50V
- Modulation :
 - o Largeur de modulation : 5MHz minimum
 - o Formes d'onde de test : 64 QAM avec roll-off compris entre 0.35 et 0.6, OFDM type DVB
- Bruit émis en sortie d'amplificateur :
 - o -114dBm/Hz @ ± 10 MHz
 - o -129dBm/Hz @ ± 20 MHz
- Raies parasites dues à l'Enveloppe Tracking :
 - o < -70dBc dans le canal adjacent

Dans ces travaux de thèse, nous allons donc chercher à caractériser l'influence du bruit d'alimentation sur l'amplificateur de puissance RF, et nous établirons quelles sont les corrélations entre les bruits d'alimentation et le spectre de sortie des amplificateurs. Dans un premier temps, nous nous livrerons à une étude détaillée des condensateurs pressentis pour le découplage. Ces

condensateurs seront ensuite mis en situation au sein de la cellule de découpage développée pour notre application. A cette occasion, nous étudierons en profondeur leur efficacité sur la réduction de bruit de hachage, ainsi que celle du routage et de la topologie du circuit imprimé. Enfin nous caractériserons le PSRR des amplificateurs RF et étudierons l'influence sur sa réduction de divers paramètres tels que la constitution des réseaux de découplage et le routage des pistes d'alimentation.

Références

- [1] Flavie ELMAZOVA, « Contribution à l'étude de l'amplificateur de puissance en technologie GaN par la technique suivi d'enveloppe », thèse de Doctorat n° 91-2011 soutenue le 20 décembre 2011, Université de Limoges.
- [2] L. Bacqué, « Optimisation du rendement d'amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes », thèse de Doctorat n° 67-2008 soutenue le 28 Novembre 2008, Université de Limoges.
- [3] S. Forestier, P. Bouysse, R. Quere, A. Mallet, J.M. Nebus, and L. Lapierre. « Joint optimization of the power-added efficiency and the error-vector measurement of 20-GHz pHEMT amplifier through a new dynamic bias-control method », IEEE Microwave transactions on Theory and Techniques, vol.52, n°4, 2004, pp. 1132-1141.
- [4] Kimball.D.F, Jinho Jeong, Chin Hsia, Draxler.P, Lanfranco.S, Nagy.W, Linthicum.K, Larson.L.E, Asbeck.P.M, « High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs », IEEE Microwave transactions on Theory and Techniques 2006, Vol 54, pp. 3848-3856.
- [5] L. Bacqué, P. Bouysse, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapierre, G. Nanfack-Nkondem, G. Neveux, D. Barataud, R. Quéré. « High Current - High Speed Dynamic Bias Control System Applied to a 100 W Wideband Push-Pull Amplifier », IEEE Microwave transactions on Theory and Techniques, Vol 56, n° 12, 2008, pp. 2798-2807.
- [6] S. Forestier, « Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique », thèse de Doctorat n° 31-2003 Université de Limoges .
- [7] J. Moon, J. Kim, I. Kim, J. Kim, and B. Kim, « A wideband envelope tracking Doherty amplifier for wimax systems, » IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, pp. 49–51, Jan. 2008.
- [8] A. Cidronali, I. Magrini, R. Fagotti, F. Alimenti, D. Kother, and G. Manes, « A reconfigurable sige hbt for wideband step envelope tracking power amplifiers, » in European Microwave integrated circuit conference, 2007. EUMic 2007, 8-10 Oct. 2007, pp. 139–142.
- [9] Y.-W. Kim, K.-C. Han, S.-Y. Hong, and J.-H. Shin, « A 45% pae / 18ma quiescent current CDMA PAM with a dynamic bias control circuit [power amplifier module], » in Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE, 6-8 June 2004, pp. 365–368.
- [10] N.Wang, N. D. Lopez, V. Yousefzadeh, J. Hoversten, D. Maksimovic, and Z. Popovic, « Linearity of x-band class-e power amplifiers in a digital polar transmitter, » in Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 3-8 June 2007, pp. 1083–1086.
- [11] R. Bausière, F.Labrique, G. Segulier « LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE, » VOLUME 3 : LA CONVERSION CONTINU – CONTINU (2ème édition) Chapitre 3, ISBN : 2-7430-0139-9, Editeur (Dunod).

- [12] Xunwei Zhou, Pit-Leong Wong, Peng Xu, Fred C. Lee, Alex Q. Huang « Investigation of candidate VRM Topologies for Future Microprocessors, », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, N°. 6, November 2000, pp. 1172-1182.
- [13] A. Soto, P. Alou, J.A. Cobos, « Design Concepts and Guidelines for VRMs From a power stage Perspective, », 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [14] J.A. Cobos, O.Garcia, J. Uceda, « Supplying energy to mobile and autonomous Electronics, », Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International, 17-22 Oct. 2004 ,pp. 3 – 8.
- [15] J-F Helie, « Les convertisseurs DC/DC de proximité », Electronique industrielle, pp. 80-95, No 147, Mai 2004.
- [16] R. P. Singh, A. M. Khambadkone, G. S. Samudra, Y. C; Liang « Optimal power converter topology for powering future microprocessor demand, » 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronis Society, November 2-6 2004, Busan, Korea.
- [17] Dragan Maksimovic « Automated small-signal anlysis of switching converters using a general-purpose time-domain simulator, » IEEE APEC, Anahiem, CA, Feb. 15-19 1998.
- [18] M. Baïlo CAMARA, «SUPERCONDENSATEURS POUR ÉCHANGE DYNAMIQUE D'ÉNERGIE A BORD DU VÉHICULE ÉLECTRIQUE HYBRIDE Modélisation, étude des convertisseurs et commande», Thèse de Doctorat n° 90-2007 soutenue le 07 décembre 2007, Université de France-Comité.
- [19] Christophe BASSO « Average simulations of FLYBACK converters with SPICE3 » May 1996 (<http://www.intusoft.com/articles/flyback.pdf>).
- [20] Siew-Chong Tan,Y.M.Lai, Martin K.H.Cheung, and Chi K. Tse « On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter » IEEE transaction on power electronics, vol 20,NO 2, 425-437 March 2005.
- [21] J. L. Cocquerelle , « CEM et électronique de puissance », Edition TECHNIP, ISBN 2710807645, 1990.
- [22] Dragan Maksimovic « Automated small-signal anlysis of switching converters using a general-purpose time-domain simulator, » IEEE APEC,Anahiem, CA,Feb. 15-19 1998.
- [23] D. MULLER « CONCEPTION DES CIRCUITS IMPRIMÉS » Rapport technique de la Société IFTEC.
- [24] RAIMBOURG, « COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE LA CHASSE AUX DEMONS DE MAXELL » COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE CEA-DIF-DCRE Bruyères, page 1-40,(<http://www.cenbg.in2p3.fr/heberge/EcoleJoliotCurie/coursannee/cours/coursJoelRaimbourg.pdf>)
- [25] L. D. Smith, « Packaging and power distribution design considerations for a Sun Microsystems desktop workstation, » in Proc. Elect. Perform. Elect. Packag. Conf., Oct. 1997.

- [26] Smith L, Anderson R, Forehand D, and Roy T « Power distribution system design methodology and capacitor selection for modern CMOS technology », IEEE Trans. Adv. Packag., 1999, 22, pp. 284–291.
- [27] L. D. Smith, « Decoupling capacitor calculations for CMOS circuits », in Proc. Elect. Perf. Elect. Packag. Conf., Nov. 1994.
- [28] C. Paul, « Effectiveness of Multiple Decoupling Capacitors », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 34, no. 2, May 1992, page 155-166.
- [29] S. Pithadia, S. Lester, « LDO PSRR Measurement Simplified », Application Report SLAA414 (<http://www.ti.com/lit/an/slaa414.pdf>), Texas Instruments, July 2009.
- [30] J. Stauth, A. Niknejad, S. Sanders « Switching Regulator Power Supply Design for RF Power Amplifiers, », Dept of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Berkeley, USA.
- [31] J. Stauth and S. Sanders « Power supply rejection for RF amplifiers: Theory and measurements, », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, pp.2043, 2007.
- [32] J. Stauth and S. Sanders « Energy Efficient Wireless transmitters: Polar and Direct-Digital Modulation Architectures, », Technical Report NO. UCB/EECS-2009-22, Electrical Engineering and computer Sciences University of California at Berkeley.

Chapitre II : Etude des condensateurs de découplage

I. Introduction

Une des interrogations au sujet de l'alimentation d'amplificateurs RF via des hacheurs à découpage rapide est celle des moyens à utiliser pour s'affranchir du bruit résiduel dû à ces alimentations. En particulier, étant donné la gamme de fréquences mise en jeu, une attention particulière doit être apportée au schéma de découplage de ces alimentations.

Un des points important du découplage est la minimisation des inductances parasites. En effet, étant donné l'application particulière visée (Envelope Tracking), des variations importantes et rapides des courants d'alimentation sont attendues. Or une variation de courant qui se fait via une inductance génère des pics de tension transitoire ($V=L.\partial I/\partial t$) [1] qui vont donc se retrouver présents sur les lignes d'alimentation. Il importe donc que le réseau de découplage – théoriquement prévu pour être purement capacitif – ne rajoute pas d'inductance parasite trop importante.

Ces inductances parasites sont principalement de deux origines : d'une part, un mauvais routage de circuit imprimé, via l'inductance propre des pistes, peut être source de problèmes, et ce point sera étudié dans les chapitres suivants. Et d'autre part, les condensateurs eux-mêmes, qui sont imparfaits et présentent des éléments parasites. Le choix et le positionnement des condensateurs de découplage deviennent donc critiques.

Ce chapitre est donc consacré tout d'abord au choix des condensateurs susceptibles d'être utilisés pour découpler les alimentations, en mettant l'accent sur les technologies récemment développées pour minimiser les éléments parasites, en particulier l'inductance. Tous ces différents types de condensateurs vont être caractérisés en mesure et simulation. Ensuite nous comparerons les différentes technologies et constructeurs afin d'obtenir la plus performante combinaison. Enfin, pour chacun de ces condensateurs, un modèle équivalent est obtenu à partir des mesures afin de l'intégrer dans nos simulations.

II. Définition et rôle des condensateurs de découplage

Un condensateur de découplage est un condensateur (généralement céramique ou tantale) connecté entre l'alimentation du composant à découpler et la masse du circuit. Il permet d'évacuer les signaux de basse et haute fréquence vers la masse et augmente donc l'immunité électrique et électromagnétique du circuit sur lequel il est installé. En effet, le module de l'impédance d'un condensateur de capacité C est de la forme $1/C\omega$ (avec $\omega=2\pi f$). Donc, plus la fréquence est élevée, plus l'impédance est faible, et les perturbations de fréquence élevées privilégieront ce chemin de

retour à la masse. Cela permet donc de limiter l'amplitude des perturbations, et ce d'autant plus que leur fréquence est élevée [1]. De plus, la présence d'une capacité de découplage améliore la situation en se comportant dans le domaine temporel comme une source locale de charge, et joue par conséquent un rôle de stabilisateur de tension. D'autre part, la présence d'une capacité de découplage réduit la boucle effective de circulation du courant transitoire, limitant le rayonnement en mode différentiel.

Un condensateur réel, c'est-à-dire avec ses éléments parasites, peut être représenté par un circuit résonant RLC série, dans lequel C est la capacité nominale du condensateur, L est l'inductance série équivalente (ESL, ou Equivalent Series Inductance) et R est la résistance série équivalente (ESR, ou Equivalent Series Resistance) [2] [3] [4] (**Figure 23**). Ces deux éléments parasites (ESL et ESR) sont associés aux plots de connexion et électrodes du composant qui, par leur structure même possèdent une résistivité et une inductance [2]. L'inductance parasite est également liée à la structure interne du condensateur (enroulement ou empilement des électrodes). Tout ceci modifie bien évidemment l'impédance du composant par rapport à celle d'un condensateur idéal (**Figure 24**).

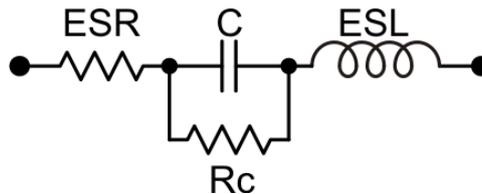


Figure 23: Circuit équivalent d'un condensateur

Le comportement du condensateur est donc capacitif en dessous de la fréquence de résonance et devient inductif au delà. L'impédance du condensateur est définie par l'équation ci-dessous et est illustrée à la **Figure 24**.

$$Z = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \quad (\text{II.1})$$

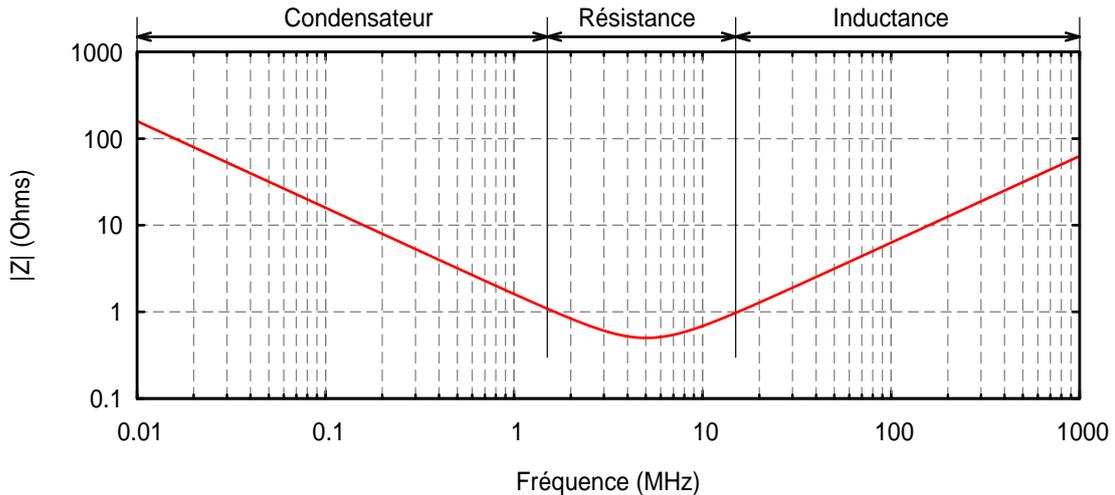


Figure 24: Impédance d'un condensateur réel en fonction de la fréquence

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{LC}} \quad (II.2)$$

Du fait de la présence de ces éléments parasites, un seul condensateur ne suffit généralement pas pour présenter une faible impédance sur une large bande de fréquence. La solution consiste à mettre en parallèle plusieurs condensateurs selon les besoins (bande fréquentielle et impédance cible) : de fortes capacités électrolytiques (tantale, aluminium), pour basses fréquences et de faibles capacités CMS (Composants Montés en Surface) pour les hautes fréquences. L'effet principal de cette mise en parallèle est d'augmenter la bande de fréquence sur laquelle l'impédance est faible (inférieure à l'impédance limite Z_{cible} – équation (II.3)), d'une part en accroissant la capacité totale (effet en BF), et d'autre part en conjuguant les effets des capacités et des éléments parasites des différents condensateurs pour reporter les phénomènes inductifs au-delà de la bande utile [4]. L'impédance « cible », définie par l'équation (II.3), fixe la valeur maximale d'impédance du réseau à ne pas dépasser en tenant compte du courant nécessaire à l'alimentation des composants ainsi que de la variation de la tension d'alimentation autorisée [5] :

$$Z_{cible} = \frac{(\text{Tension d'alimentation}) \times (\text{Ondulation permise en \%})}{\text{Courant}} \quad (II.3)$$

A l'aide de ce paramètre on peut donc optimiser le comportement fréquentiel de l'impédance du réseau d'alimentation. Si l'impédance est supérieure à l'impédance cible pour une fréquence correspondant au fonctionnement du circuit, la tension d'alimentation aura une fluctuation supérieure à l'ondulation autorisée.

La mise en place d'un réseau d'alimentation – découplage compris – stable requiert donc de limiter au maximum son impédance pour que cette dernière soit inférieure à l'impédance cible. Il faut donc choisir les différents condensateurs avec soin pour éviter des remontées d'impédance indésirables dans la bande utile. Par exemple, deux capacités dont les valeurs sont trop éloignées l'une de l'autre ne vont pas pouvoir compenser leurs effets dans la zone de transition capacité/inductance, et l'impédance totale risque de présenter des pics trop élevés dans cette zone. La **Figure 25** donne un exemple de ce phénomène avec une comparaison des impédances de deux groupes de deux capacités réelles mises en parallèle (100nF//22nF et 100nF//1nF).

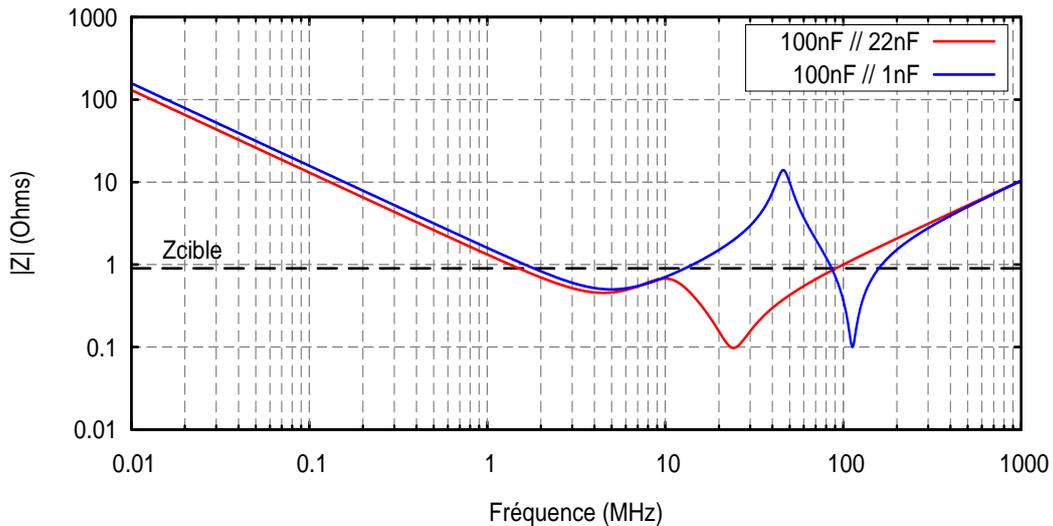


Figure 25: Comparaison de l'impédance de deux groupes de deux condensateurs non idéaux

On remarque que le facteur 100 entre les capacités (100nF//1nF) est beaucoup trop grand pour que l'impédance ne présente pas de variations significatives dans la bande de fréquence intermédiaire, contrairement au cas où les capacités sont dans rapport cinq (100nF//22nF). En conséquence, moins le facteur entre les valeurs des différents condensateurs est grand, plus l'impédance du réseau de découplage est stable.

En ce qui concerne la partie basse fréquence du découplage, la tâche est le plus souvent confiée à des condensateurs électrolytiques (tantale, aluminium). Pour ce qui est du reste de la bande de fréquence, les condensateurs de type MLCC (Multi Layer Ceramic Capacitors) – en d'autres termes, des condensateurs multicouche à diélectrique céramique – règnent en maître dans ces applications de découplage. La gamme de valeurs de capacité que cette technologie est capable de couvrir s'étend chaque jour, au point que les MLCC viennent maintenant concurrencer les électrolytiques au tantale dans le domaine des capacités jusqu'à 100µF.

Des compromis doivent cependant être faits sur ces réseaux de découplage. En particulier, outre le fait qu'un réseau à multiples condensateurs peut occuper une taille non négligeable en regard des longueurs d'ondes mises en jeu (problèmes de circuit localisé/distribué), les performances

RF de tels réseaux seront toujours dépendantes des caractéristiques de la plus faible des capacités, et en particulier de son inductance parasite ESL. Dans le cadre d'alimentations à découpage, la conjugaison d'une inductance parasite et de rapides variations de courant va conduire à l'apparition de pics de tension parasites qu'on tient particulièrement à éviter.

C'est pourquoi les fabricants de condensateurs se sont attachés à développer des technologies permettant de réduire ces inductances parasites. Une des premières solutions consiste à inverser la géométrie du condensateur en plaçant les plots de connexion sur la longueur du boîtier CMS plutôt que sur la largeur : l'ESL d'un condensateur étant principalement déterminée par la taille de la boucle de courant qu'il crée, le fait de rapprocher les plots de connexion diminue mécaniquement l'inductance. Ces condensateurs sont généralement appelés RGC (Reverse Geometry Capacitor). En ce qui concerne les capacités élevées, quelques nouvelles technologies ont vu le jour. Il s'agit d'empilements de condensateurs MLCC en parallèle de façon à atteindre de fortes valeurs de capacité (quelques centaines de μF sous 100V). La configuration de ces empilements a été optimisée pour minimiser l'inductance et la résistance parasite.

Une nouvelle technologie de condensateurs est également apparue, à savoir les capacités de type X2Y, censée présenter une inductance parasite encore plus réduite grâce à une technique d'entrecroisement des couches métalliques et diélectriques.

Nous reviendrons plus en détail sur chacune de ces technologies dans la suite de ce chapitre, mais on peut d'ores et déjà se rendre compte qu'il est de la première importance de pouvoir connaître la valeur des éléments parasites des condensateurs afin de dimensionner correctement les réseaux de découplage pour une bande de fréquence donnée, et cela passe nécessairement par une phase de caractérisation.

III. Caractérisation des condensateurs de découplage

III.1. Conditions de mesure

La connaissance de ces éléments parasites est donc primordiale pour un dimensionnement correct du réseau d'alimentation. Cependant, les valeurs de ces éléments parasites est rarement donnée par les constructeurs, et une étude expérimentale est indispensable pour évaluer les modèles de simulation permettant de caractériser l'influence des condensateurs utilisés dans les réseaux de découplage. Dans cette partie, on va donc s'intéresser à la caractérisation des différents condensateurs pressentis pour le découplage.

Cette caractérisation a tout d'abord été menée à l'aide d'un analyseur d'impédances de précision Wayne-Kerr 65120B (**Figure 26**). Si cet analyseur nous a pleinement donné satisfaction pour

les capacités de valeurs relativement élevées ($\geq 100\text{nF}$), la bande passante de cet appareil (120MHz) ne nous permettait pas de caractériser pleinement les capacités de faible valeur (10nF et 1nF). En effet, l'inductance parasite relativement faible de ces condensateurs faisait que la résonance du composant se situait au-delà de la fréquence maximale de l'analyseur. Aussi avons nous recommencé ces caractérisation à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV) qui permet des mesures sur une bande plus importante.



Figure 26: Analyseur d'impédance utilisé pour les premières caractérisations

L'impédance des condensateurs est obtenue en mesurant les pertes par insertion via l'ARV. Le véhicule de test est simplement composé d'un petit circuit imprimé (**Figure 27**). L'ARV effectue une mesure des paramètres [S] en transmission entre ses deux ports. Les condensateurs sont soudés sur le circuit imprimé comme le montre la **Figure 28**. Un petit circuit additionnel (à droite sur la **Figure 27**) est destiné à étalonner le dispositif de mesure en faisant en sorte que l'influence du circuit imprimé puisse être annulée par le biais du deembedding. De cette façon, le plan de référence de la mesure se situera exactement dans le plan dans lequel se trouve le condensateur à caractériser.



Figure 27: Circuit imprimé de caractérisation des condensateurs (à gauche) et circuit d'étalonnage pour deembedding (à droite)

Le circuit imprimé muni du condensateur à tester est alors monté dans un support de test RF 3680-20 d'Anritsu (**Figure 28**), et la mesure est effectuée via un ARV ZVB4 (150kHz – 4GHz) de Rohde & Schwartz (**Figure 29**). Toutes les mesures ont pour l'instant été effectuées pour une fréquence maximum de 2GHz.

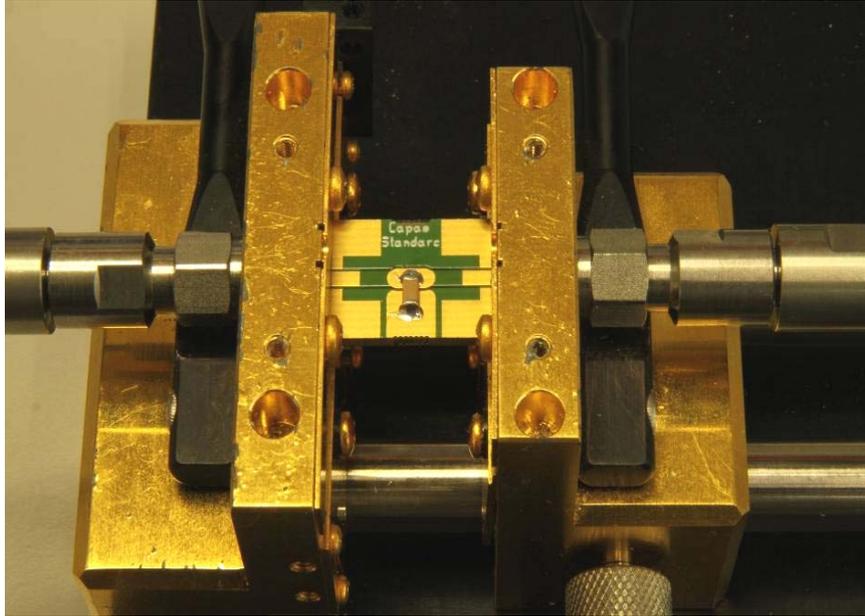


Figure 28: Circuit imprimé + condensateur montés dans le support de test

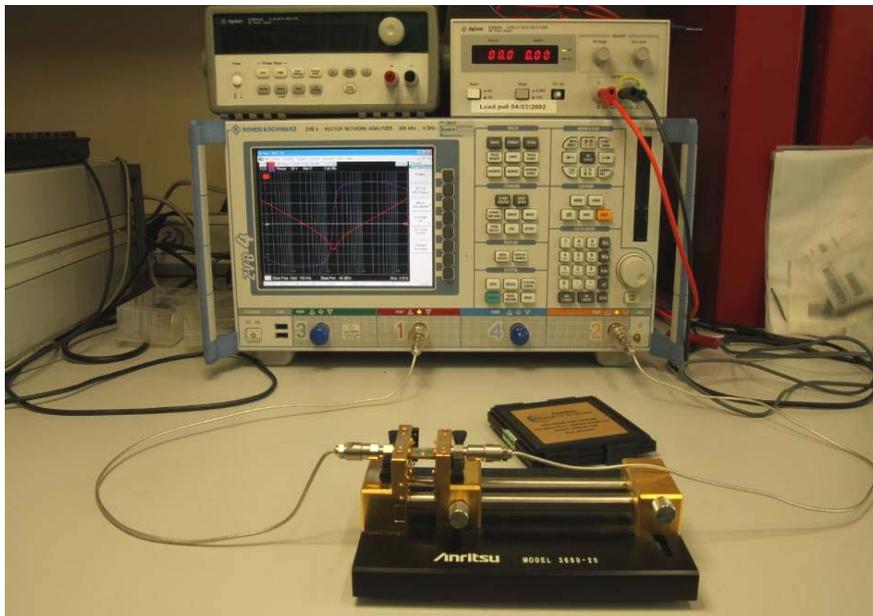


Figure 29: Dispositif complet de caractérisation

Les paramètres [S] obtenus à l'issue des mesures sont ensuite utilisés pour calculer l'impédance en fonction de la fréquence. Des approximations sont possibles pour obtenir le paramètre Z_{12} à partir du paramètre S_{12} défini par l'équation II.4 :

$$Z_{12} = \frac{Z_0}{2} \times \frac{S_{12}}{(1 - S_{12})} \text{ (Avec } Z_0=50\Omega) \quad (\text{II.4})$$

III.2. Caractérisation

Dans cette partie, nous allons détailler les différents types de condensateurs susceptibles d'être utilisés pour découpler les alimentations, en mettant l'accent sur les technologies récemment développées pour minimiser les éléments parasites, et en particulier l'inductance. Tous ces différents types de condensateurs ont donc été approvisionnés, en diversifiant les fabricants. Compte tenu des réserves émises par nos partenaires d'ALPAGA sur de possibles problèmes d'approvisionnement à long terme, les fabricants d'origine asiatique (Murata, TDK, Panasonic, etc.) ont été écartés, et nous n'avons principalement retenu que deux fabricants états-unis, KEMET et AVX. Toutes les capacités retenues pour l'instant ont une tension de service de 50V et sont à montage en surface (CMS).

Dans l'optique d'une mise en parallèle des capacités de découplage, les valeurs des différents condensateurs ne devaient pas être trop éloignées les unes des autres, et la décade semblait un bon compromis. C'est pourquoi les valeurs de 10µF, 1µF, 100nF, 10nF et 1nF ont été retenues pour cette étude. Hormis pour la valeur de 10µF, pour laquelle quelques capacités au tantale ont été testées, tous les condensateurs mesurés sont des MLCC (MultiLayer Chip Capacitor).

Suivant leur destination, leur tension de service ou leur gamme de capacité ou de température, les MLCC sont fabriqués à partir de divers diélectriques (norme EIA RS 198) [5], parmi lesquels les plus souvent rencontrés sont :

- COG (aussi appelé NPO) pour de faibles valeurs de capacité (permittivité relative $\epsilon_r = 15-100$), mais caractérisé par de très faibles pertes et une bonne tenue en température.
- X7R, le plus couramment utilisé pour les condensateurs standards. Permet des valeurs de capacités élevées ($\epsilon_r=2000-4000$), des tensions de service usuelles, mais possède une dépendance moyennement bonne des valeurs en température et en tension.
- Y5V, pour les fortes valeurs de capacité ($\epsilon_r > 16000$) et de tension de service, mais performances très moyennes sur la tenue en température et en tension.

Les dénominations de ces diélectriques sont construites à partir de leurs caractéristiques en température, comme indiqué dans les tables suivantes :

Ppm/°C	
C	0
B	0.3
L	0.8
A	0.9
M	1.0
P	1.5
R	2.2
S	3.3
T	4.7
V	5.6
U	7.5

Multiplicateur	
0	-1
1	-10
2	-100
3	-1000
4	+1
6	+10
7	+100
8	+1000

Tol. (ppm/°C)	
G	±30
H	±60
J	±120
K	±250
L	±500
M	±1000
N	±2500

T° Min	
Z	+10°C
Y	-30°C
X	-55°C

T° Max	
2	+45°C
4	+65°C
5	+85°C
6	+105°C
7	+125°C

ΔC/ΔT° Max	
A	±1%
B	±1.5%
C	±2.2%
D	±3.3%
E	±4.7%
F	±7.5%
L	+15% / -40%
P	±10%
R	±15%
S	±22%
T	+22% / -33%
U	+22% / -56%
V	+22% / -82%

Diélectriques de classe I (Type C0G)

Diélectriques de classe II (Type X7R)

Tableau 1: Nomenclature pour les diélectriques selon EIA RS 198

Nous allons maintenant détailler et analyser les résultats que nous avons obtenus sur les différentes capacités testées.

III.2.1. Caractérisation des condensateurs de 10 μF

III.2.1.1. Condensateurs MLCC empilés

Il existe peu ou pas de condensateurs MLCC classiques de forte capacité (> 1μF), supportant une tension élevée (> 35V) et présentant une faible inductance. De par sa structure même, le condensateur MLCC doit soit accroître son nombre de couches pour augmenter la capacité, soit garder le même nombre de couches en augmentant la surface, et donc la taille. Dans tous les cas, cela se traduit par une augmentation de l'inductance parasite. Cependant, les fabricants ont contourné le problème par une astuce technologique consistant à empiler les condensateurs MLCC en parallèle de façon à atteindre de fortes valeurs de capacité (quelques centaines de μF sous 100V). La configuration de ces empilements a été optimisée pour minimiser l'inductance et la résistance parasite (ESL=400pH et ESR=10mΩ pour un 5.6μF par exemple) sous un encombrement réduit tout en maximisant la réponse en courant. Deux condensateurs de 10μF/50V ont été testés, un pour chacun des fabricants KEMET et AVX [6] [7]:



AVX RH215C106MAARA3
Diélectrique X7R, boîtier RH21



KEMET C2220C106M5R2CTU
Diélectrique X7R, boîtier 2220

Les résultats des mesures sont présentés sur la figure ci-dessous :

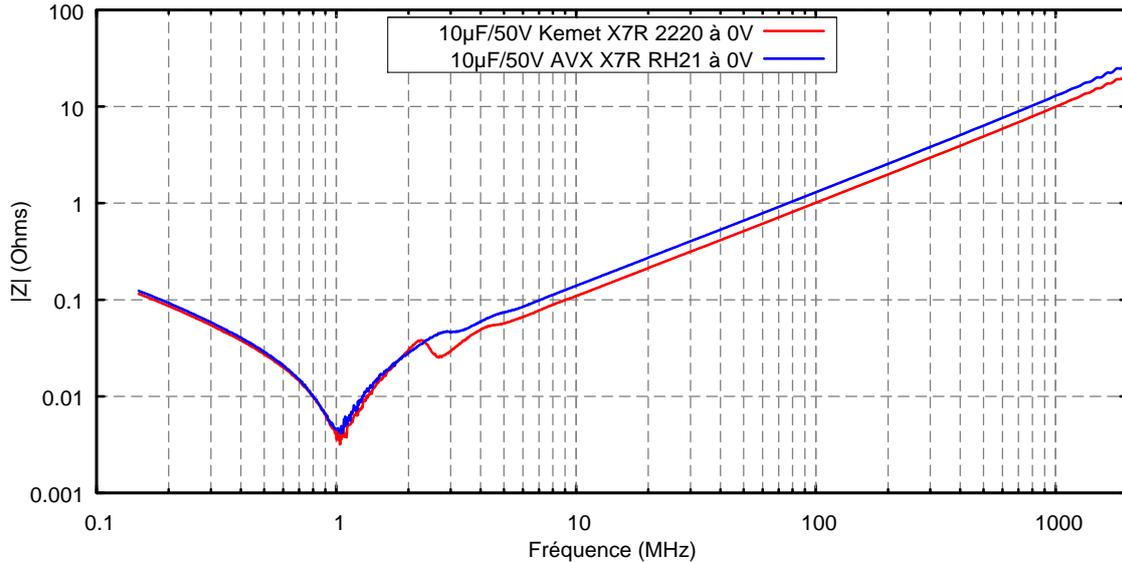


Figure 30: Comparaison des mesures des réponses fréquentielles des condensateurs X7R 10µF/50V à boîtiers empilés

Les courbes sont sensiblement similaires quant à la partie capacitive et à la valeur de l'ESR, mais on peut noter que le condensateur Kemet est légèrement meilleur que celui d'AVX du point de vue de l'inductance parasite. Ce qui transparaît cependant le plus est la seconde résonance aux alentours de 2-3MHz, due à l'empilement de deux condensateurs et aux inductances des plots de liaison entre condensateurs. Toutefois, cette résonance reste modeste et l'impédance du condensateur global en est peu affectée ($< 0.1 \Omega$).

III.2.1.2. Condensateurs au Tantale

Ce type de condensateur est l'un des plus utilisés pour les capacités élevées intermédiaires (gamme de 1µF à 100µF). Ils sont fabriqués à peu de choses près de la même façon que les MLCC par empilement de millefeuilles d'électrodes/diélectriques, mais contrairement aux condensateurs céramiques, ils sont polarisés. De même que pour les MLCC, plusieurs techniques sont utilisées pour réduire les inductances parasites, et surtout pour réduire la résistance équivalente série (ESR). Malheureusement, en ce qui concerne les condensateurs au tantale à faible inductance (Low ESL), peu de fabricants en proposent en version électrochimique au tantale, et quand c'est le cas, les tensions de services maximum ne sont pas assez élevées dans ces séries. Trois fabricants ont été sélectionnés : AVX, KEMET et SPRAGUE. Pour chacun d'eux, un condensateur dit « standard » et un condensateur spécial « Low ESR » ont été sélectionnés et testés :



Les résultats des mesures sont présentés sur la figure ci-dessous :

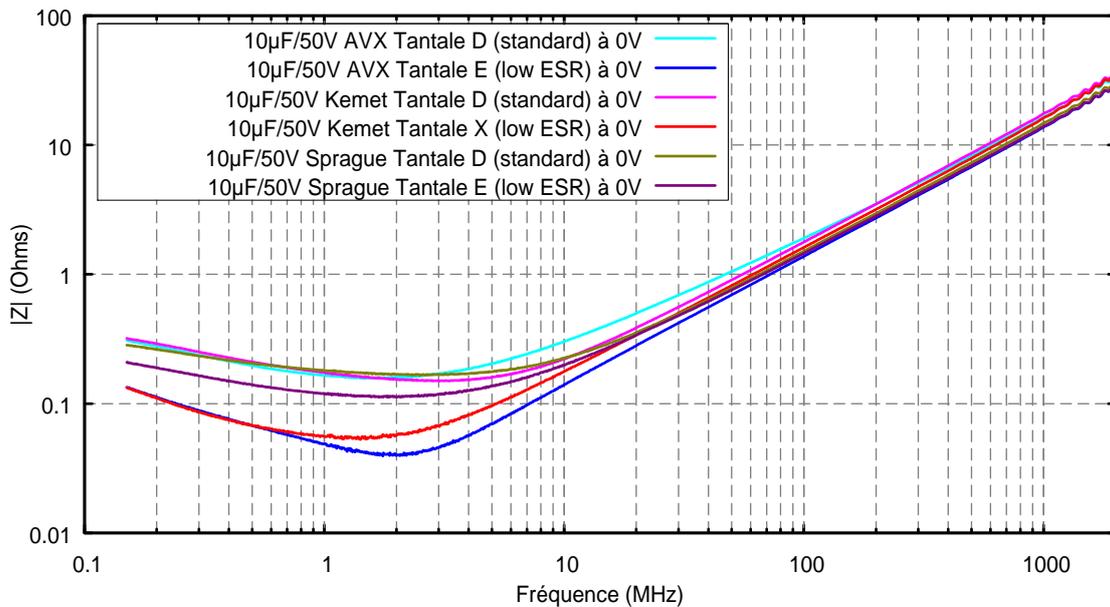


Figure 31: Comparaison de l'impédance mesurée des condensateurs 10µF / 50V au tantale

Tous les condensateurs mesurés présentent des inductances proches. La différence la plus notable tient à la valeur de l'ESR, pour laquelle les condensateurs dits « Low ESR » de KEMET et d'AVX sont deux fois plus efficaces sur ce point que leurs homologues standard, alors que la même version Low ESR de SPRAGUE ne tient pas vraiment ses promesses.

Une comparaison entre les condensateurs au tantale les plus performants et les condensateurs MLCC présentés plus haut, et on peut noter que ces dernières sont bien meilleures quant à l'ESR. Il convient cependant d'être prudent, car le coefficient de qualité plus élevé qu'implique cette faible résistance est synonyme de résonances plus marquées, pour peu que le

spectre du signal de découplage possède des raies dans cette zone de fréquence. Dans le cas où ces capacités devraient être employées, il faudra donc faire attention à ce que les impédances des autres capacités utilisées puissent atténuer cet effet.

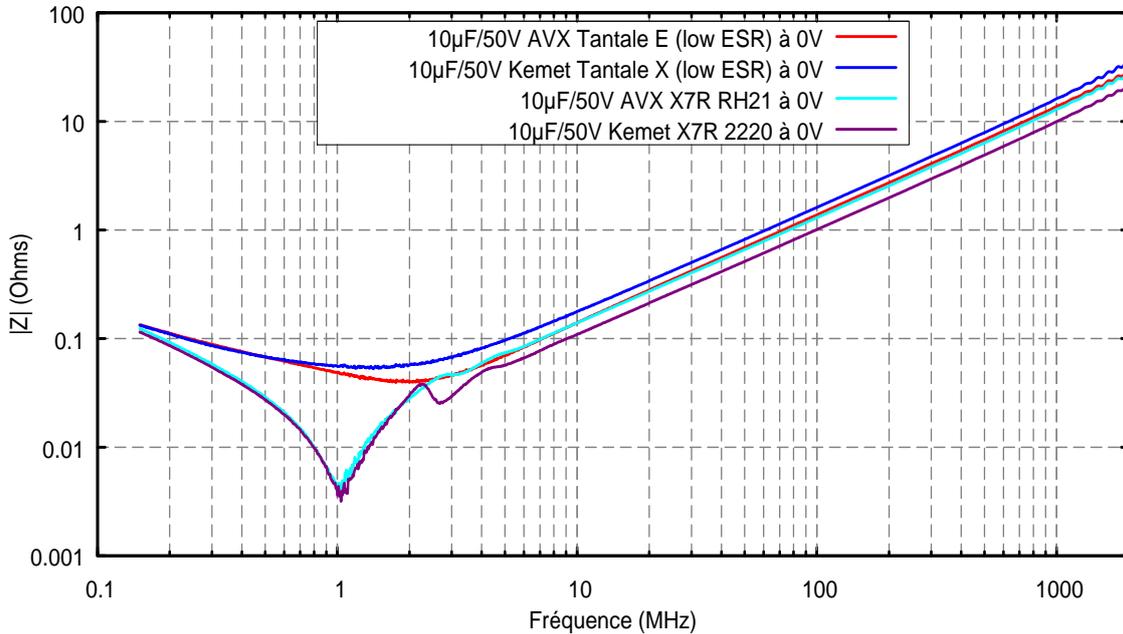


Figure 32: Comparaison de l'impédance des 10µF/50V Tantale et MLCC/X7R

III.2.2. Condensateurs de 1 µF

Seuls des MLCC ont été testés ici, dans plusieurs tailles de boîtiers CMS. Le diélectrique est du type X7R pour tous les condensateurs :

- AVX 12065C105JAT2A : X7R, Boîtier 1206, Tol. 5%
- AVX 12105C105KAT2A: X7R, Boîtier 1210, Tol. 10%
- AVX 18125C105K4Z2A: X7R, Boîtier 1812, Tol. 10%, Automobile
- KEMET C1206C105K5RACTU : X7R, Boîtier 1206, Tol. 10%
- KEMET C1210F105K5RACAUTO: X7R, Boîtier 1210, Tol. 10%, Automobile
- KEMET C1812C105K5RACTU: X7R, Boîtier 1812, Tol. 10%

Les résultats des mesures sont présentés sur la **Figure 33**. Dans une première analyse, on peut noter que les impédances mesurées sont assez similaires. Par contre, il semble que le rapport taille/ESL ne soit pas tout à fait respecté : par ordre de tailles croissantes (1206, 1210 et 1812), les inductances devraient également croître. Cela semble être le cas pour les boîtiers 1812, et en particulier pour le KEMET, mais il s'avère que les capacités en boîtier 1210 sont moins inductives que leurs équivalent en 1206, et ce quelque soit le fabricant. La structure interne de ces condensateurs en est certainement la cause, mais n'y ayant pas accès, nous ne pouvons qu'émettre des hypothèses.

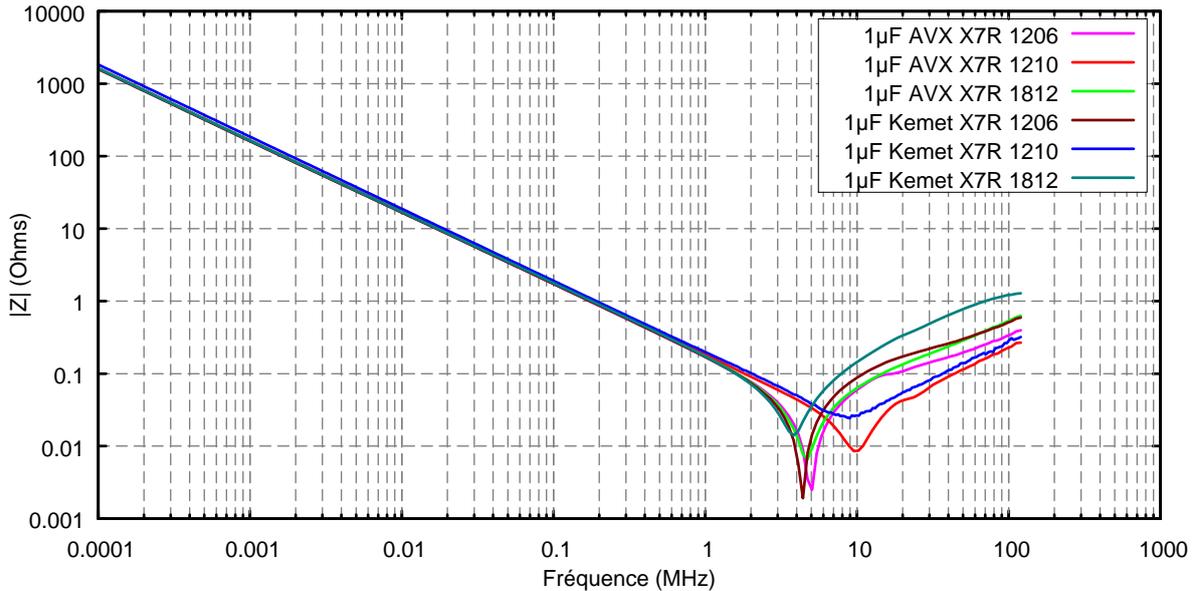


Figure 33: Comparaison des impédances des condensateurs 1µF / 50V MLCC

III.2.3. Condensateurs de 100 nF

Là encore, diverses tailles de boîtier CMS ont été testées, depuis le format 0603 jusqu'au 1812 :

- AVX 08055C104K4Z2A : X7R, 0805, Tol. 10%, Automobile, FlexTerm
- AVX 08055F104KAT2A : X8R, 0805, Tol. 10%, Haute Température (150°C)
- AVX 12065C104KAT00J : X7R, 1206, Tol. 10%
- AVX 12105C104KAZ2A : X7R, 1210, Tol. 10%, FlexTerm
- KEMET C0603C104K5RACTU : X7R, 0603, Tol. 10%
- KEMET C0805F104K5RACAUTO : X7R; 0805, Tol. 10%, Automobile
- KEMET C1206C104K5RACTU : X7R, 1206, Tol. 10%
- KEMET C1210C104K5HACTU : X8R, 1210, Tol. 10%
- KEMET C1812C104K5HACTU : X8R, 1812, Tol. 10%
- KEMET C1812H104J5GACTU : COG, 1812, Tol. 5%, Haute Température (200°C)

Les résultats des mesures sont présentés sur les figures suivantes. On y retrouve là encore un comportement étrange en fonction des tailles : dans le cas d'AVX, les boîtiers 1206 possèdent sans surprise une inductance parasite plus élevée que celle des boîtiers 0805, mais, comme dans le cas des condensateurs de 1µF, le boîtier 1210 se révèle plus performant que le 1206 et le 0805.

Ce comportement surprenant est confirmé pour les condensateurs Kemet, où les plus « gros » boîtiers (1210 et 1812) possèdent les meilleures inductances, et les meilleures ESR incidemment. Mais avec, pour ces boîtiers, la présence de deux résonances « parasites » qui semblent propres à ce fabricant, la courbe du 1210 d'AVX ne présentant aucune de ces résonances.

Ces résonances semblent donc liées à une technologie de fabrication particulière, et non à la taille de boîtier.

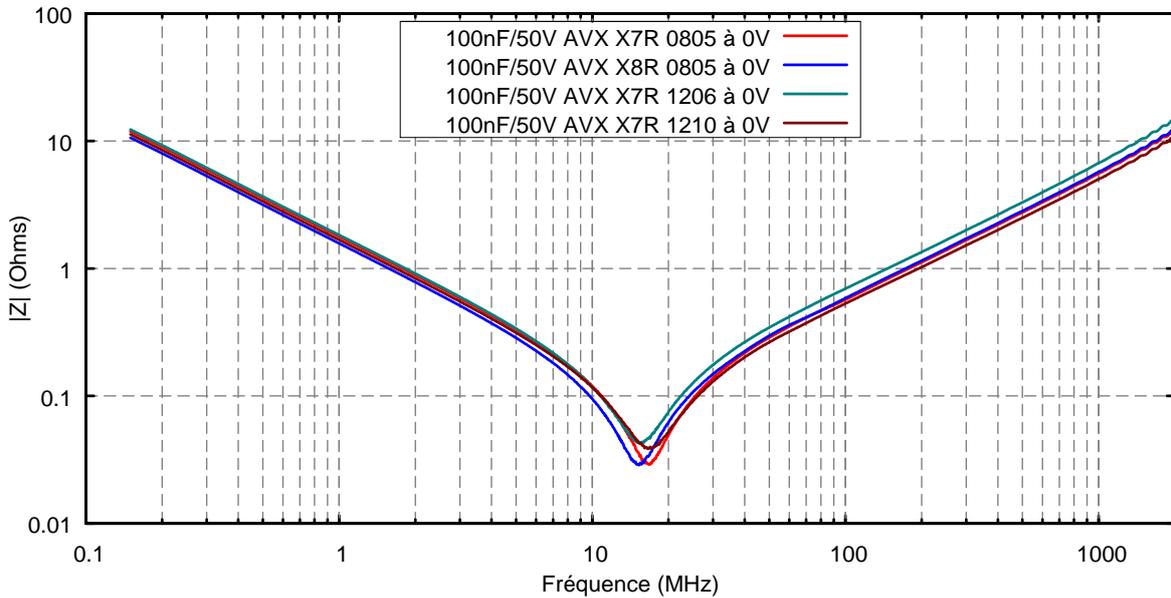


Figure 34: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 100nF/50V d'AVX

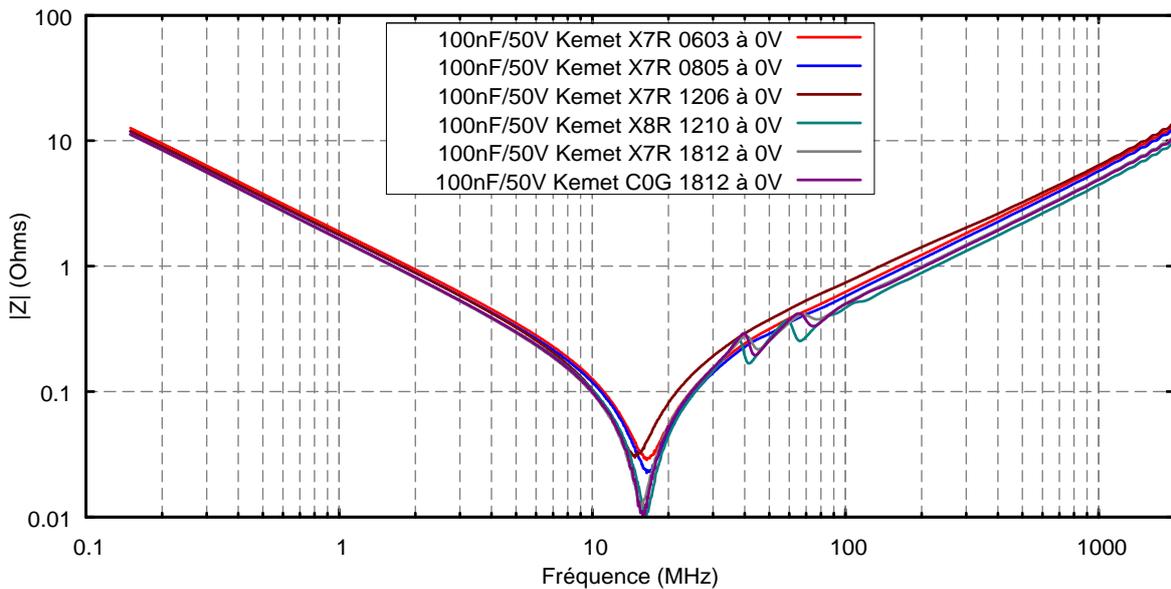


Figure 35: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 100nF/50V de Kemet

III.2.4. Condensateurs de 10 nF

Les capacités qui ont été testées sont les suivantes :

- AVX 06035C103JAT2A : X7R, 0603, Tol. 10%
- AVX 06035F103K4T2A : X8R, 0603, Tol. 10%, Automobile
- AVX 08055C103JAT2A : X7R, 0805, Tol. 5%
- AVX 08055F103K4T2A : X8R, 0805, Tol. 10%, Automobile

- AVX 12065C103KAT2A : X7R, 1206, Tol. 10%
- KEMET C0603C103K5RACTU : X7R, 0603, Tol. 10%
- KEMET C0805F104K5RACAUTO : COG; 0805, Tol. 5%
- KEMET C0805C103K5HACTU : X8R, 0805, Tol. 10%, Température 150°C
- KEMET C0805C103K5RACTU: X7R, 0805, Tol. 10%
- KEMET C1206C103K5HACTU: X8R, 1206, Tol. 10%, Température 150°C
- KEMET C1206C103K5RACTU: X7R, 1206, Tol. 10%
- KEMET C1206H103J5GACTU: COG, 1206, Tol. 5%

Les figures suivantes donnent le résultat de ces mesures d'impédance :

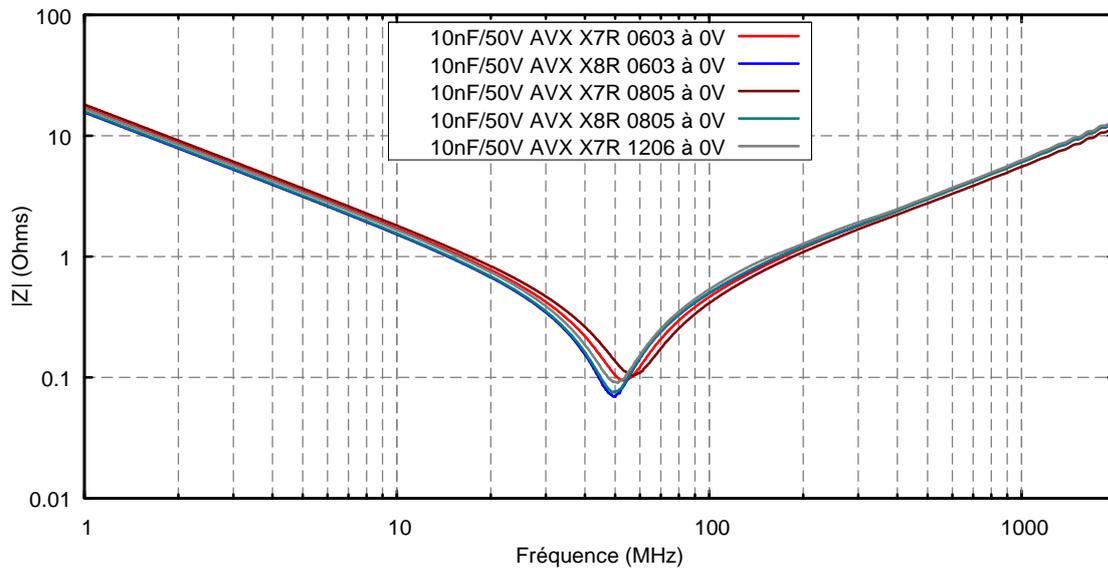


Figure 36: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 10nF/50V d'AVX

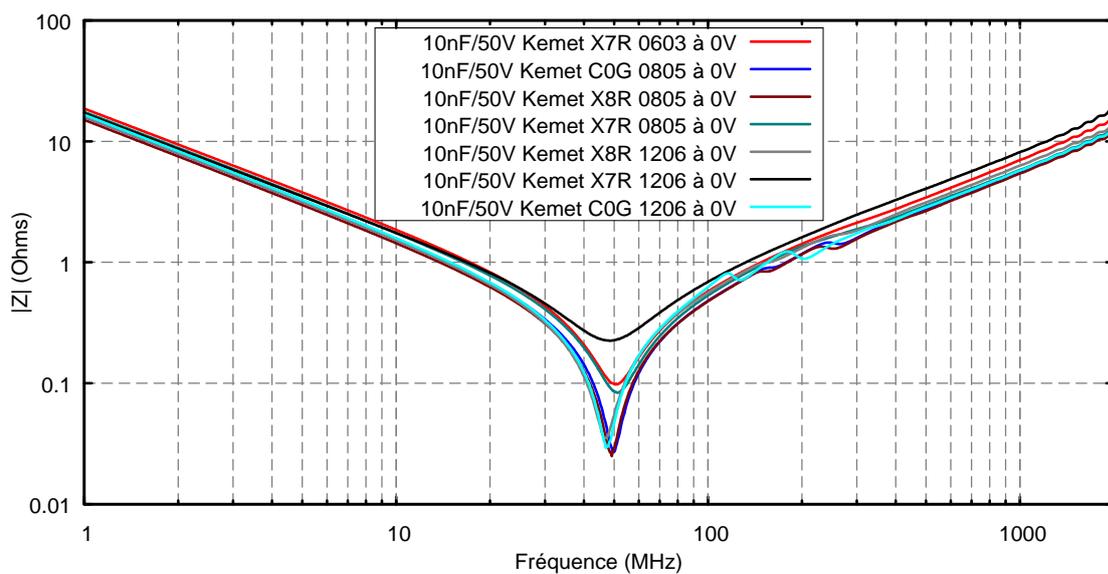


Figure 37: Comparaison des impédances des condensateurs MLCC 10nF/50V de Kemet

En ce qui concerne les condensateurs de marque AVX, on peut noter des comportements assez similaires tant au niveau de l'inductance parasite que de l'ESR, avec dans ce dernier cas un très léger avantage pour les condensateurs en X8R par rapport au X7R classique, mais l'inductance parasite semble alors en pâtir.

La disparité des résultats est bien plus grande pour ce qui est des condensateurs de Kemet : le 1206/X7R est clairement le moins performant, tant en ESL qu'en ESR, et les autres boîtiers en X7R (0603 et 0805) se classent dans la même gamme que les AVX. Par contre, les autres condensateurs X8R et surtout les COG ont de bonnes performances, avec une ESR plus faible et une ESL parmi les meilleures. Toutefois, on note comme précédemment l'apparition de résonances parasites sur la partie inductive, et qui peuvent être extrêmement marquées comme dans le cas du 1206/COG. Il semble se confirmer que ces résonances sont liées à la taille du boîtier : les fréquences pour les 0805 sont les mêmes, et elles diffèrent de celles du 1206/COG. Une autre chose surprenante est que ces résonances sont presque absentes pour le 1206/X8R alors qu'elles apparaissent pour le 0805/X8R.

III.2.5. Condensateurs de 1 nF

Finalement, les condensateurs de 1nF/50V ont été testés pour les composants suivants :

- AVX 06035C102KAT2A: X7R, 0603, Tol. 10%
- AVX 06035F102K4T2A: X8R, 0603, Tol. 10%, Automobile
- AVX 06035A102JAT2A: COG, 0603, Tol. 5%
- AVX 08055C102KAT2A: X7R, 0805, Tol. 10%
- AVX 08055F102KAT2A: X8R, 0805, Tol. 10%, Haute Température (150°C)
- AVX 08055A102JAT2A: COG, 0805, Tol. 5%
- AVX 12065C102KAT2A: X7R, 1206, Tol. 10%
- AVX 12065A102KAT2A: COG, 1206, Tol. 10%
- KEMET C0603C102K5RACTU: X7R, 0603, Tol. 10%
- KEMET C0603C102J5HACTU: X8R, 0603, Tol. 5%, Automobile
- KEMET C0603C102J5GACTU: COG, 0603, Tol. 5%
- KEMET C0805X102K5RACTU: X7R, 0805, Tol. 10%
- KEMET C0805C102J5GACTU: COG, 0805, Tol. 5%
- KEMET C1206C102K5RACTU: X7R, 1206, Tol. 10%
- KEMET C1206C102J5GACTU: COG, 1206, Tol. 5%

Les résultats des mesures sont présentés sur les figures ci-dessous :

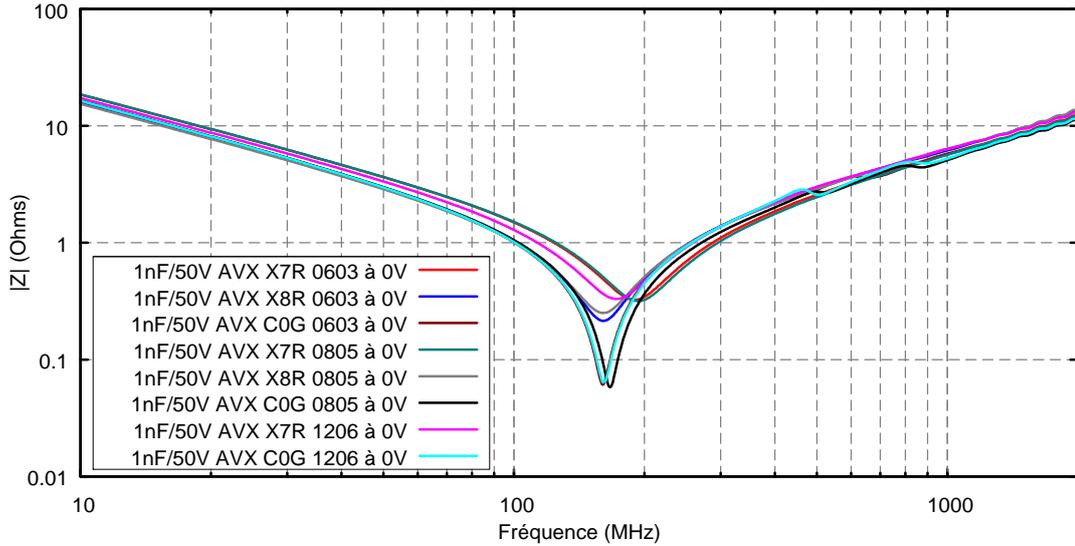


Figure 38: Comparaison des impédances pour les condensateurs 1nF/50V d'AVX

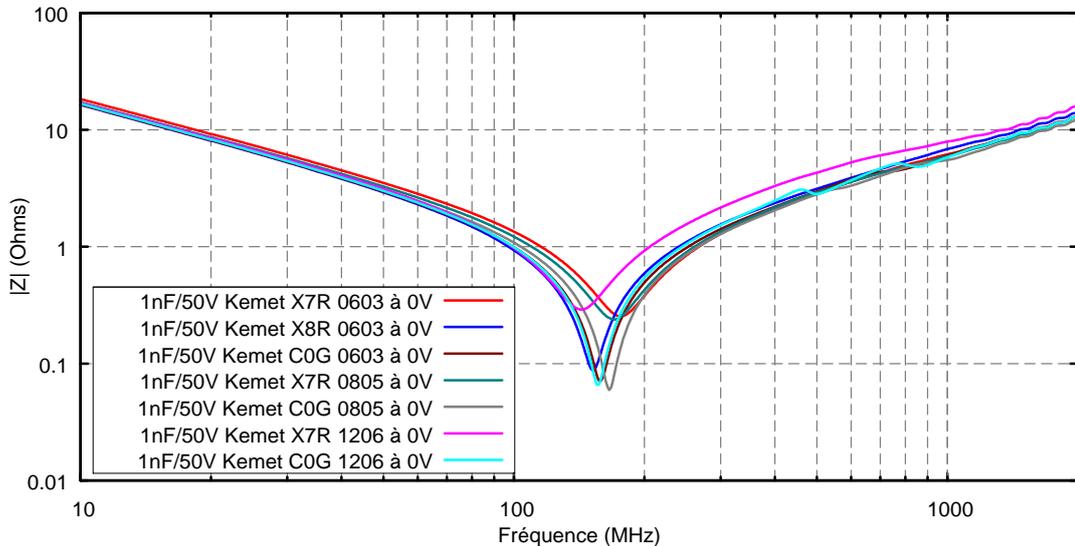


Figure 39: Comparaison des impédances pour les condensateurs 1nF/50V de Kemet

Là encore, les choses sont assez confuses. Tant en ce qui concerne AVX que Kemet, les 0603 et 0805 en X7R se comportent classiquement, avec une bonne ESL mais une ESR assez médiocre. Ensuite, le X7R/1206 d'AVX est beaucoup plus performant que le même type chez Kemet.

Du point de vue de l'ESR, les condensateurs à base de C0G ou de X8R sont plus performants, mais leur inductance parasite tend à être plus importante. Une mention spéciale au 0603/C0G de Kemet qui a une ESR du même ordre de grandeur que celle des C0G.

Par ailleurs, on retrouve les désormais classiques résonances parasites sur les C0G, et ce quelque soit le fabricant, alors qu'il n'y en a pas avec le X8R. Afin d'y voir plus clair, nous avons tracé

séparément les impédances des condensateurs pour ce diélectrique. Les **Figures 40** à **42** présentent ces comparaisons. On peut tout de suite noter que les 1206/COG présentent tous deux les résonances parasites les plus marquées, et qui plus est, à peu près aux mêmes fréquences, ainsi que le montre la **Figure 42**.

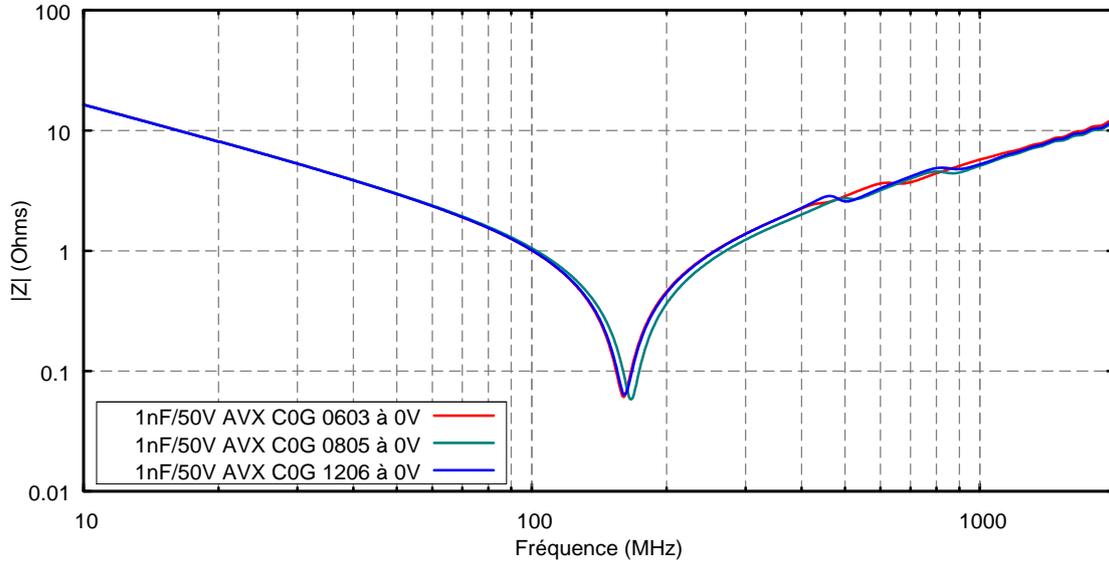


Figure 40: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V d'AVX

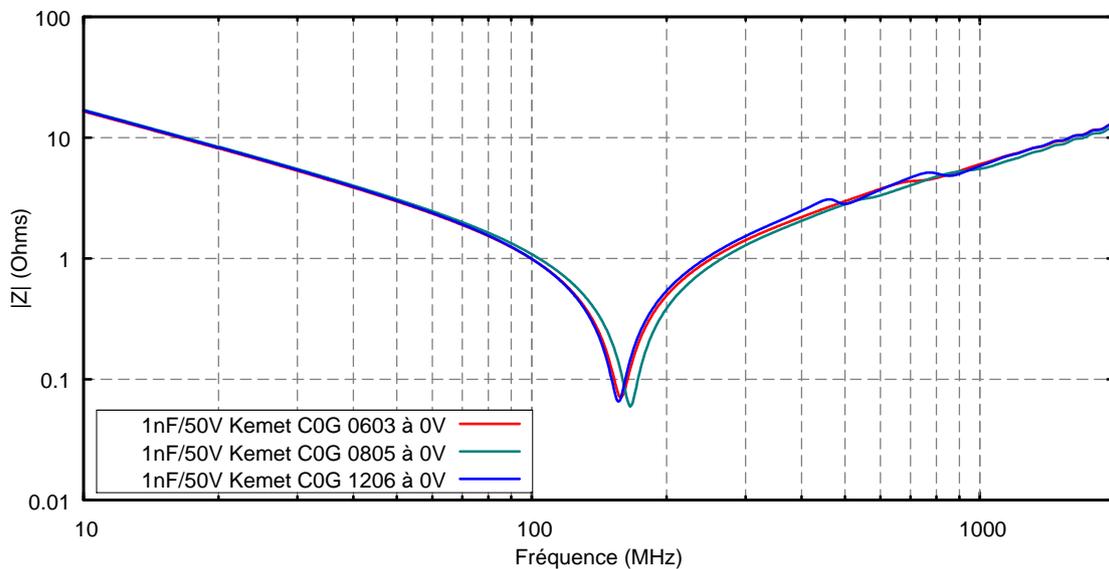


Figure 41: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V de Kemet

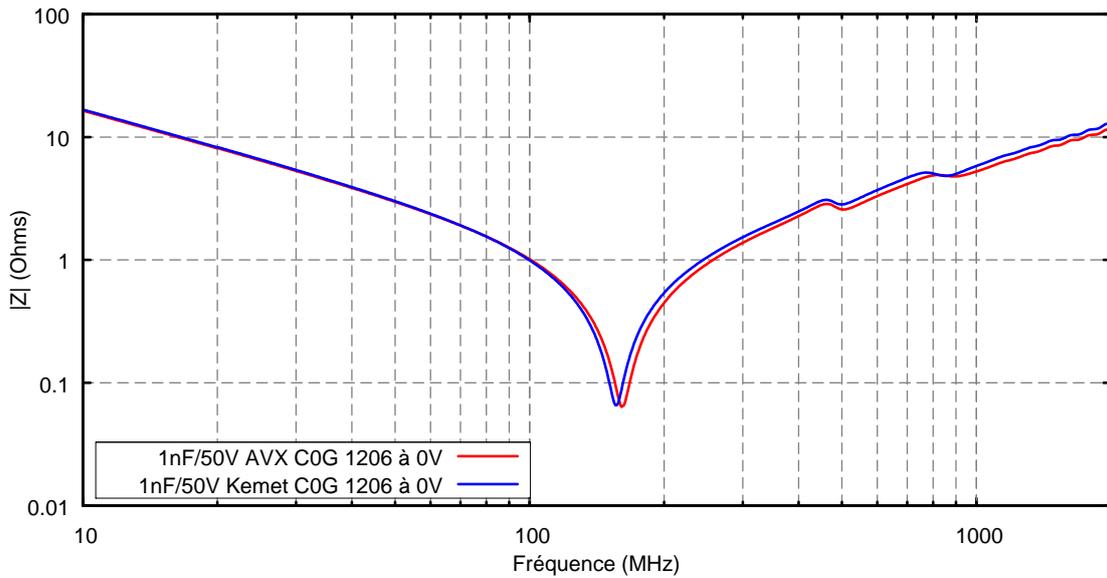


Figure 42 : Comparaison des impédances pour les condensateurs C0G 1nF/50V en boîtier 1206

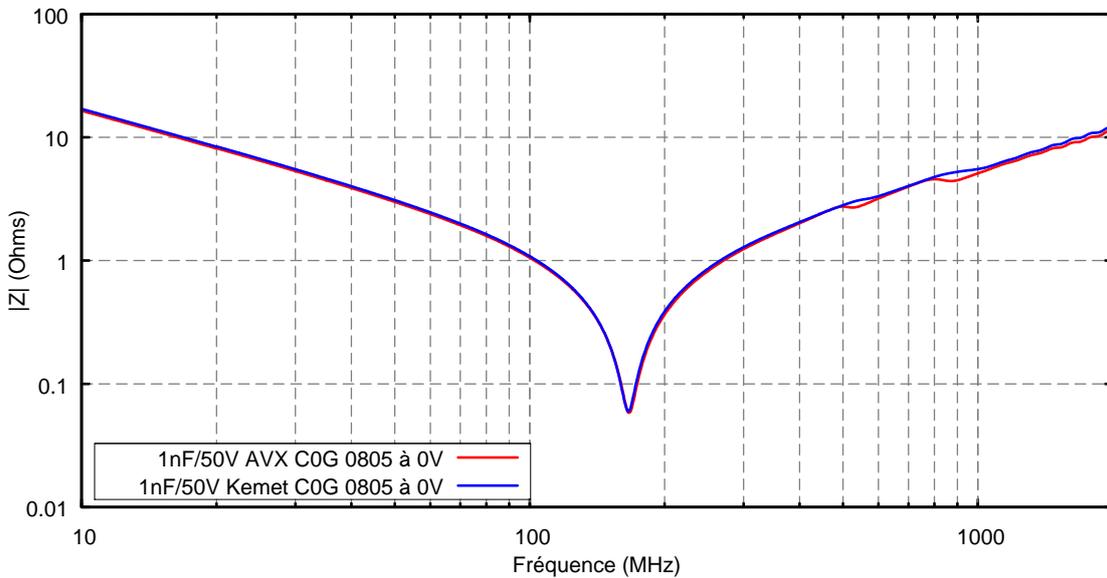


Figure 43: Comparaison des impédances pour les condensateurs C0G 1nF/50V en boîtier 0805

On retrouve sensiblement le même comportement pour les condensateurs C0G en boîtier 0805 et 0603 (**Figure 43** et **Figure 44**), pour lesquels les fréquences de ces résonances parasites sont relativement corrélées entre les modèles des différents fabricants. On peut également noter que dans le cas du boîtier 0603 (**Figure 44**), on distingue à peine la seconde résonance parasite, qui est fortement atténuée.

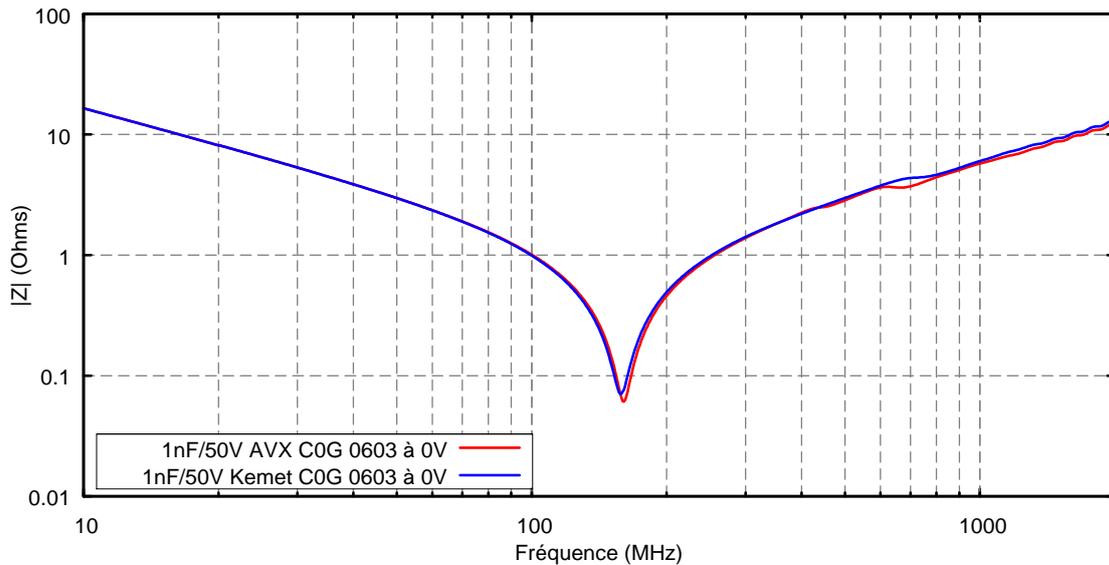


Figure 44: Comparaison des impédances pour les condensateurs COG 1nF/50V en boîtier 0603

Le fait de retrouver ces résonances seulement pour des diélectriques précis (COG principalement et X8R dans une moindre mesure) laisse à penser qu'elles sont liées à la structure interne de ces condensateurs (nombre et disposition des alternances métal/diélectrique par exemple). Elles ne semblent par contre pas directement dues à la taille même du boîtier : les fréquences de résonance parasites du 10nF/COG/1206 (**Figure 37**) ne sont pas les mêmes que celles du 1nF/COG/1206 (**Figure 42**). Bref, le mystère reste entier, et nous n'avons pas pu trouver mention de ces phénomènes dans la littérature.

En conclusion, il semble que tous les condensateurs testés présentent peu ou prou les mêmes caractéristiques en termes d'ESL et d'ESR. Quels que soient les matériaux et les technologies, il n'y a pas d'amélioration flagrante de ces paramètres, et en particulier de l'ESL. Et concernant les matériaux, le diélectrique X7R reste incontournable en ce qui concerne les fortes valeurs de capacité (le X5R ou Y5U – permettant également de fortes capacités sous un faible volume – sont à proscrire pour des raisons thermiques et mécaniques). Le X8R se comporte fort honorablement – voire mieux – que le X7R, mais son approvisionnement peut être problématique, et d'autre part l'apparition de résonances parasites, certes mineures, peut freiner son utilisation. Il en va de même pour le COG qui est surtout utilisé pour de faibles valeurs de capacité. S'il possède une grande stabilité thermique et mécanique, son coût élevé pour les fortes capacités, et surtout l'apparition en haute fréquence de résonances parasites, peut être un obstacle pour son emploi dans nos circuits.

III.3. Caractérisation des condensateurs à faible inductance

Comme nous venons de le voir, ni le matériau diélectrique ni la taille du boîtier n'ont d'influence importante sur l'inductance parasite des condensateurs. Il nous faut donc nous tourner vers des condensateurs spécialement élaborés pour avoir une faible inductance – comparativement aux modèles classiques. Nous en avons sélectionné deux types : les condensateurs à géométrie inversée [8] et les condensateurs de type X2Y [9]. Nous allons revenir tour à tour sur chacune de ces technologies.

III.3.1. Condensateurs à géométrie inversée

Ce type de condensateur spécial à faible ESL, qui tient ses propriétés d'une géométrie inversée (RGC pour Reverse Geometry Capacitor) [10] est obtenu en plaçant les plots de connexion sur la longueur du boîtier CMS plutôt que sur la largeur : l'ESL d'un condensateur étant principalement déterminée par la taille de la boucle de courant qu'il crée, le fait de rapprocher les plots de connexion diminue mécaniquement l'inductance (**Figure 45**).

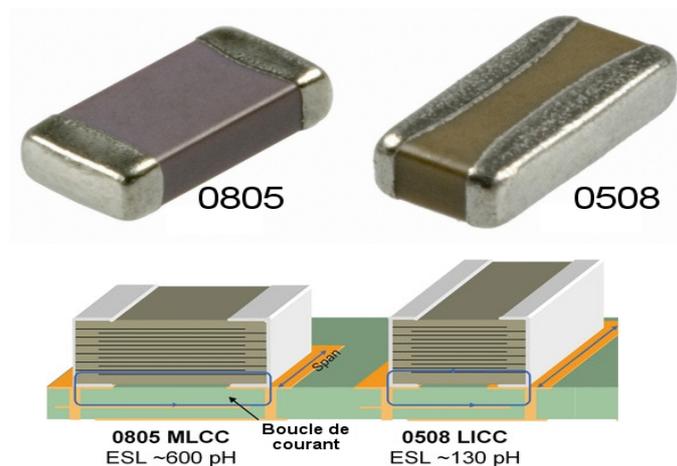


Figure 45: Comparaison entre un MLCC classique (à gauche) et un RGC (à droite)

Nous avons comparé trois de ces condensateurs RGC à leurs équivalents MLCC classiques (même capacité, même taille de boîtier, même diélectrique et même tension de service) :

- AVX 0805 5C104K4Z2A: 100nF / 50V, X7R, 0805, Tol. 10%
- AVX 0508 5C104KAT2A: 100nF / 50V, X7R, 0508, Tol. 10%
- AVX 12065C104KAT00J: 100nF / 50V, X7R, 1206, Tol. 10%
- Yageo/Phycomp 225506016649 : 100nF / 50V, X7R, 0612, 10%
- AVX 12065C103KAT2A: 10nF/ 50V, X7R, 1206, Tol. 5%
- Yageo/Phycomp 225506016636 : 10nF / 50V, X7R, 0612, 10%

Les figures **Figure 46**, **Figure 47** et **Figure 48** présentent les résultats de ces caractérisations :

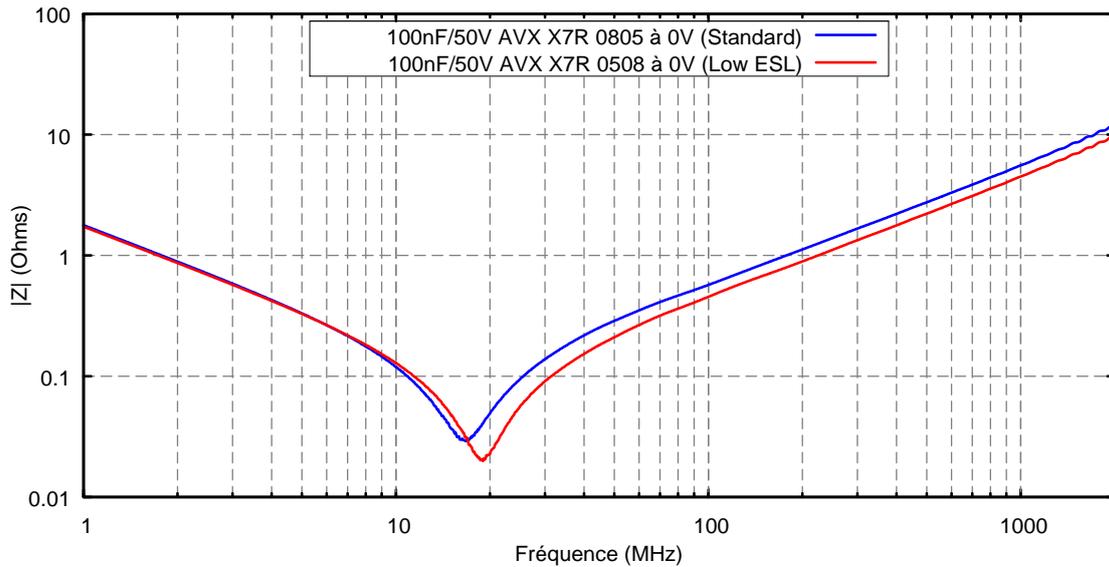


Figure 46: Effet d'une géométrie inversée (0508/0805) sur l'impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R

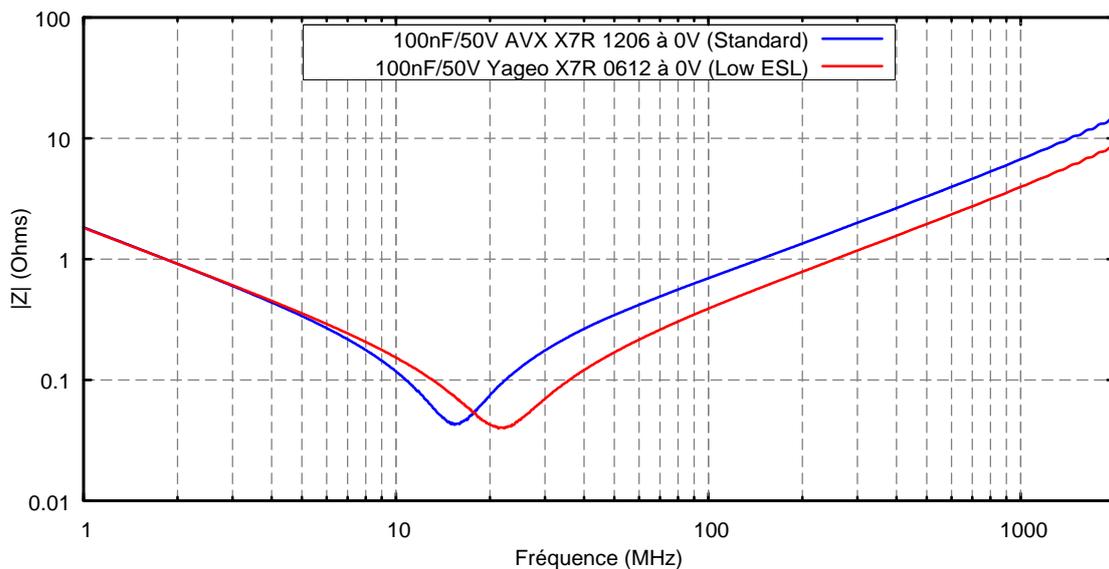


Figure 47: Effet d'une géométrie inversée (0612/1206) sur l'impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R

On observe qu'effectivement la géométrie inversée d'un condensateur lui permet d'afficher une inductance parasite presque plus faible que celle du boîtier CMS standard. Pour le premier cas (100nF 0805/0508 – **Figure 46**), on passe d'une ESL parasite d'environ 0.9nH à une ESL de 0.7nH. Le deuxième cas (100nF 1206/0612 – **Figure 47**) montre de meilleures performances, avec une ESL qui passe d'à peu près 1nH à 0.62nH, soit un gain de près de 40%. La même tendance s'observe enfin dans le troisième cas (10nF 1206/0612 – **Figure 48**) avec une ESL qui décroît de 1nH à 0.64nH, avec toutefois une ESR bien plus mauvaise (90mΩ pour le 1206 contre 400mΩ pour le 0612).

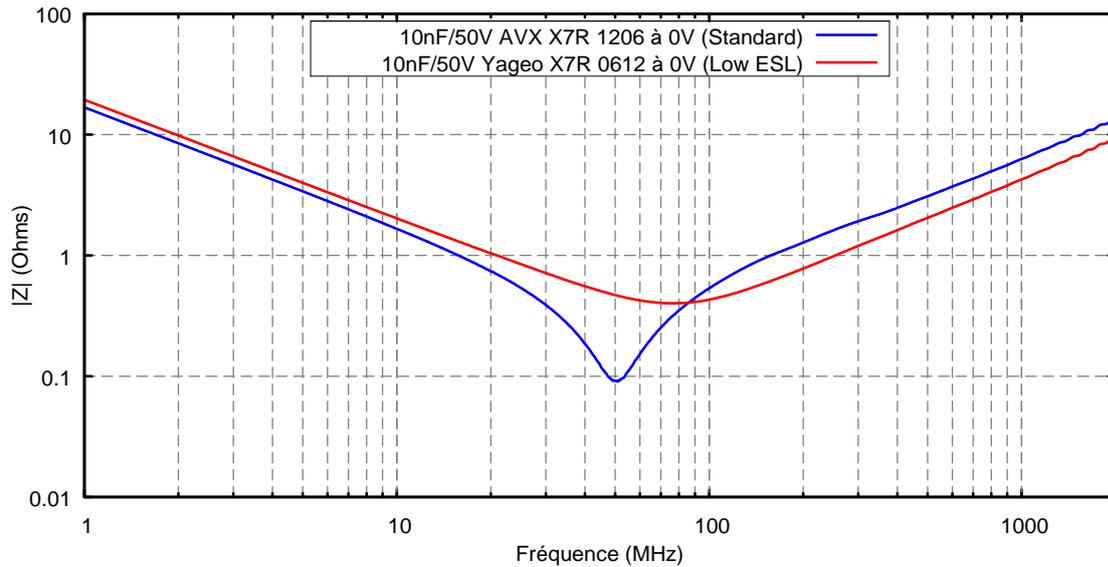


Figure 48: Effet d'une géométrie inversée (0612/1206) sur l'impédance d'un condensateur de 10nF/50V X7R

Cette configuration inversée permet donc bien de faire diminuer l'ESL de façon sensible, mais cependant, ce type de condensateur est mal distribué et surtout il semble qu'il soit en voie d'abandon par les fabricants.

III.3.2. Condensateurs de type X2Y

Il s'agit d'un nouveau type de condensateur qui est apparu il y a peu de temps [11]. Il est constitué à la base comme un condensateur MLCC classique, mais avec l'adjonction d'électrodes intermédiaires, ainsi que la montre la **Figure 49**.

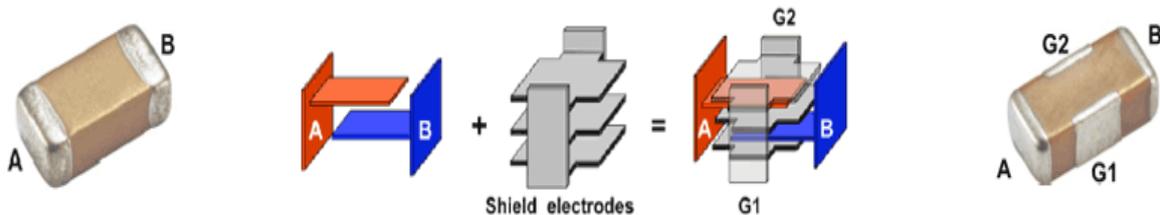


Figure 49: Constitution interne d'un condensateur X2Y (Source Johanson Dielectrics)

On retrouve les deux électrodes classiques d'un condensateur MLCC normal (A et B dans la figure ci-dessus), plus des électrodes « écran », toutes connectées entre elles, et idéalement à la masse, qui viennent s'intercaler entre chacune des électrodes A et B. On obtient alors un composant à quatre terminaux (A, B, G1 et G2), mais en interne à trois accès, G1 et G2 étant interconnectés. La **Figure 50** propose une autre vue de l'empilement interne des électrodes.

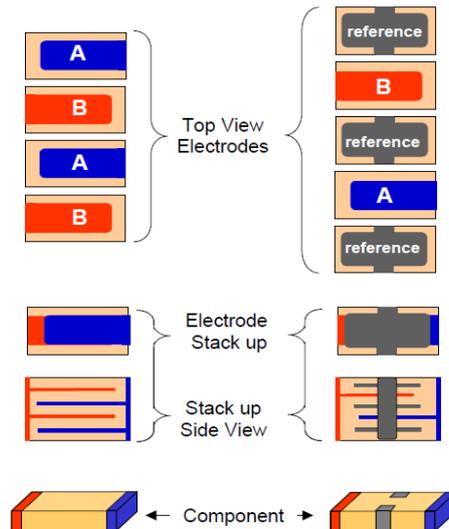


Figure 50: Comparaison des couches d'électrodes dans un condensateur MLCC classique (à gauche) et un condensateur de type X2Y (à droite) - Source Johanson Dielectrics

De par sa constitution, ce type de composant est utilisable aussi bien dans des configurations de filtrage que de découplage (**Figure 51**).



Figure 51: Utilisation d'un condensateur X2Y en filtrage (à gauche) ou en découplage (à droite)

Dans notre cas, l'intérêt principal de ce composant X2Y réside dans sa très faible inductance parasite revendiquée : La structure et l'orientation du circuit interne font que le sens des courants sur les électrodes A et B (**Figure 49**) est opposé. De plus, les électrodes « écran » fournissent un chemin de retour commun pour ces deux électrodes. Les champs magnétiques résultant des courants opposés permettent en théorie d'annuler l'inductance mutuelle [12]. Par ailleurs, l'ESL n'est plus liée à la distance entre les électrodes A et B – comme c'est le cas pour les MLCCs classiques, mais au double chemin (A vers G1/G2 et B vers G1/G2), qui fait approximativement la moitié de la distance physique que dans un MLCC standard [13].

Une des conséquences de cette configuration est que, contrairement aux MLCC classiques, pour lesquels l'ESL augmente avec la taille, l'ESL a tendance à rester stable, voire à diminuer, si la taille du boîtier augmente [17].

Contrairement aux autres MLCCs, la technologie X2Y est brevetée et licenciée auprès de plusieurs fabricants tels que Samsung, Johanson Dielectrics, Yageo, Advanced Monolythic Ceramics, Sypher, et d'autres [14], ce qui fait que ces composants sont légèrement plus onéreux que les MLCCs. Par ailleurs, AVX propose sa version du X2Y, qui semble totalement équivalente, mais sans faire mention de « X2Y », ni même de signaler une ESL plus faible, mais plutôt comme des condensateurs de traversée à fort courant [15].

Toutes ces caractéristiques font que ces composants nous ont semblés extrêmement prometteurs, et nous avons voulu les caractériser. Cependant, la disposition inhabituelle de leurs contacts nécessitait le développement de nouveaux circuits imprimés de caractérisation. Nous avons donc dessiné plusieurs de ces circuits, chacun d'entre eux étant adapté à un boîtier en particulier. En effet, les consignes de montage de ces condensateurs [16] stipulent que des vias (trous métallisés) doivent être placés au plus près des électrodes pour obtenir les meilleures performances possibles. Comme précédemment, des circuits d'étalonnage ont également été réalisés (**Figure 52**).

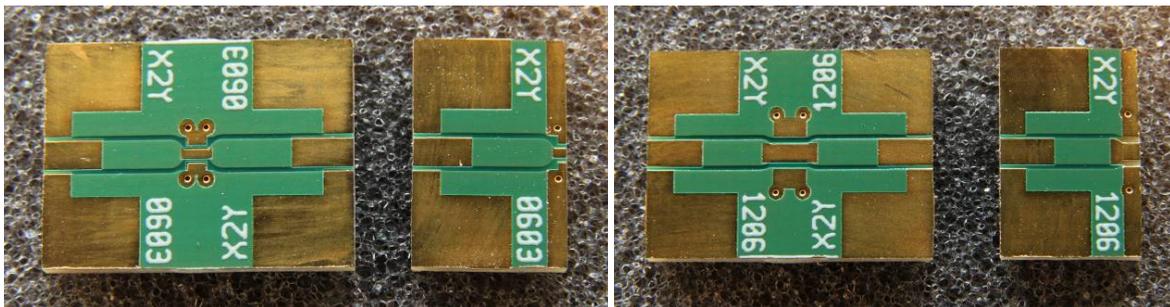


Figure 52: Circuits imprimés de caractérisation pour les condensateurs X2YBoîtier 0603 (à gauche) et boîtier 1206 (à droite).

Nous avons donc approvisionné et caractérisé les condensateurs X2Y suivants :

- Johanson Dielectrics *500X43W474MF4E*: 470nF/50V, X7R, boîtier 1812, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X41W224MV4E*: 220nF/50V, X7R, boîtier 1210, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X18W104MV4E*: 100nF/50V, X7R, boîtier 1206, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X15W473MV4E*: 47nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X15W223MV4E*: 22nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X14W103MV4T*: 10nF/50V, X7R, boîtier 0603, Tol. 20%
- Johanson Dielectrics *500X14W102MV4T*: 1nF/50V, X7R, boîtier 0603, Tol. 20%
- Yageo/Phycomp *CX1206MKX7R9BB104*: 100nF/50V, X7R, boîtier 1206, Tol. 20%
- Yageo/Phycomp *CX0603MRX7R9BB103*: 10nF/50V, X7R, boîtier 0603, Tol. 20%
- AVX *W2H15C4738AT1A*: 47nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%
- AVX *W3H15C4738AT1A*: 47nF/50V, X7R, boîtier 0612, Tol. 20%

- AVX W2H15C2238AT1A: 22nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%
- AVX W3H15C2238AT1A: 22nF/50V, X7R, boîtier 0612, Tol. 20%
- AVX W2H15C1038AT1A: 10nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%
- AVX W3H15C1038AT1A: 10nF/50V, X7R, boîtier 0612, Tol. 20%
- AVX W2H15C1028AT1A: 1nF/50V, X7R, boîtier 0805, Tol. 20%

Il est à noter que pour tous ces condensateurs de Johanson Dielectrics et de Yageo/Phycomp, la valeur de la capacité réelle est en fait le double de celle indiquée. Ceci du fait des deux utilisations possibles du composant, comme indiqué sur la **Figure 51**. Pour une utilisation en filtrage, chacun des condensateurs A et B (**Figure 51**, gauche) prend la valeur faciale indiquée, et pour une utilisation en découplage (**Figure 51**, droite), les deux condensateurs sont en parallèle, doublant ainsi la valeur de la capacité. Par contre, pour les AVX, qui ne se revendiquent pas de la technologie X2Y, la valeur indiquée est la valeur réelle de la capacité dans la configuration de découplage.

Tous ces condensateurs ont donc été caractérisés et les résultats sont présentés sur les figures ci-après.

III.3.2.1. 470nF X2Y 1812 Johanson Dielectrics

Ce condensateur a été mesuré, et comparé avec les condensateurs de 1 μ F en boîtier 1812 que nous avons caractérisés : le condensateur X2Y affiche une capacité réelle de 940nF (470nF x 2), ce qui n'est pas trop éloigné de 1 μ F.

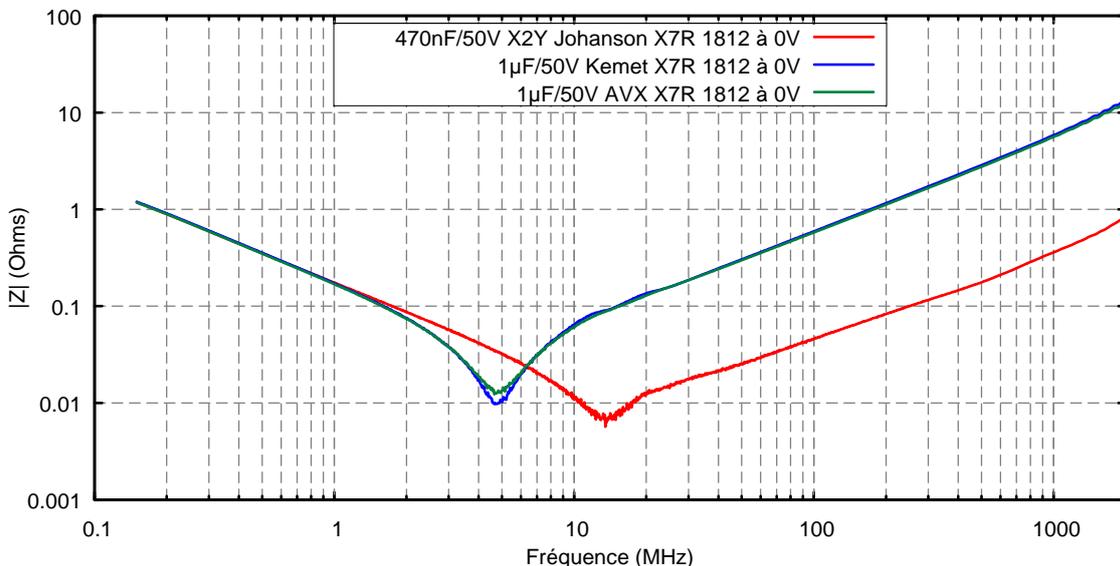


Figure 53: Impédance du condensateur X2Y 470nF/50V/X7R/1812 de Johanson Dielectrics

On peut immédiatement noter une amélioration extrêmement importante de l'inductance parasite. Dans les faits, elle passe de 800 à 900pH pour les MLCCs classiques de Kemet et AVX à seulement 70pH... On a donc gagné un ordre de grandeur sur l'ESL. Les promesses de la technologie

X2Y semblent donc bien là, et l'ordre de grandeur étonnant de l'ESL que nous avons trouvée semble être correct comparativement aux résultats déjà disponibles [17].

III.3.2.2. 220nF X2Y 1210 Johanson Dielectrics

Ce condensateur a été comparé avec un condensateur de 470nF/50V/X7R/1210 classique d'AVX, les 440nF (2x220nF) du Johanson n'étant pas très éloignés de 470nF. Le résultat de ces comparaisons est donné sur la figure suivante.

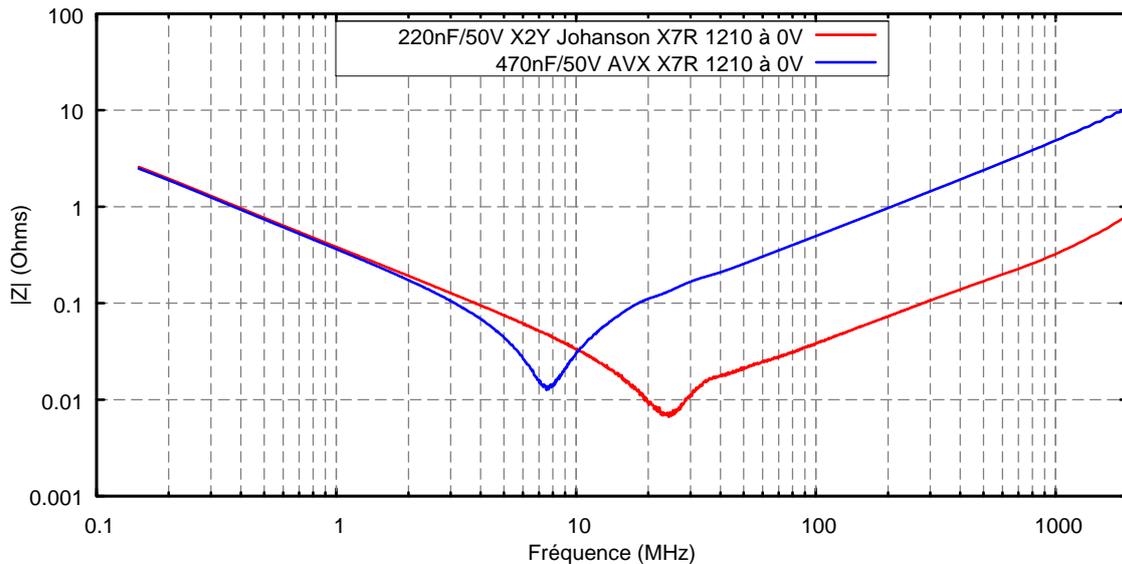


Figure 54: Impédance du condensateur X2Y 220nF/50V/X7R/1210 de Johanson Dielectrics

Là encore, la diminution de l'ESL est spectaculaire pour le composant X2Y : on passe de 780pH à environ 60pH.

III.3.2.3. 100nF X2Y 1206 Johanson Dielectrics et Yageo-Phycomp

Ces condensateurs X2Y ont été comparés avec un condensateur de 220nF/50V/X7R/1206 d'AVX, mais également avec un couple de condensateurs de 100nF/X7R/1206 d'AVX montés en parallèle. Le résultat de ces comparaisons est donné sur la figure suivante.

On y retrouve toujours les excellentes performances en ESL des composants X2Y : 990pH pour le 220nF/1206, 500pH pour le couple de 100nF/1206 en parallèle (1nH par condensateur à l'origine), et seulement 70 à 90pH pour les condensateurs X2Y.

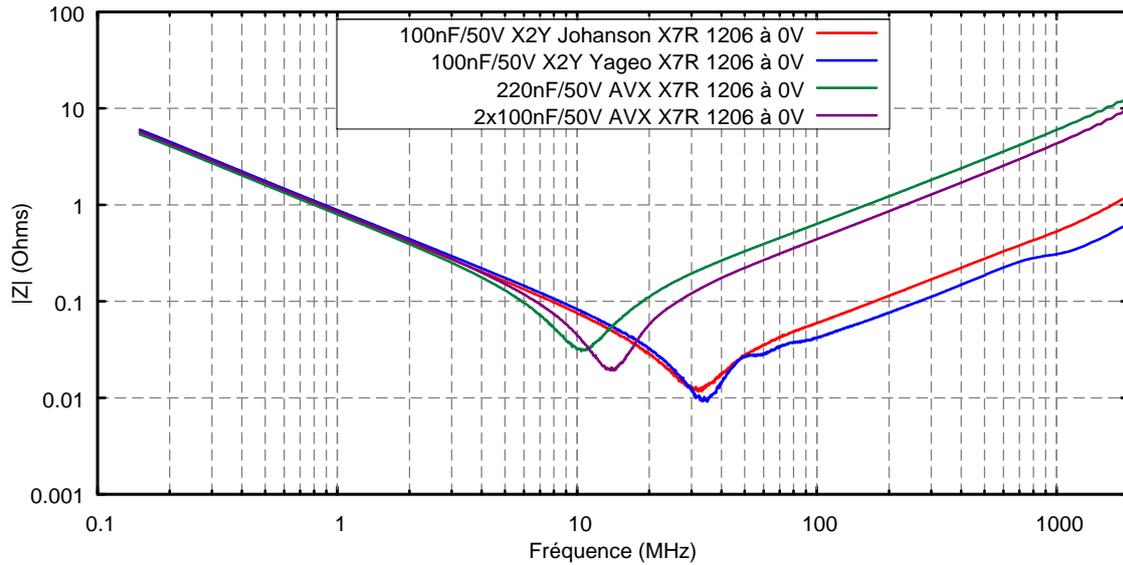


Figure 55: Comparaison des impédances des condensateurs X2Y 100nF/50V/X7R/1206 de Johanson Dielectrics et de Yageo-Phycomp avec des condensateurs MLCC classiques

III.3.2.4. 47nF X2Y 0805 Johanson Dielectrics

Ce condensateur a été comparé avec des condensateurs de 100nF/50V/X7R/0805 d'AVX et de Kemet, et le résultat de ces comparaisons est donné sur la figure suivante.

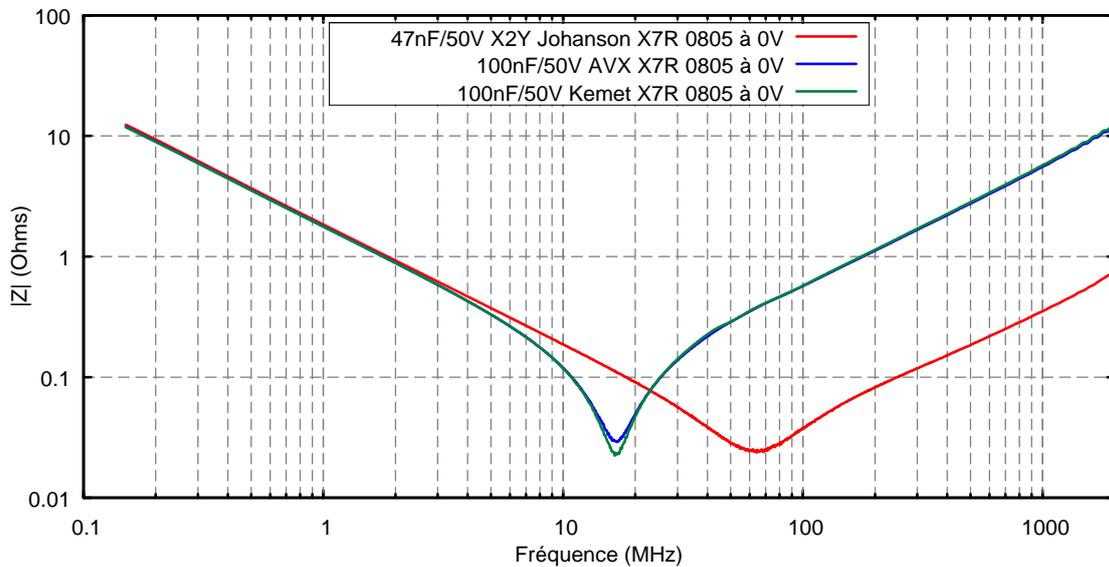


Figure 56: Impédance du condensateur X2Y 47nF/50V/X7R/0805 de Johanson Dielectrics

L'ESL passe d'environ 900pH pour les condensateurs MLCCs classiques à 60pH pour le composant X2Y.

III.3.2.5. 22nF X2Y 0805 Johanson Dielectrics

Ce condensateur a été comparé avec des condensateurs de 47nF/50V/X7R/0805 d'AVX, les 2x22nF du X2Y étant peu éloignés de 47nF, et le résultat de ces comparaisons est donné sur la figure suivante.

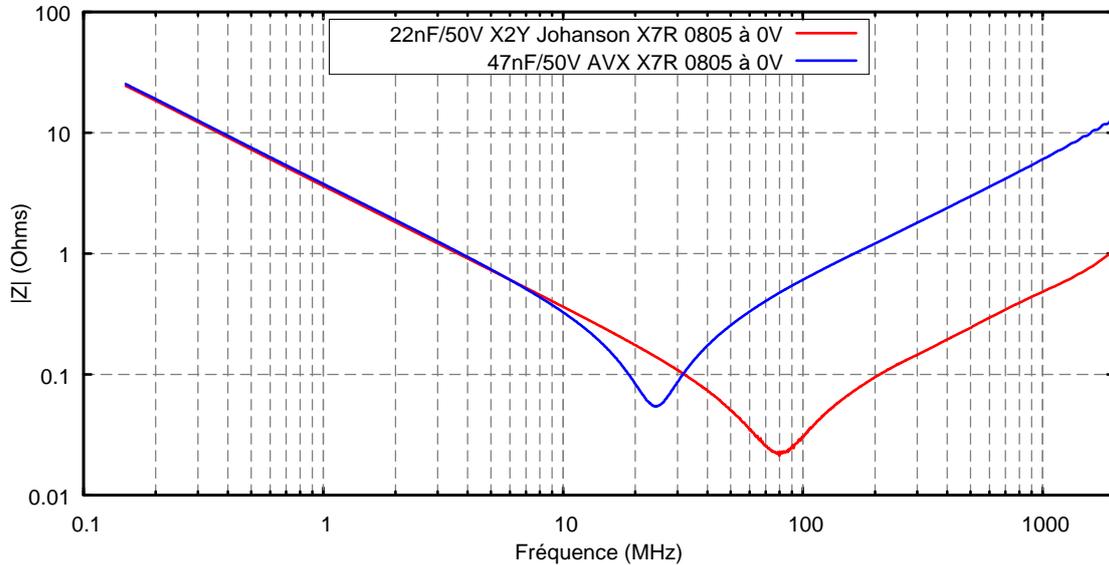


Figure 57: Impédance du condensateur X2Y 22nF/50V/X7R/0805 de Johanson Dielectrics

Là encore l'ESL du X2Y est de loin la meilleure, et passe d'environ 960pH pour le MLCC classique à 77pH pour le composant X2Y.

III.3.2.6. 10nF X2Y 0603 Johanson Dielectrics et Yageo-Phycomp

Ces condensateurs ont été comparés avec des condensateurs de 22nF/50V/X7R/0603 d'AVX, mais également avec un couple de 10nF/X7R/0603 d'AVX. Le résultat de ces comparaisons est donné sur la figure suivante.

L'inductance parasite du condensateur MLCC classique est de 1nH, celle du couple de condensateurs est de 490pH (la moitié de l'ESL d'un condensateur seul), et celle des composants X2Y avoisine les 70pH. Encore une fois, la technologie X2Y montre une nette diminution de l'impédance, supérieure à ce qu'on peut atteindre par la mise en parallèle de condensateurs.

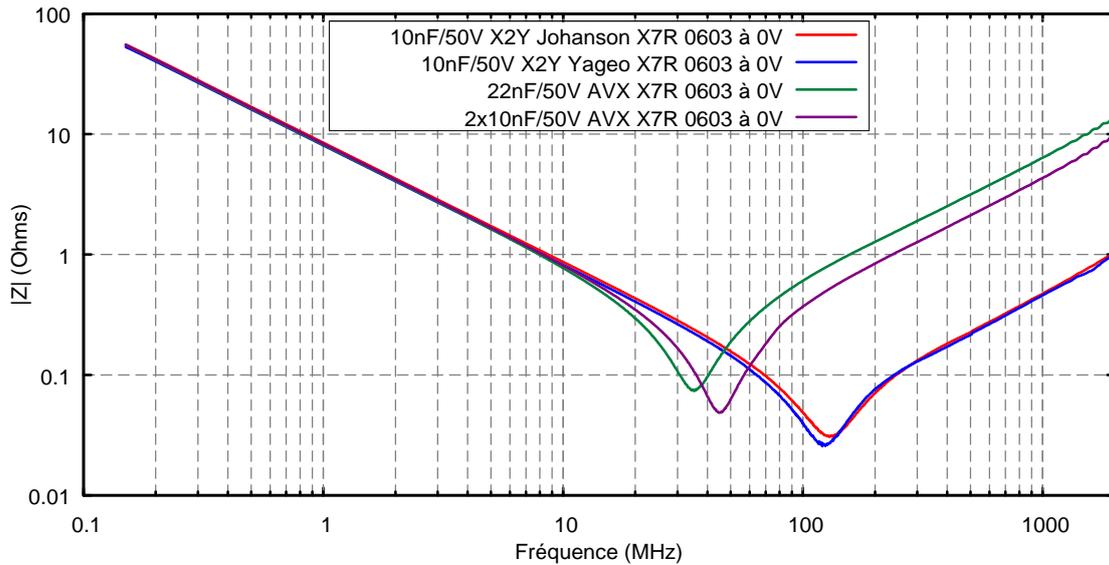


Figure 58: Comparaison des impédances des condensateurs X2Y 10nF/50V/X7R/0603 de Johanson Dielectrics et de Yageo-Phycomp avec des condensateurs MLCC classiques

III.3.2.7. 1nF X2Y 0603 Johanson Dielectrics

Ce condensateur a été comparé avec des condensateurs de 2.2nF/50V/X7R/0603 de Kemet, mais aussi avec un couple de 1nF/X7R/0603 d'AVX montés en parallèle, et le résultat de ces comparaisons est présenté sur la figure suivante.

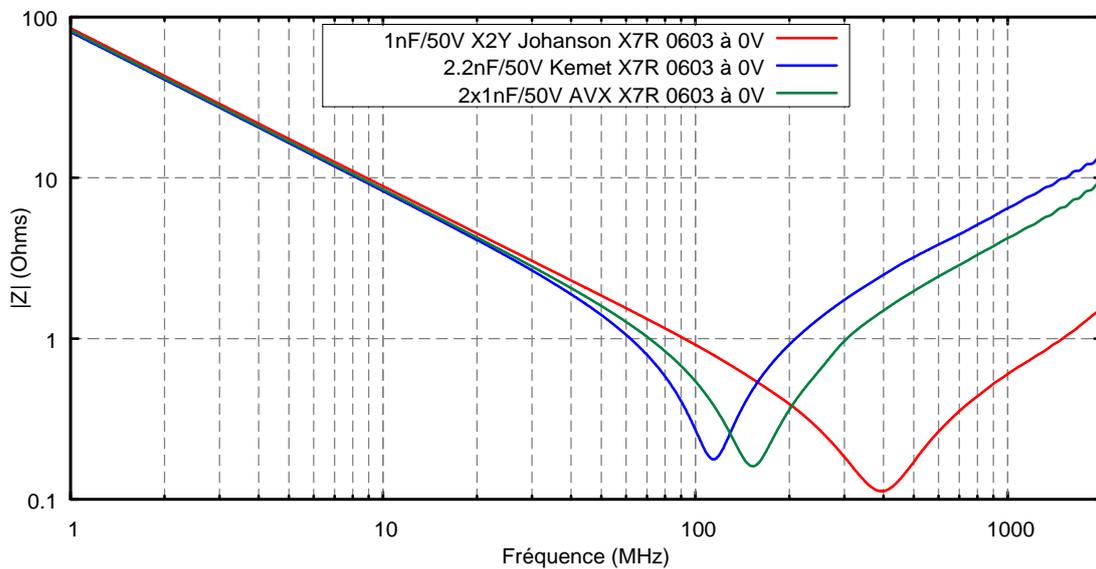


Figure 59: Impédance du condensateur X2Y 1nF/50V/X7R/0603 de Johanson Dielectrics

Là encore, l'inductance parasite du condensateur MLCC classique est de 1nH, celle du couple de condensateurs est de 430pH (la moitié de l'ESL d'un condensateur seul), et celle du composant X2Y est d'environ 90pH.

III.3.2.8. 47nF X2Y AVX en boîtier 0805 et 0612

Ainsi que précédemment évoqué, AVX ne fait aucune référence à la technologie X2Y. Cependant les condensateurs qu'ils proposent semblent curieusement en avoir les attributs. Nous avons comparé ici deux condensateurs en simili-X2Y (en boîtier 0805 et 0612 – donc à géométrie inversée) avec un condensateur MLCC classique dans boîtier 0805. Le résultat de ces comparaisons est présenté sur la figure suivante.

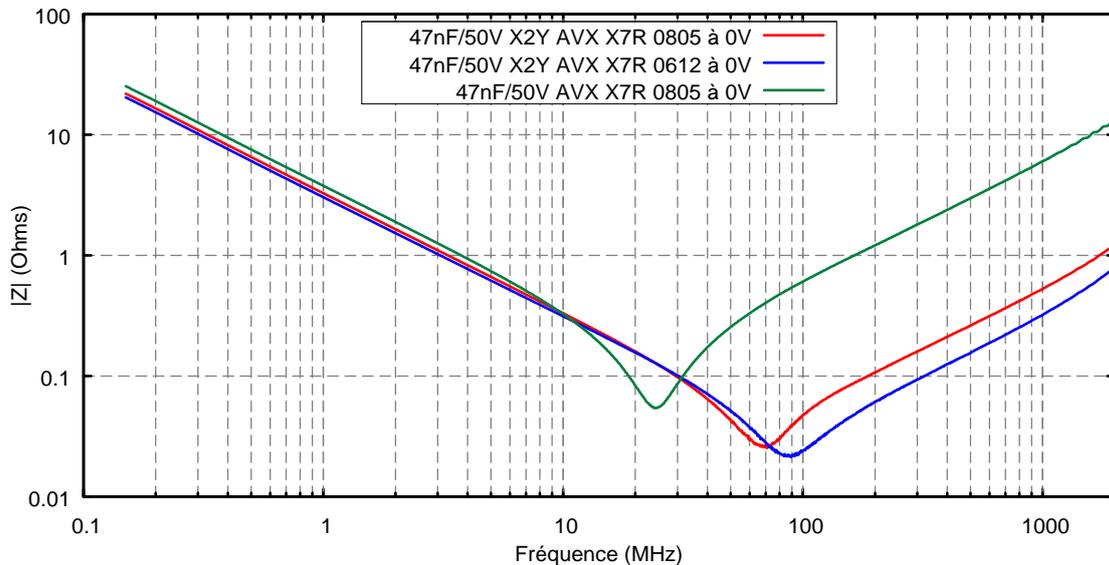


Figure 60: Impédances des condensateurs X2Y 47nF/50V/X7R 0805 et 0612 d'AVX

L'inductance parasite du condensateur MLCC classique est de 960pH, celle du X2Y/0805 est de 85pH, et celle du X2Y/0612 est d'environ 50pH. On constate donc qu'on arrive à bénéficier à la fois de la réduction d'inductance apportée par la technologie X2Y et celle liée à la géométrie inversée.

III.3.2.9. 22nF X2Y AVX en boîtier 0805 et 0612

De même que pour les condensateurs de 47nF précédents, nous avons comparé deux condensateurs X2Y (en boîtier 0805 et 0612) avec un condensateur MLCC classique dans boîtier 0805. Le résultat de ces comparaisons est présenté sur la figure suivante.

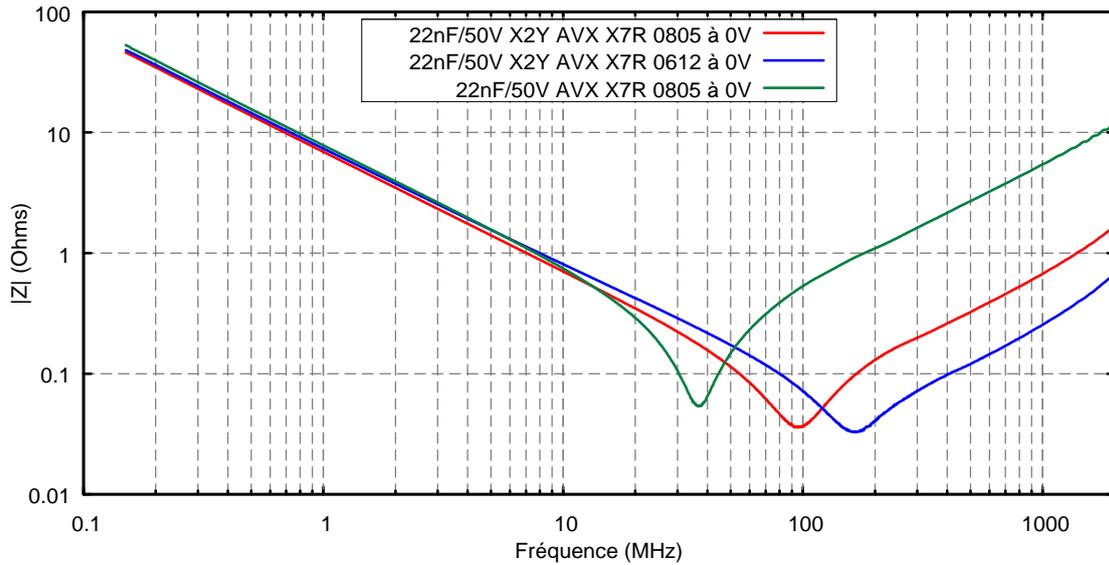


Figure 61: Impédances des condensateurs X2Y 22nF/50V/X7R 0805 et 0612 d'AVX

L'inductance parasite du condensateur MLCC classique est de 860pH, celle du X2Y/0805 est de 100pH, et celle du composant X2Y à géométrie inversée (0612) est d'environ 38pH. On retrouve encore une fois les avantages de la géométrie inversée.

III.3.2.10. 1nF X2Y AVX en boîtier

La comparaison de ce condensateur X2Y/0805 avec un condensateur MLCC classique dans boîtier 0805 est présentée sur la figure suivante.

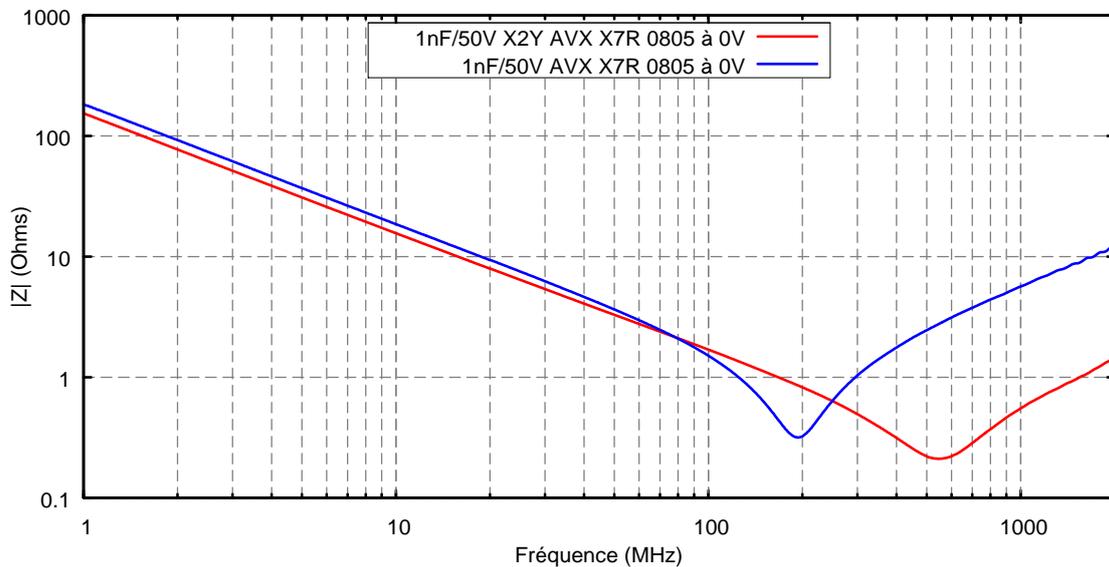


Figure 62: Impédances du condensateur X2Y 1nF/50V/X7R 0805 d'AVX

Même pour des faibles valeurs de capacité, la technologie X2Y (ou celle d'AVX dans ce cas) continue de donner des résultats excellents : une ESL de 830pH pour le MLCC contre 90pH pour le composant X2Y.

En conclusion de toutes ces mesures, la technologie X2Y tient toutes ses promesses de faible inductance, et semble devenir de fait une solution incontournable pour le découplage en haute fréquence. Nous aurons donc à tester l'efficacité de ces composants en situation.

III.3.3. Influence de la tension appliquée au condensateur

Toutes les courbes présentées jusqu'à présent proviennent de mesures faites sans aucune tension continue appliquée au composant. Cependant, il est bien connu que pour les condensateurs, et les condensateurs céramiques en particulier, la capacité réelle dépend de beaucoup de paramètres comme la température, le stress mécanique, et surtout la tension appliquée. Un exemple de la variation de la capacité en fonction de la tension est donné sur la figure suivante (source AVX).

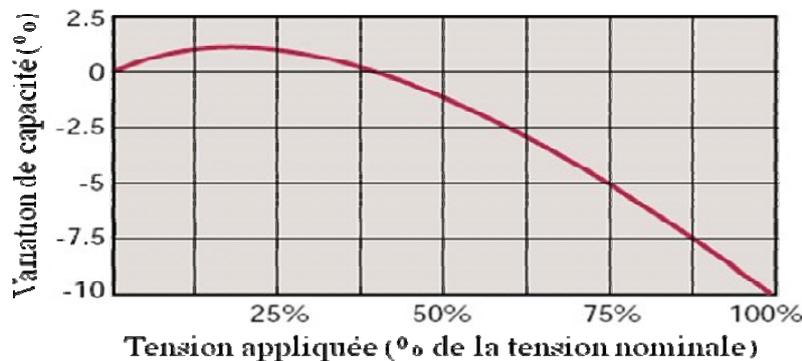


Figure 63: Variation de la capacité en fonction de la tension appliquée (Diélectrique X7R)

Dans le cas qui nous intéresse, pour lequel les tensions mises en jeu ne sont pas négligeables, il nous a donc semblé important de mesurer l'influence de la tension de polarisation sur les courbes d'impédances que nous avons relevées. C'est pourquoi que toutes les capacités mesurées l'ont été pour cinq tensions différentes : 0V, 10V, 20V, 30V et 40V. Cette dernière limite haute est liée à nos instruments de mesure (analyseur d'impédance et ARV) qui ne peuvent accepter une tension plus élevée.

La figure suivante récapitule toutes ces mesures en présentant la variation (en valeur absolue) de capacité entre 0V et 40V pour tous les condensateurs que nous avons caractérisés.

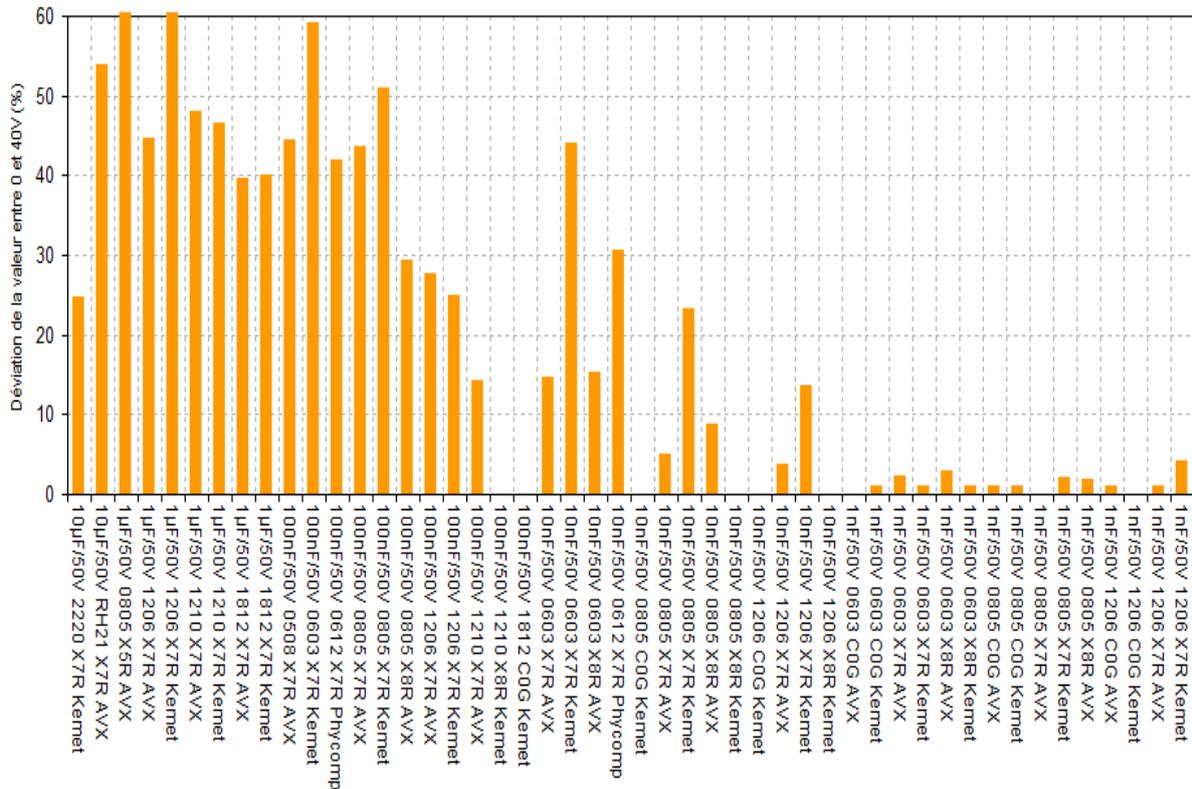


Figure 64: Déviation (en %) de la capacité à 40V par rapport à sa valeur à 0V sur tous les condensateurs testés

On peut noter plusieurs choses. Tout d’abord, il se confirme que le diélectrique C0G n’est pas sensible à la tension appliquée, tout comme – dans une moindre mesure – le X8R, et les plus sujets à variations sont sans conteste le X7R et son collègue le X5R. Par ailleurs, pour les composants en diélectrique X7R, il ressort qu’en général, plus la valeur de la capacité est élevée, plus sa variation en fonction de la tension appliquée est importante, pouvant atteindre les 60%. Enfin, le boîtier lui-même semble jouer un rôle : De grosses capacités dans des petits boîtiers sont beaucoup plus sujettes à de fortes variations en fonction de la tension que les petites capacités dans des boîtiers plus gros.

III.3.3.1. Résonances parasites dans les condensateurs

En outre, dès les premières mesures d’impédance, un phénomène étrange nous est apparu : sur la majorité des condensateurs testés, des résonances parasites apparaissaient dès qu’une tension non nulle était appliquée, fut-elle aussi faible que 10V. Et plus la tension appliquée augmentait, plus ces résonances s’intensifiaient, et ce quel que soit l’appareil de mesure utilisé. Les figures suivantes donnent des exemples des résultats que nous avons obtenus.

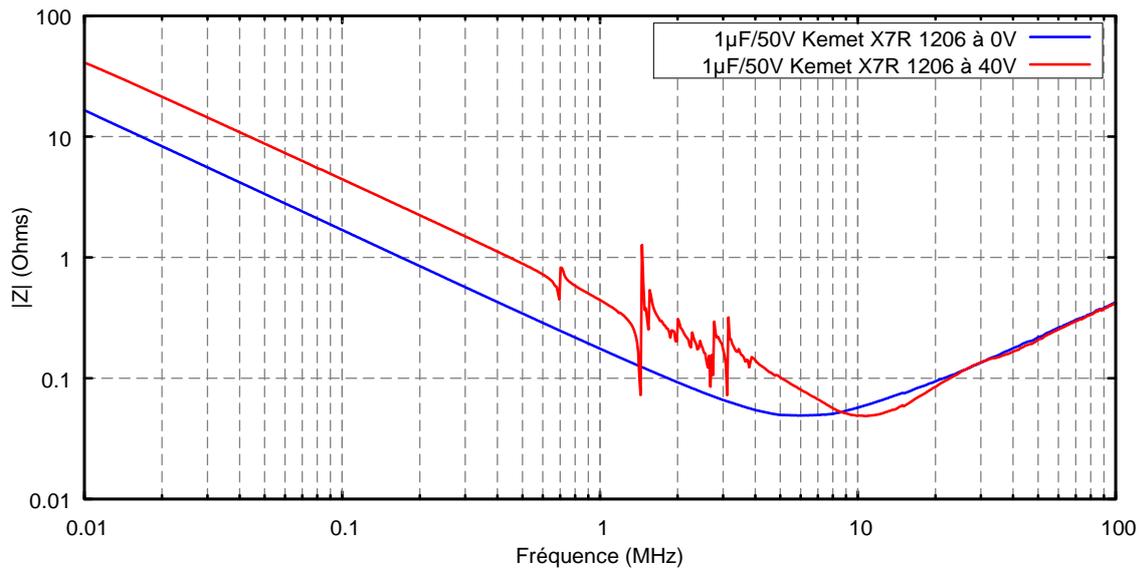


Figure 65: Impédance d'un condensateur 1 μ F/50V X7R 1206 de Kemet selon la tension appliqué (Mesure analyseur d'impédance)

On retrouve bien la diminution de capacité liée à l'augmentation de tension (**Figure 63**), mais on note surtout ces résonances parasites, qui sont très nombreuses (**Figure 65**) et peuvent avoir une amplitude assez grande. L'analyseur d'impédance ayant une précision beaucoup plus grande que l'analyseur de réseau dans cette configuration de mesure, ainsi qu'un pas fréquentiel beaucoup plus petit, ces pics sont plus marqués que sur les courbes issues de l'ARV, mais dans les deux cas, les résonances parasites sont là. Ce comportement est également présent sur les condensateurs du type X2Y, ainsi que la montre la figure suivante :

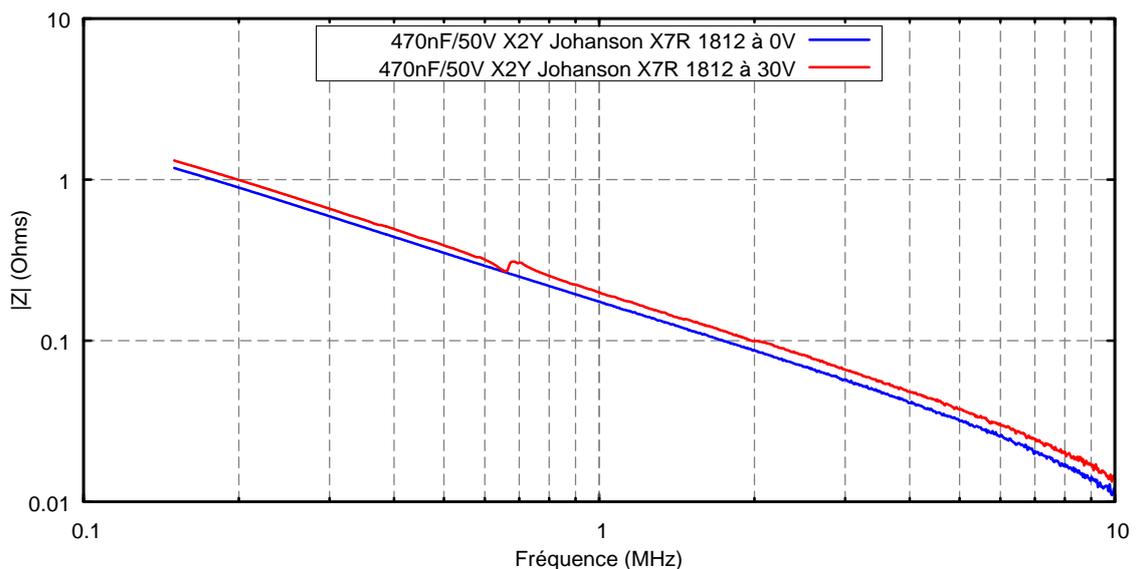


Figure 66: Impédance d'un condensateur 470nF/50V X7R 1812 de Johanson Dielectrics selon la tension appliquée (Mesure analyseur de réseau)

Nous avons pu noter lors de nos expérimentations que ces résonances apparaissent globalement entre 200kHz et 20MHz, et ce quelque soit le fabricant, la valeur de la capacité et la taille physique (boîtier) du condensateur.

Nous avons d'abord pensé à un défaut de la chaîne de mesure. Cependant, ces résonances mesurées avaient un comportement absolument physique, et les parties réelles et imaginaires de l'impédance montraient l'allure typique d'un ensemble de résonances série et parallèle. En outre, ce phénomène se reproduisait aussi bien avec l'analyseur d'impédance qu'avec l'ARV, et plusieurs essais avec différentes alimentations continues n'ont rien changé. De plus, le phénomène était parfaitement reproductible d'un jour sur l'autre.

Cependant, nous ne trouvons aucune mention de genre de comportement dans la littérature consacrée à la CEM des composants, ni dans les articles plus spécifiquement dédiés au découplage. Nous avons donc essayé d'explorer plus finement ce phénomène en faisant varier différents paramètres.

Tout d'abord, nous avons regardé si le diélectrique constituant le condensateur avait une influence sur l'apparition ou la fréquence de ces résonances. La **Figure 67** montre la différence de comportement entre un condensateur de 1nF/50V en boîtier 0603, et constitué soit de X7R, soit de COG.

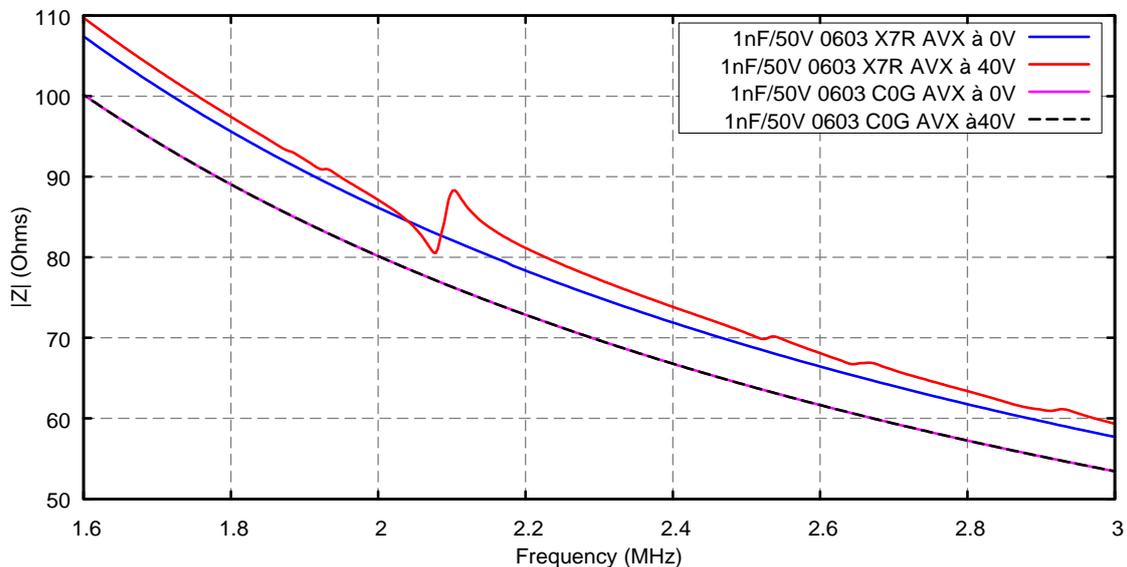


Figure 67: Impédance d'un condensateur 1nF/50V 0603 d'AVX selon le diélectrique (X7R vs COG) et selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)

Il apparaît ici clairement que le diélectrique COG ne présente aucune résonance parasite à 40V ni, incidemment, de variation de la capacité avec la tension appliquée, alors que le X7R montre bien le phénomène. Plus généralement, nous avons pu classer en deux catégories les diélectriques utilisés dans les condensateurs que nous avons testés : Le COG et les autres... Les condensateurs au

COG ne présentent ni résonances ni variation notable de capacité en fonction de la tension appliquée. Tous les autres exhibent des variations de capacité et des résonances parasites, avec a priori une décroissance de l'amplitude des pics selon le diélectrique, dans l'ordre suivant (du plus « résonant » au moins « résonant ») : X5R, X7R, et X8R. Pour ce dernier diélectrique, les résonances parasites sont relativement peu présentes, sauf dans le cas de tensions élevées. Et même dans ce cas, l'importance des pics est mineure.

Nous avons ensuite étudié plus finement l'influence de la tension appliquée sur la fréquence et l'amplitude de ces résonances. La **Figure 68** montre l'évolution des résonances en fonction de la tension pour un condensateur 100nF/50V X7R d'AVX.

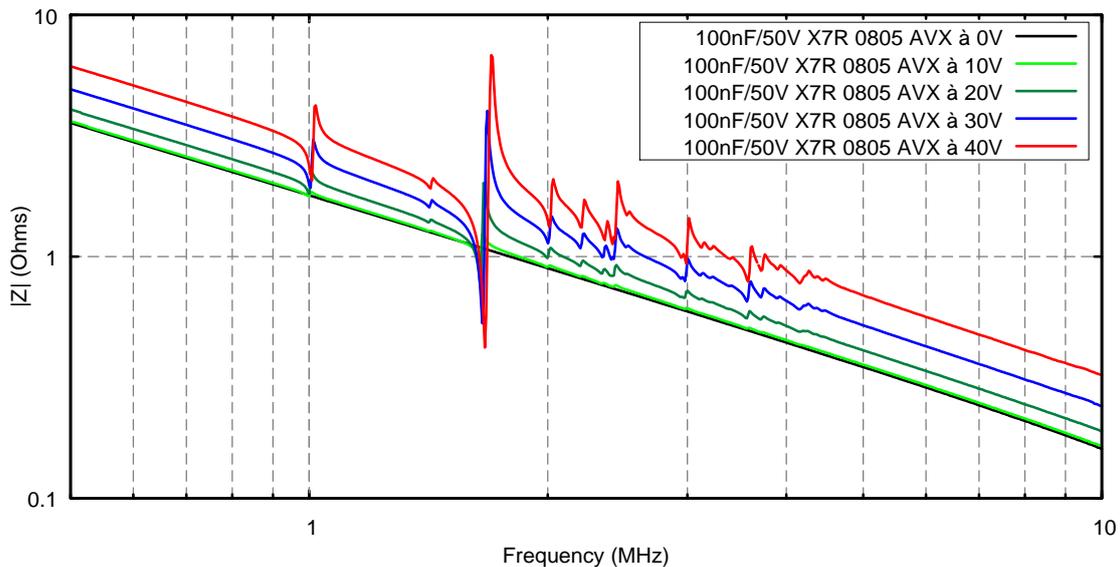


Figure 68: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X5R 0805 d'AVX selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)

On voit que plus la tension est élevée, plus les résonances parasites deviennent importantes, mais la tension appliquée ne semble pas avoir d'influence sur la fréquence même des pics. Cependant, la **Figure 69** montre un zoom sur un des pics de résonances (mesures effectuées sur un autre condensateur), et on peut nettement observer un décalage de la fréquence des pics de ces résonances parasites.

On est donc en présence d'un phénomène non linéaire, même si ces non-linéarités ne sont pas très fortes. Par contre, l'importance des pics, avec une variation brusque d'impédance pouvant atteindre un ordre de grandeur, a de quoi inquiéter.

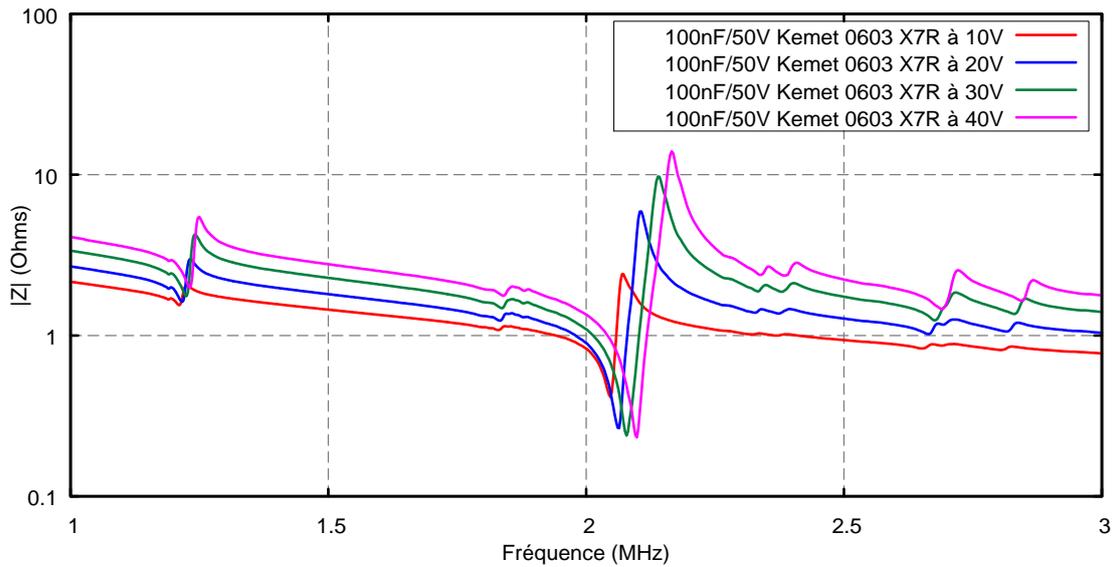


Figure 69: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X7R 0603 de Kemet selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)

Par ailleurs, il est également apparu que les résonances surviennent avec d'autant plus d'importance que la capacité est élevée. La figure suivante montre un zoom dans la zone des résonances parasites pour des capacités X7R de 1nF, 10nF, 100nF et 1 μ F sous une tension continue de 40V, les tailles des condensateurs et leur fabricant étant mélangé.

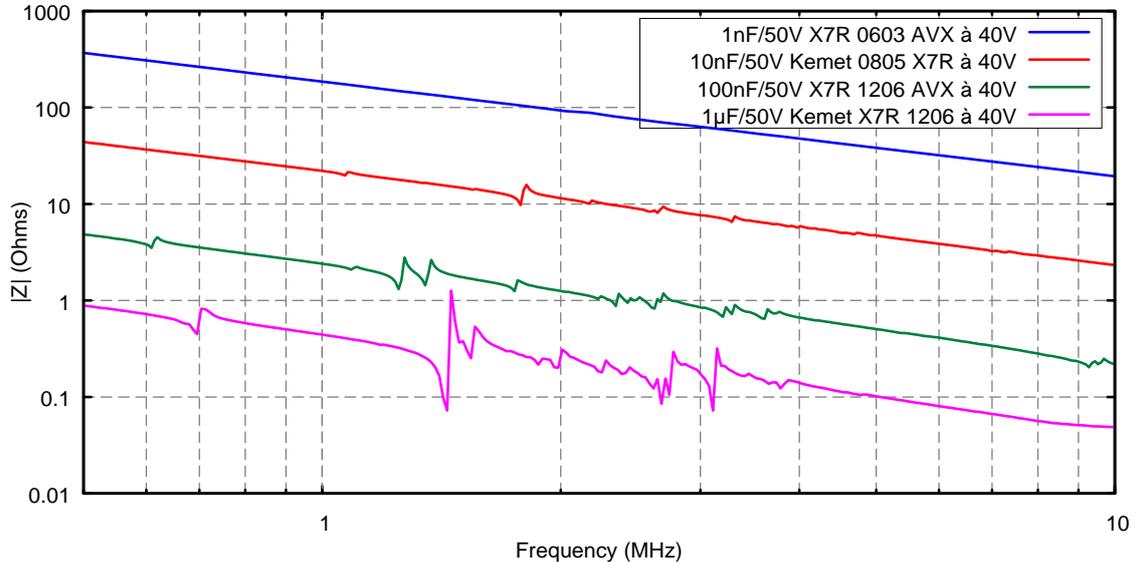


Figure 70: Comparaison dans la zone de résonance parasite des impédances à 40V de condensateurs selon leur valeur (Mesure analyseur d'impédance)

On voit que plus la capacité diminue, et moins les résonances sont présentes. Pour le condensateur de 1nF, les résonances sont toujours présentes (le condensateur est le même que pour la **Figure 71**), mais l'échelle tend à les écraser.

On pourrait cependant penser qu'étant donné que le boîtier des condensateurs de la figure ci-dessus est différent, les disparités observées sont également dues au boîtier. C'est en effet le cas, mais l'influence du boîtier a tendance à se faire sentir en sens inverse, comme le montre la figure suivante.

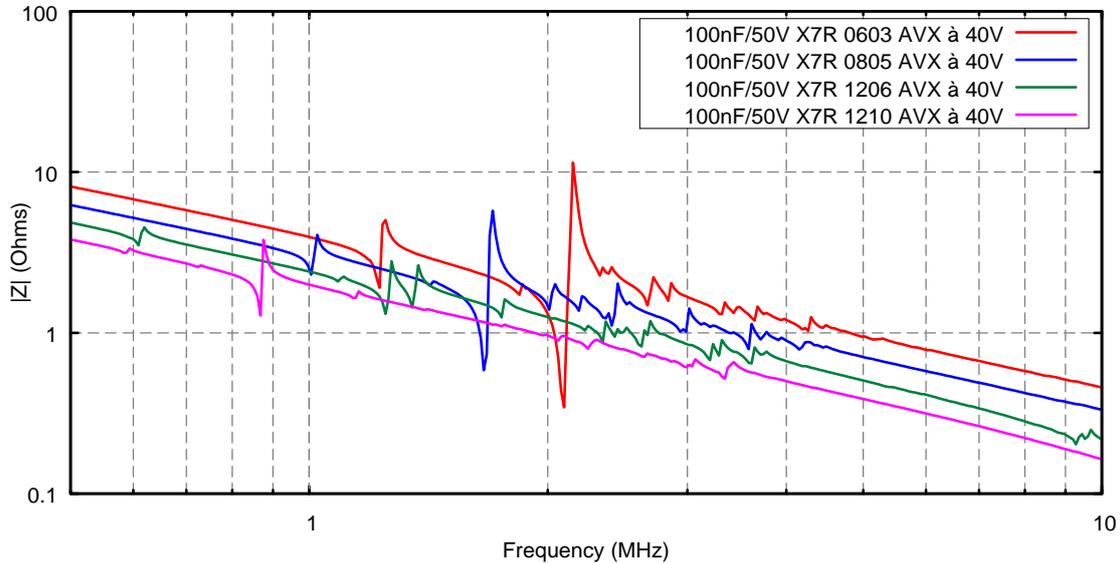


Figure 71: Impédance d'un condensateur 100nF/50V X5R 0805 d'AVX selon la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)

Ici, la valeur de la capacité reste le même, et seul le boîtier – et donc la taille – change. On observe que plus le boîtier est petit, plus l'amplitude des résonances parasites est grande.

Tous ces paramétrages font ressortir un comportement complexe, et la liaison entre ces phénomènes de résonance et les différents paramètres que nous avons explorés n'est absolument pas évidente. La littérature CEM ne faisant aucune mention de ces phénomènes, nous avons contacté les différents fabricants de condensateurs pour leur soumettre nos résultats de mesure en leur demandant si nos expérimentations n'étaient pas entachées d'erreur et si, dans la négative, ils pouvaient nous fournir un début d'explication.

Beaucoup n'ont pas daigné nous contacter en retour, et seul AVX nous a eu l'amabilité de nous répondre. Et il s'avère qu'il s'agit finalement d'un phénomène bien connu des céramistes : ces résonances parasites sont en fait des résonances électromécaniques du condensateur liées à des réponses piézoélectriques et d'électrostriction du matériau face à la tension appliquée, [18], [19] et [20]. Des domaines ferroélectriques apparaissent dans le matériau en présence d'un champ électrique élevé, et induisent des modes de boîtier (en épaisseur le plus souvent, mais également en longueur et largeur). Il s'agit d'un comportement normal pour les diélectriques à base de titanate de baryum (le diélectrique repéré par la lettre X – X7R, X5R, &c...).

L'importance du phénomène est également liée à la constante diélectrique du matériau, et plus la permittivité est élevée, plus la réponse piézoélectrique est forte, et plus ces comportements sont présents, ce qui explique par exemple que le fait que les diélectriques X8R soient moins concernés que le X7R ou le X5R. Le diélectrique COG ne serait pas exempt non plus de ce comportement – dans ce cas ce sont plus des phénomènes d'électrostriction qui interviennent, mais le fait que la constante diélectrique soit beaucoup plus faible fait que il faut atteindre des tensions très élevées pour les voir apparaître.

Le fait que les capacités les plus fortes présentent plus de phénomènes de résonance que les capacités de faible valeur est lié au fait que, pour une taille relativement similaire, les condensateurs à forte capacité présentent un nombre d'électrodes métalliques plus élevé pour atteindre la valeur désirée de capacité, et l'espace inter-électrodes est donc plus faible. Ceci conduit alors à un champ électrique plus élevé entre les électrodes, et donc à un effet piézo-électrique plus marqué.

On pourrait alors penser que les condensateurs possédant des tensions de service plus élevées – et donc un espacement inter-électrodes plus élevé pour éviter les claquages – seraient moins sujets à ce type de phénomène. Les mesures que nous avons réalisées sur des condensateurs de 100V ou 200V (contre les 50V utilisés jusqu'ici) montre qu'en effet, à tension appliquée égale, les résonances diminuent en intensité et en nombre, mais elles restent quand même présentes, ainsi que le montre l'exemple de la figure suivante pour deux condensateur (100nF X7R en boîtier 0805) du même fabricant, et possédant une tension de service de 50V pour l'un et de 100V pour l'autre.

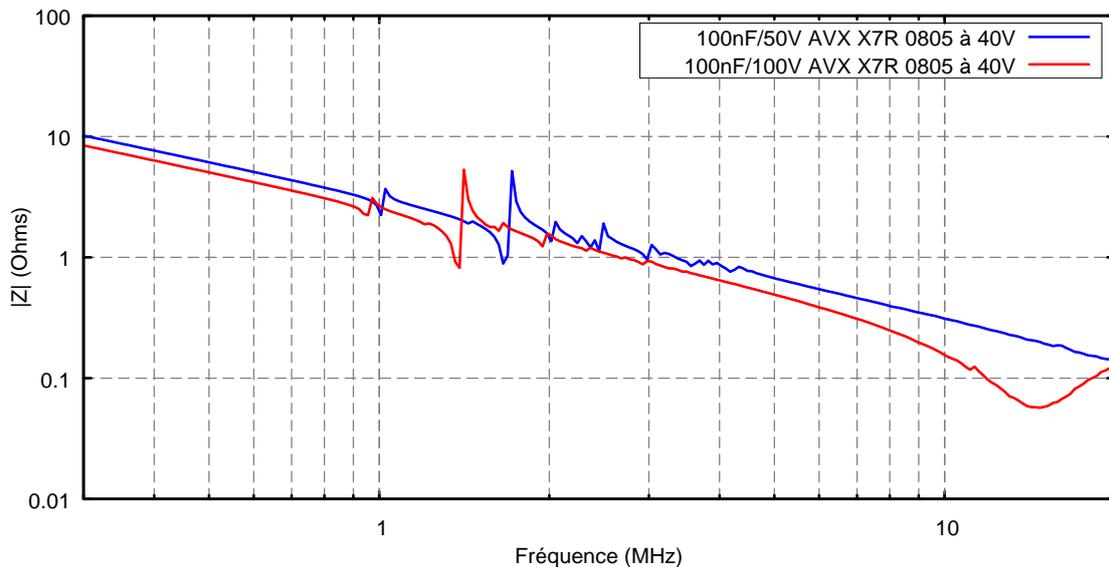


Figure 72 : Impédance à 40V de condensateurs 100nF X7R d'AVX en boîtier 0805 pour deux tensions de service différentes (50 et 100V) (Mesure analyseur d'impédance)

Une des façons les plus simples d'éviter ces résonances est de ne pas utiliser de condensateurs à diélectrique X5R ou X7R. Si cela ne pose pas de problèmes pour les condensateurs de relativement faible valeur ($\leq 100\text{nF}$), il est extrêmement difficile dans la pratique de trouver des condensateurs de forte valeur qui ne soient pas fabriqués avec ces diélectriques. En effet, la forte permittivité de ces matériaux permet de conjuguer facilement forte capacité et faible taille. En outre, les condensateurs utilisant des diélectriques insensibles à l'effet piézo-électrique (comme le COG par exemple) sont plus onéreux que leurs homologues à base d'X7R, ce qui ne rend pas la tâche aisée si le coût est un paramètre important.

Cependant, même si l'existence de ces phénomènes de résonances parasites mériterait d'être beaucoup mieux documentée par les fabricants de condensateurs, il convient de relativiser l'effet de ces résonances sur l'utilisation commune de ces composants. En effet, ces résonances se situent sur une bande fréquentielle déterminée (en gros de 300kHz à une vingtaine de MHz), et à moins de travailler sur des filtres ou d'autres fonctions précises dans cette bande, on devrait pouvoir ne pas tenir compte de ces résonances.

Pour en avoir le cœur net, nous avons mesuré la fonction de transfert d'un filtre passe-haut du premier ordre réalisé avec un condensateur à diélectrique X7R, et dont le schéma est présenté sur la figure suivante.

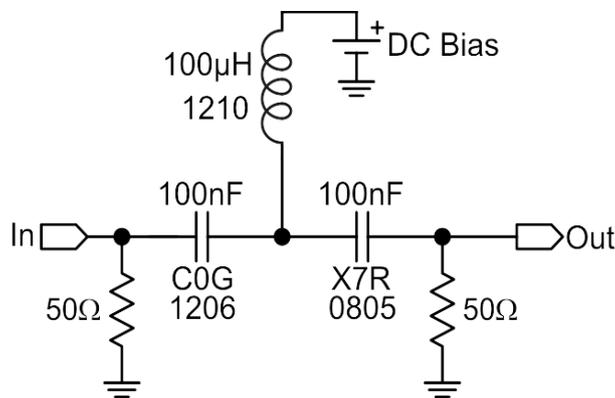


Figure 73: Schéma du filtre passe-haut du premier ordre utilisant un condensateur X7R

Le signal traverse d'abord un premier condensateur COG de 100nF qui n'est pas influencé par la tension de polarisation. Puis le signal est injecté dans un second condensateur X7R de 100nF en boîtier 0805 d'AVX, et qui est polarisé par une tension continue via une inductance. Pour rappel, la figure suivante donne l'impédance mesurée du condensateur utilisé en fonction de la tension de polarisation.

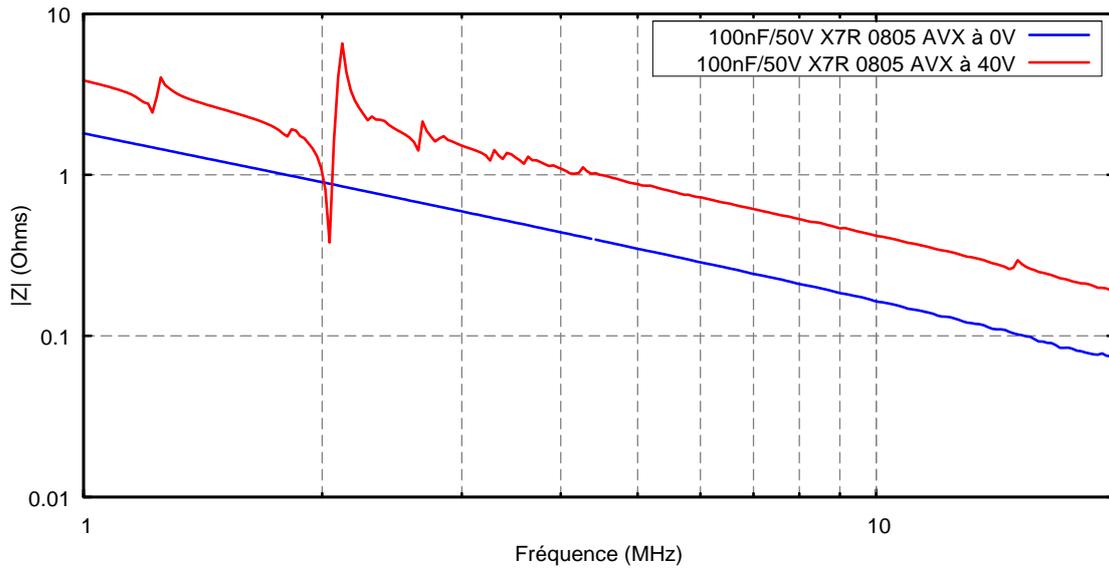


Figure 74: Variation de l'impédance du condensateur 100nF/X7R/0805 du filtre en fonction de la tension appliquée (Mesure analyseur d'impédance)

On note une résonance principale à 2.057MHz et une autre résonance un peu plus bas à 1.224MHz. La figure suivante montre la variation de la fonction de transfert (S_{21}) du filtre mesurée pour différentes tensions de polarisation avec l'analyseur de réseau vectoriel. On peut noter qu'étant donné que le VNA était isolé de la tension continue par les deux condensateurs, nous avons pu pousser la tension appliquée jusqu'à 50V, qui est la tension maximale supportée par les condensateurs.

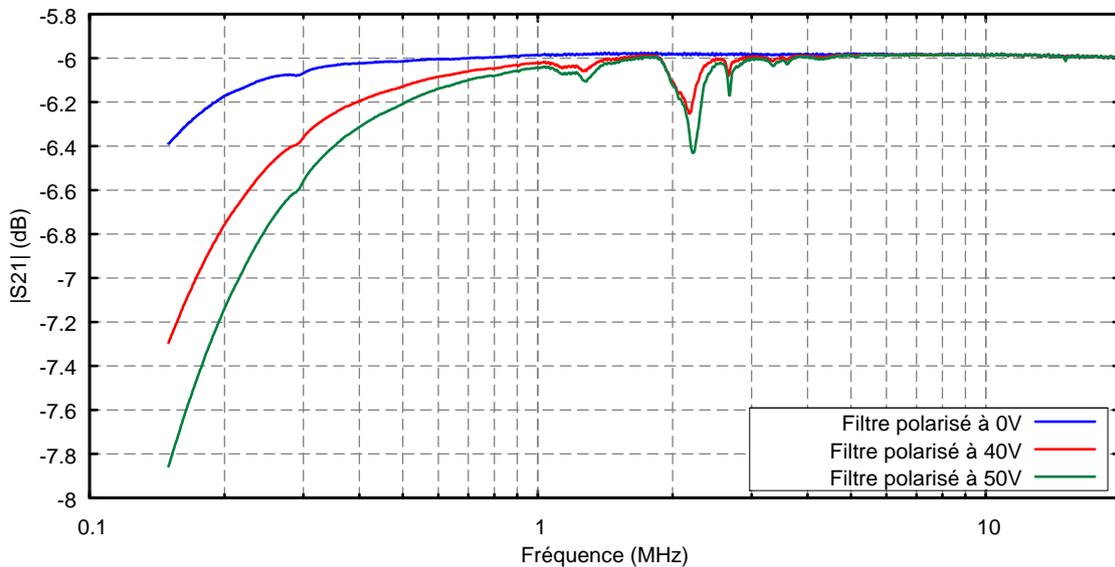


Figure 75: Fonction de transfert du filtre en fonction de la tension appliquée au condensateur (Mesure analyseur de réseau)

On retrouve bien sur la fonction de transfert du filtre l'influence des résonances parasites dues au comportement du condensateur, et les perturbations se situent bien aux fréquences de ces

résonances parasites (1.22MHz et 2.057MHz). Mais cet effet reste mineur, conduisant à une variation de seulement 0.4dB sur la fonction de transfert.

En conséquence, si des contraintes précises pèsent sur des fonctions de filtrage, il sera préférable d'éviter d'y utiliser des condensateurs X7R ou X5R, mais dans le cas général, on peut quand même employer ces composants – en toute connaissance de cause bien entendu.

Un dernier point important est qu'au vu des différentes courbes, il semble extrêmement compliqué de modéliser ces comportements non linéaires de façon simple dans un simulateur de type circuit, et les rares études sur ce sujet [19] font appel à des techniques de modélisation (éléments finis par exemple) qui sortent largement du cadre de ce travail. Dans le cadre d'une application de découplage, on négligera donc ces phénomènes, tout en gardant à l'esprit leur existence et leur possible responsabilité en cas de dysfonctionnements.

III.4. Réseaux de condensateurs en parallèle

Nous avons vu que de manière générale, plus la valeur de la capacité est faible, plus la fréquence de transition entre les comportements capacitifs et inductifs est élevée. Il apparaît alors assez évident que la mise en parallèle de plusieurs condensateurs de valeurs décroissantes devrait permettre d'améliorer ces comportements en augmentant la capacité totale tout en réduisant les résistances et inductances parasites. L'effet principal de cette mise en parallèle est d'augmenter la bande de fréquence sur laquelle l'impédance est faible, d'une part en accroissant la capacité totale (effet en BF), et d'autre part en conjuguant les effets des capacités et des éléments parasites des différents condensateurs pour reporter les phénomènes inductifs vers les hautes fréquences. Par ailleurs, et comme il était prévisible, l'impédance du groupe de condensateurs en haute fréquence est améliorée par la diminution globale de l'inductance due à la mise en parallèle. Cette configuration de découplage est maintenant couramment utilisée pour minimiser l'impédance du circuit d'alimentation jusqu'à des fréquences élevées.

Après la caractérisation individuelle de chaque condensateur, nous avons donc cherché à savoir si la mise en parallèle de ces capacités permettait d'améliorer le comportement capacitif tout en diminuant les effets inductifs. Nous avons comparé deux configurations, chacune comprenant cinq condensateurs montés en parallèle :

Configuration 1	Configuration 2
<ul style="list-style-type: none"> • 10μF : Kemet 2220 X7R (C2220C106M5R2CTU) • 1μF : AVX 0805 X5R (08055D105KAT2A) • 100nF : Kemet 1812 COG (C1812H104J5GACTU) • 10nF : Kemet 1206 COG (C1206H103J5GACTU) • 1nF : Kemet 1206 COG (C1206C102J5GACTU) 	<ul style="list-style-type: none"> • 10μF : Kemet 2220 X7R (C2220C106M5R2CTU) • 1μF : AVX 0805 X5R (08055D105KAT2A) • 100nF : AVX 1210 X7R (12105C104KAZ2A) • 10nF : AVX 0805 X7R (08055C103JAT2A) • 1nF : AVX 0805 X7R (08055C102KAT2A)

Tableau 2: Deux configurations de condensateurs

Ces condensateurs ont été choisis parmi tous les composants testés pour couvrir deux cas de figure : Pour la configuration n°1, les condensateurs sont en majorité des COG, qui possèdent une faible résistance série – et donc un fort coefficient de qualité, alors que pour la configuration n°2, les condensateurs sont de classiques X7R sans performances particulières.

Comme précédemment, nous avons utilisé un circuit imprimé spécialement conçu pour la mesure en transmission avec ARV (**Figure 76**), ainsi que des PCBs annexes d'étalonnage (pour le deembedding).

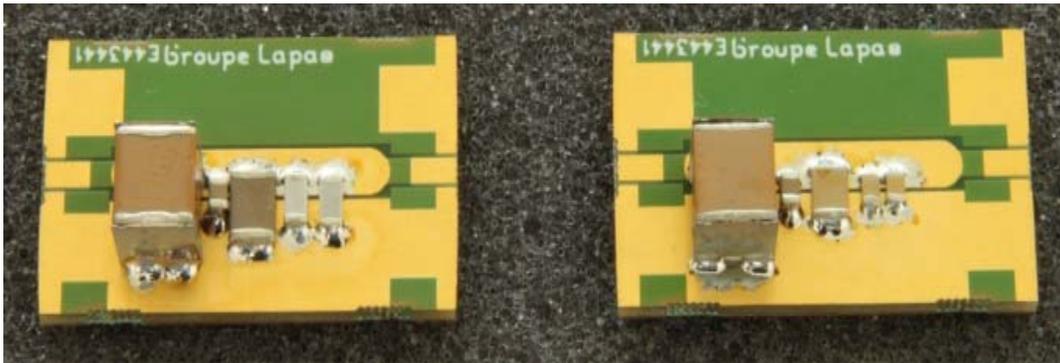


Figure 76: Circuits de caractérisation des groupes de condensateurs

La figure suivante compare les impédances de ces deux groupes de condensateurs avec celle du condensateur de 10 μ F seul. On peut immédiatement noter que le fait de mettre les condensateurs en parallèle tend bien à augmenter la bande de fréquence sur laquelle l'impédance est faible. On voit également que le choix des condensateurs a son importance. Le fait de prendre des composants à coefficient de qualité important (COG - Configuration n°1) conduit à des zones de transitions abruptes entre les différents domaines de chaque condensateur. Alors que des composants standard (X7R - Configuration n°2) permettent d'arriver au même résultat avec une courbe d'impédance moins accidentée, et ce à un coût moindre.

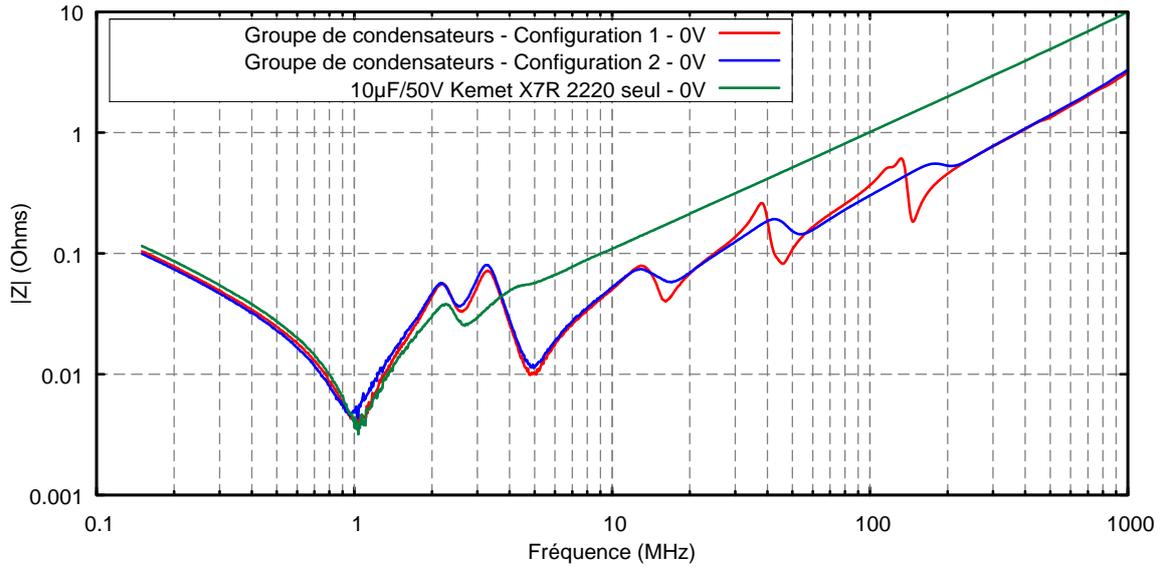


Figure 77: Impédances mesurées des deux groupes de condensateurs

Nous avons ensuite comparé les mesures des groupes de condensateurs avec le calcul théorico-expérimental suivant : à partir des mesures des impédances individuelles de chaque condensateur utilisé dans un groupe, l'impédance théorique globale des condensateurs mis en parallèle a été calculée. Cela permet d'une part de valider la mesure directe de l'impédance du groupe, et d'autre part de vérifier que les inductances parasites dues aux soudures et pistes ne faussent pas les résultats. Les comparaisons mesures / « calculs » sont présentées sur les deux figures suivantes.

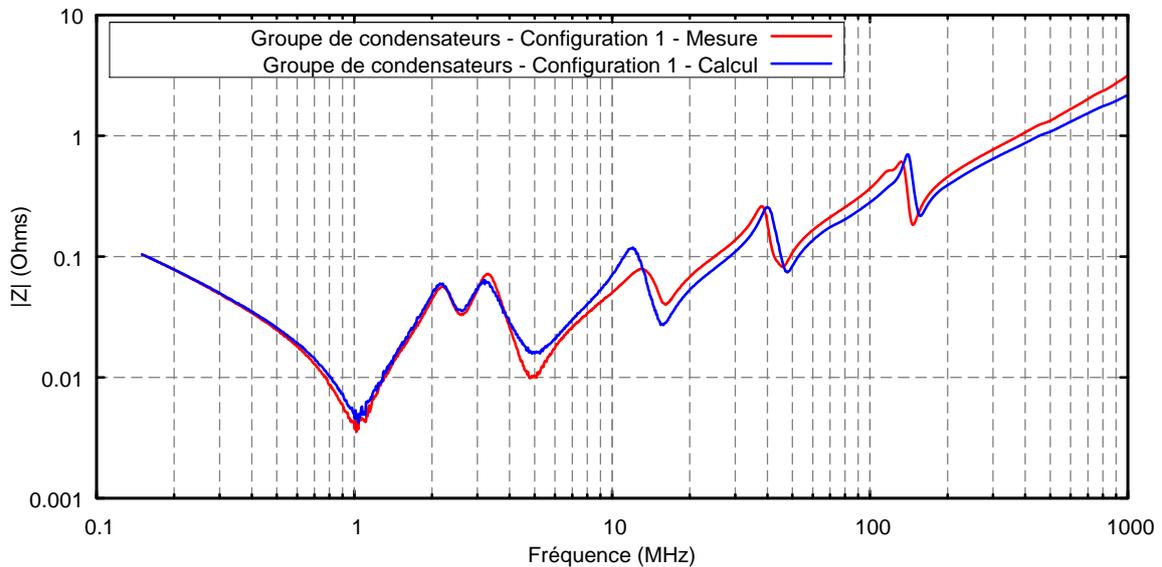


Figure 78: Impédances mesurée et « calculée » pour la configuration n°1

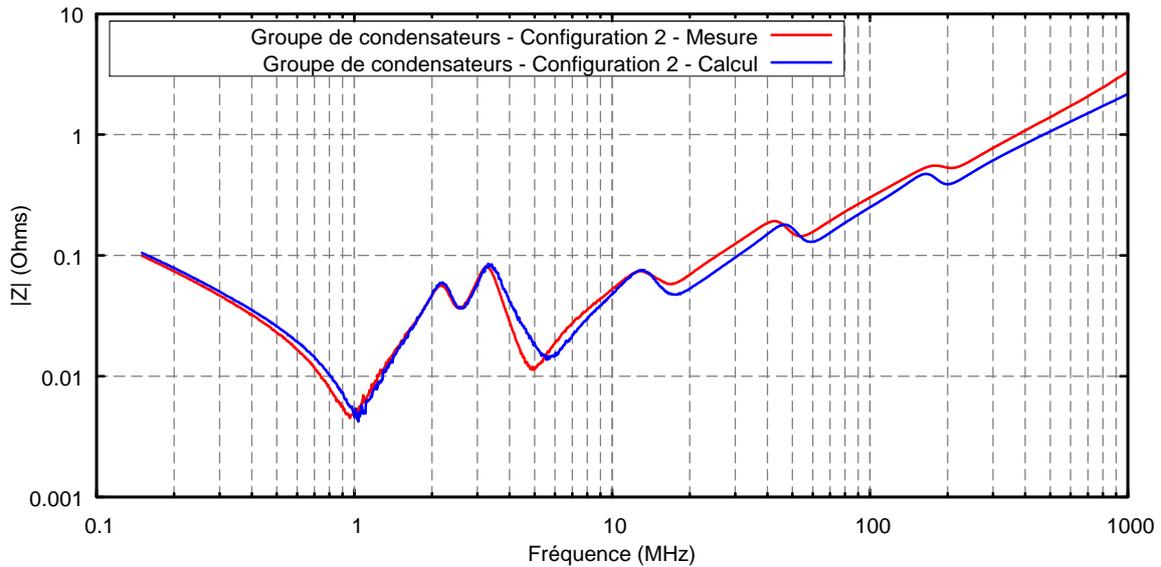


Figure 79: Impédances mesurée et « calculée » pour la configuration n°2

On note que dans les deux cas, les résultats concordent bien, et qu'une petite inductance supplémentaire apparaît dans le cas réel (mesure), imputable à l'implantation du groupe de condensateurs sur le circuit imprimé. On peut également noter quelques disparités dans les fréquences et amplitudes des différents pics ou vallées, mais les responsables en sont ici les variations des caractéristiques des composants simplement dues à leurs tolérances.

Deux autres configurations de capacités en parallèle ont été retenues : l'une pour les condensateurs CMS classiques, et l'autre pour les capacités de type X2Y, et la composition de ces réseaux est la suivante :

Condensateurs standards	Condensateurs X2Y
• 10 μ F : AVX Tantale type E (<i>TPME106K050R0120</i>)	• 10 μ F : AVX Tantale Type E (<i>TPME106K050R0120</i>)
• 1 μ F : AVX 0805 X5R (<i>08055D105KAT2A</i>)	• 470nF : Johanson 1812 X7R (<i>500X43W474MF4E</i>)
• 100nF : AVX 1210 X7R (<i>12105C104KAZ2A</i>)	• 100nF : Johanson 1206 X7R (<i>500X18W104MV4E</i>)
• 10nF : AVX 0805 X7R (<i>08055C103JAT2A</i>)	• 22nF : Johanson 0805 X7R (<i>500X15W223MV4E</i>)
• 1nF : AVX 0805 X7R (<i>08055C102KAT2A</i>)	• 10nF : AVX 0805 X7R (<i>W2H15C1038AT1A</i>)

Tableau 3: Composition de deux réseaux

Pour ce qui est des condensateurs standards, aucune précaution spéciale n'a été prise quant à la courbe d'impédance, et nous avons juste voulu suivre la règle empirique du facteur 10 entre les capacités consécutives. Par contre, en ce qui concerne les condensateurs de type X2Y, une attention particulière a été portée au choix des différentes capacités, de manière à obtenir une courbe d'impédance homogène avec le moins d'accidents possible. C'est d'ailleurs ce qui explique le choix de la capacité de 10 μ F au tantale (faible ESR) au lieu d'une capacité à diélectrique céramique.

Les figures suivantes (**Figure 80** et **Figure 81**) montrent les courbes d'impédance des réseaux sélectionnés. Ces courbes ont été obtenues par calcul, mais en utilisant les impédances individuelles mesurées de chacun des condensateurs constituant le réseau de découplage. Les inductances supplémentaires introduites par les pistes et les connexions ne sont donc pas prises en compte, mais ces courbes donnent tout de même une excellente idée du comportement de ces réseaux. Par ailleurs, ces courbes montrent les différences apportées par le condensateur de 10 μ F au tantale par rapport au 10 μ F X7R en boîtier 2220 de Kemet (Capacités MLCC empilées, réf C2220C106M5R2CTU).

Dans les deux cas, on peut noter que le condensateur de 10 μ F X7R tend à donner une impédance globalement plus basse de quasiment un ordre de grandeur, mais sur une plage fréquentielle assez restreinte. L'impédance résultante est beaucoup plus torturée que dans le cas du 10 μ F tantale, et présente une remontée importante dans la zone 1-10MHz qui pourrait se révéler préjudiciable. Comparativement, le condensateur au tantale possède une impédance plus élevée dans la même bande, mais elle tend à rester plus constante. On est donc en droit de se demander lequel de ces deux condensateurs est le plus efficace dans ces associations, et s'il vaut mieux privilégier une impédance torturée mais basse dans une bande relativement étroite par rapport à une impédance plus élevée mais peu tourmentée. C'est pourquoi nous avons décidé d'essayer les deux types de condensateurs de 10 μ F dans les réseaux de découplage testés.

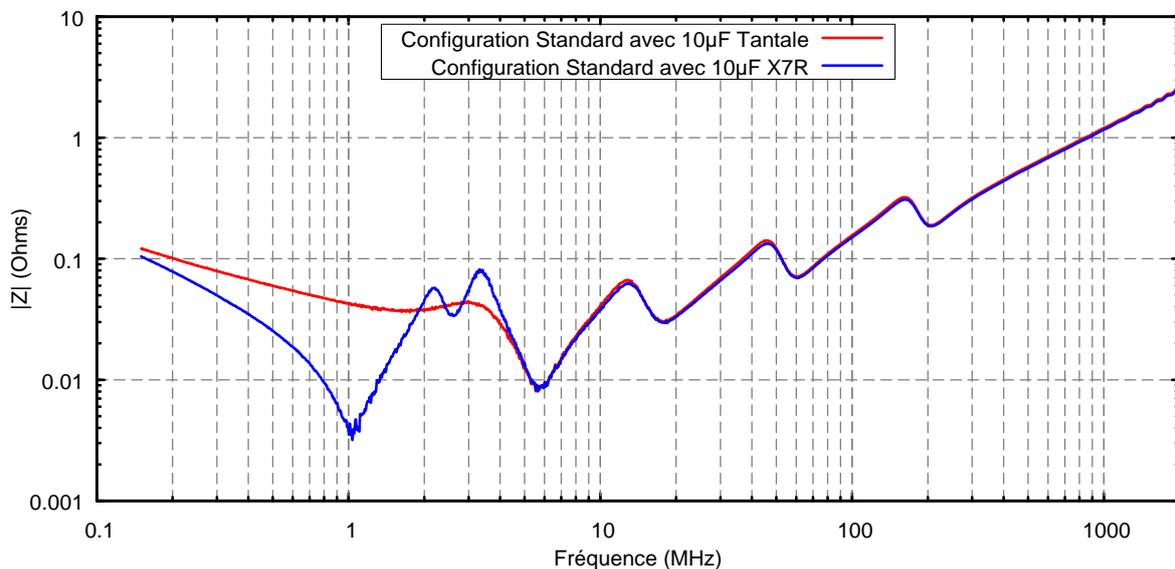


Figure 80: Impédance du réseau à base de capacités standards (Courbes simulées)

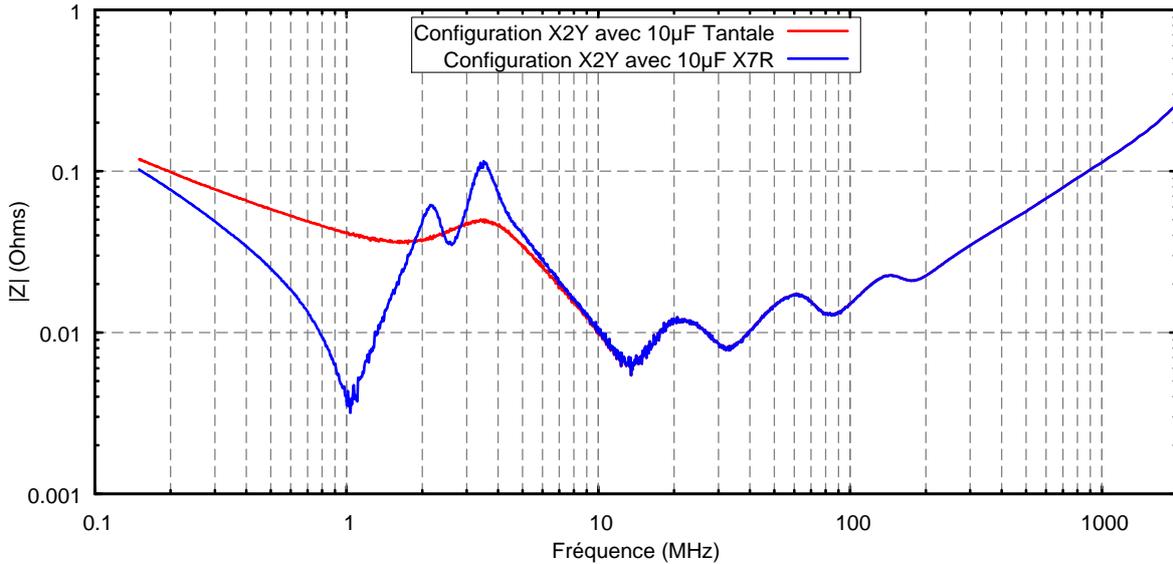


Figure 81: Impédance du réseau à base de capacités de type X2Y (Courbes simulées)

La figure suivante compare les deux configurations de découplage (avec un 10µF tantale), et on y retrouve la redoutable efficacité des condensateurs X2Y en termes d'inductance parasite : si on considère une impédance du réseau ne devant pas dépasser 100mΩ, les capacités CMS standard permettent d'obtenir une bande de 70MHz alors que les condensateurs X2Y portent cette bande aux environs du GHz.

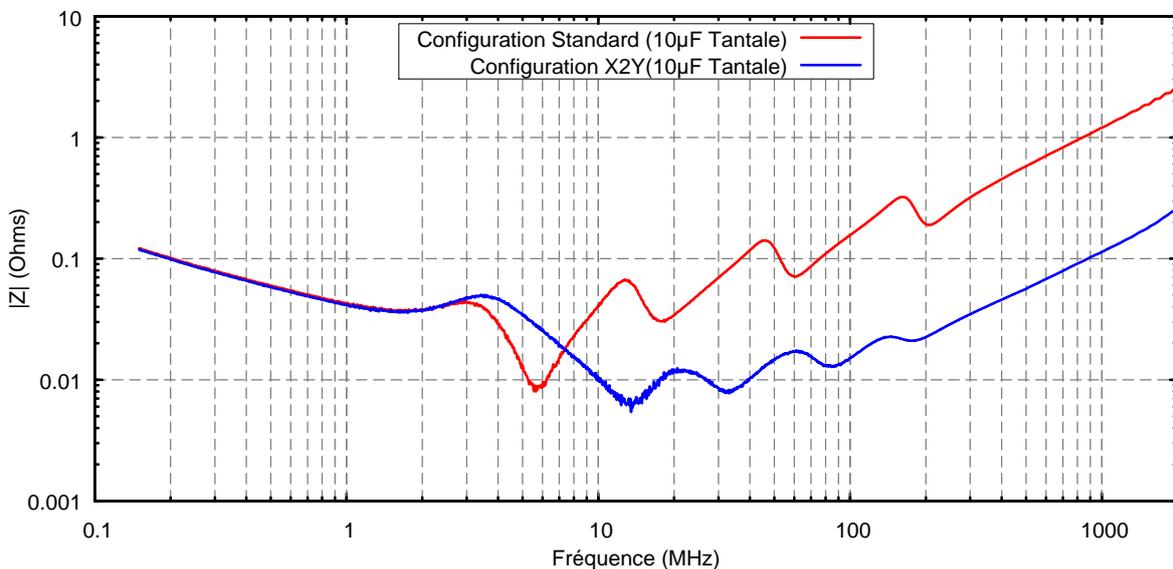


Figure 82: Comparaison de l'impédance des réseaux (avec 10µF tantale) (Courbes simulées)

III.5. Extraction des modèles des condensateurs

Ces condensateurs étant destinés être utilisés par la suite dans la simulation, soit sur la cellule de commutation soit sur l'amplificateur RF, on doit donc trouver un modèle équivalent de chacun de ces condensateurs. Pour rappel, le comportement du condensateur est capacitif en

dessous de la fréquence de résonance et devient inductif au delà. L'impédance du condensateur est définie par l'équation (1) (**Figure 83**).

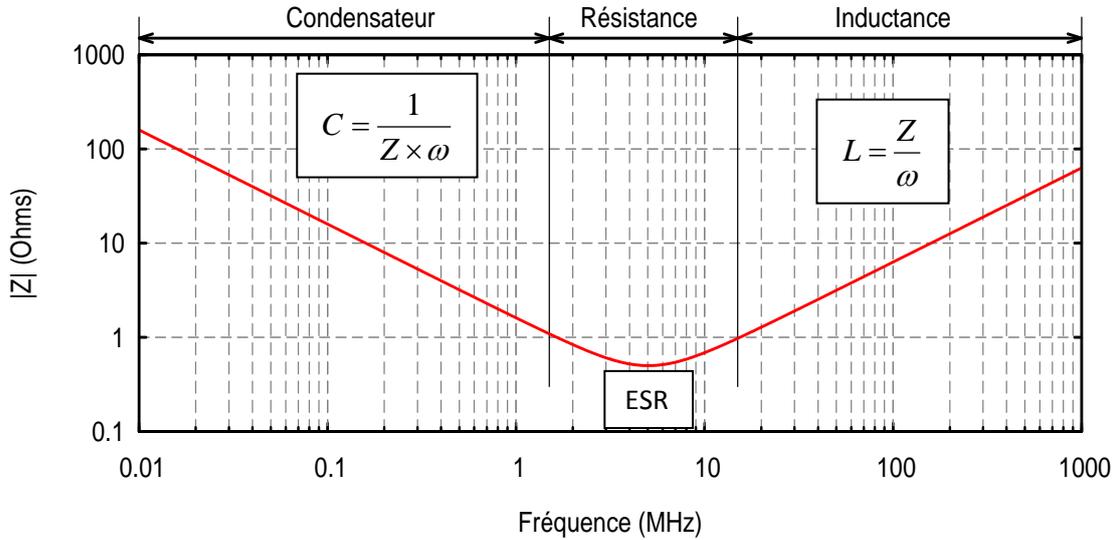


Figure 83: Comportement de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence

A parti des courbes d'impédance mesurée, on peut donc extraire la valeur des différents éléments : la valeur de l'ESR est relevée au « creux » de résonance, la capacité quant à elle est calculée à partir de la partie de la courbe « capacitive » évoluant en $1/C\omega$ et l'inductance sur la partie inductive évoluant en $L\omega$.

Pour chaque capacité mesurée, on a donc calculé la valeur de chaque élément du circuit équivalent au condensateur, de manière à introduire ces modèles dans Spice (**Figure 84**) et comparer les impédances mesurées et calculées. La suite de cette partie donne quelques exemples de ces comparaisons.

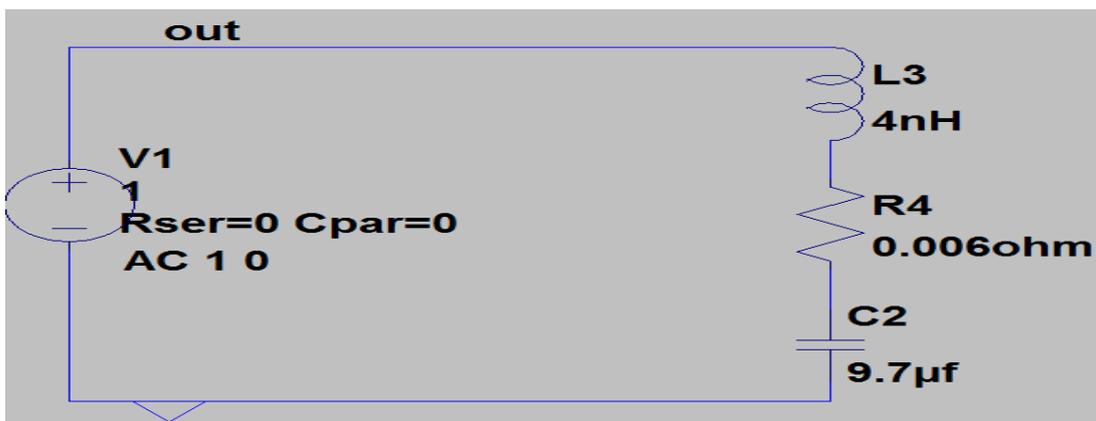


Figure 84: Modèle électrique équivalent de 10µF KEMET C2220C106M5R2CTUDIélectrique X7R, boîtier 2220 sous LTSpice.

La **Figure 85** présente la comparaison entre le modèle simulé (courbe bleue) et le modèle mesuré (courbe rouge) du condensateur de $10\mu\text{F}$ KEMET Diélectrique X7R, boîtier 2220. Les valeurs des éléments parasites sont celles données sur la **Figure 84**.

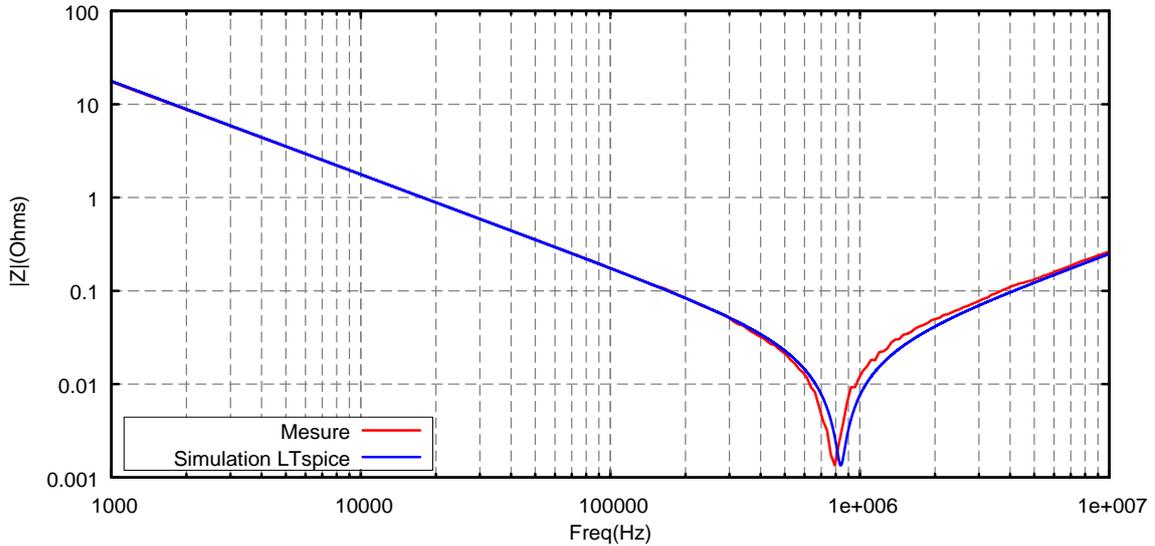


Figure 85: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de $10\mu\text{F}$ Kemet, Diélectrique X7R, boîtier 2220 (Ref C2220C106M5R2CTU)

La comparaison entre la mesure et la simulation du condensateur de $10\mu\text{F}$ fait apparaître une différence de la valeur de fréquence de résonance et la valeur d'inductance, en revanche, la valeur de la capacité est cohérente.

Pour le condensateur de $1\mu\text{F}$ KEMET X7R de dimension 1210, les valeurs des composants du modèle équivalent sont une résistance de $5.99\text{m}\Omega$ et une inductance de 2.5nH .

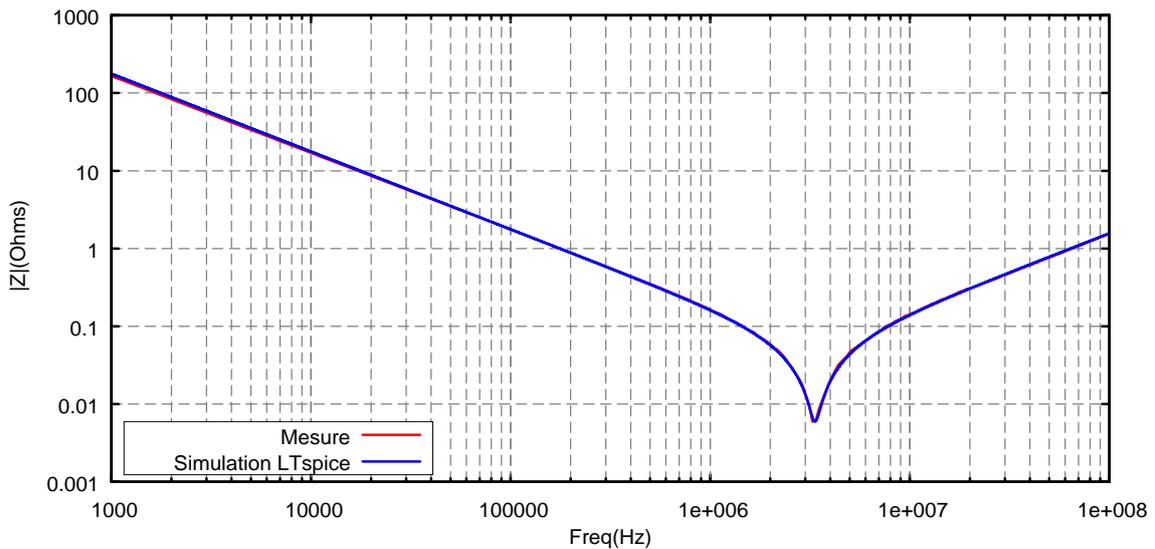


Figure 86: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d'une capacité de $1\mu\text{F}$ KEMET C1210F105K5RACAUTO: X7R, Boîtier 1210

Dans ce cas, le modèle simulé sous LTspice donne la même réponse que la mesure sur la zone capacitive, ESR et ESL.

La troisième capacité est de valeur 100nF (KEMET), de dimensions 1812 et de diélectrique X8R, les valeurs des différents composants du modèle équivalent sont une résistance de 4.69mΩ et une inductance de 3.55nH.

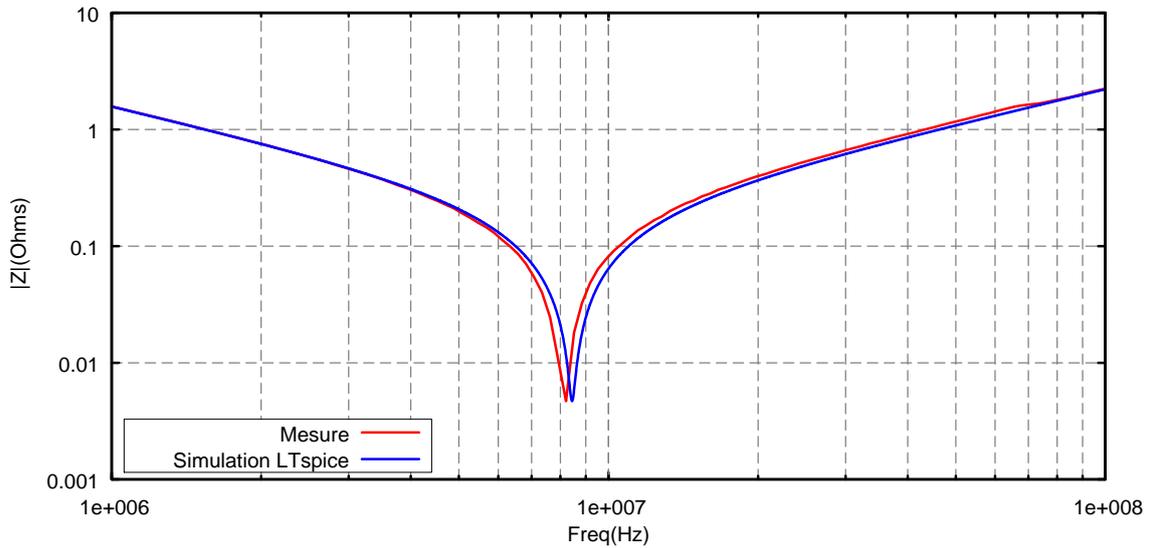


Figure 87: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d’une capacité de 100 nF
KEMET C1812C104K5HACTU : X8R, 1812

La quatrième capacité est de valeur 10nF KEMET de diélectrique X7R et de dimension 0805. Les valeurs des différents composants du modèle équivalent donnent une résistance 20.032mΩ et une inductance de valeur 2nH.

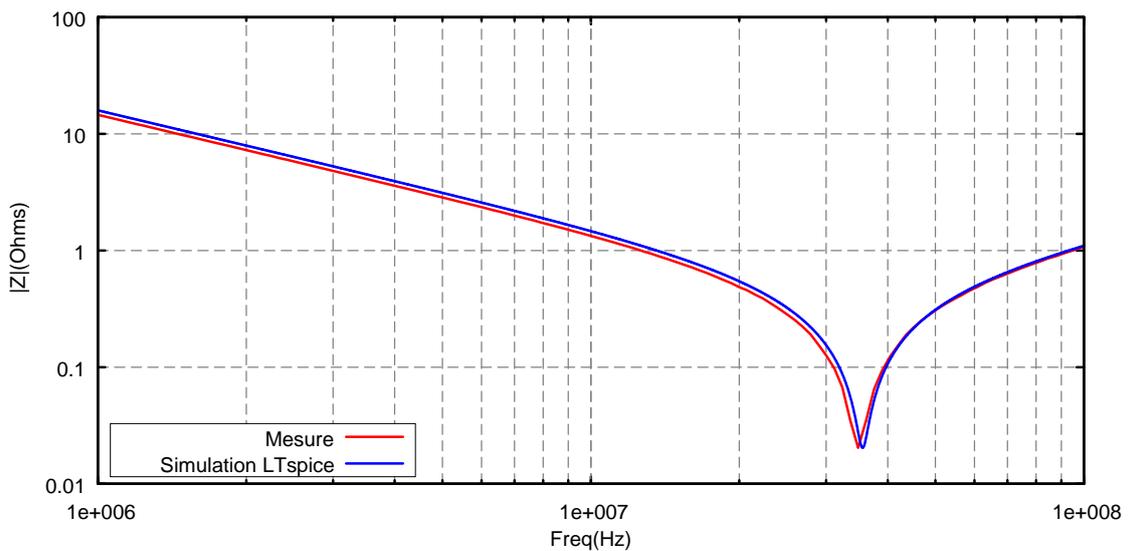


Figure 88: Comparaison entre mesure et simulation du modèle équivalent d’une capacité de 10nF
KEMET C0805C103K5RACTU: X7R, 0805

Les modèles électriques équivalents des condensateurs donnent donc globalement la même réponse que les mesures. On pourra donc utiliser les modèles extraits des mesures avec confiance lors de la simulation complète de l'amplificateur RF et de son réseau de découplage. Il va sans dire que les modèles à utiliser devront tenir compte des éventuelles variations de capacité avec la tension d'alimentation.

IV. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté une caractérisation expérimentale des condensateurs de découplage. L'utilisation d'un ARV et d'un analyseur d'impédance, associé à des véhicules de test optimisés, a permis d'obtenir une mesure rigoureuse et reproductible de l'impédance des condensateurs en vue de la sélection des composants les plus performants.

Cette campagne expérimentale a permis de mettre en évidence plusieurs points particuliers. Tout d'abord, les performances des différents condensateurs CMS standard sont tout à fait comparables en termes d'inductance parasite, et l'influence des tailles de condensateurs et des diélectriques est vraiment minime en regard de ce paramètre. Par contre, nous avons pu valider expérimentalement les différentes techniques de réduction de l'inductance parasite basées sur des modifications technologiques telles que les capacités à géométrie inversée (RGC) ou la technologie X2Y. Cette dernière technique en particulier a montré une spectaculaire diminution – d'un ordre de grandeur – de l'inductance parasite, et les condensateurs basés sur cette technologie semblent donc devenir incontournables pour le découplage haute-fréquence.

Ces mesures ont également permis d'extraire – pour chacun des condensateurs testés – les éléments parasites nécessaires à l'établissement de leur modèle pour les simulations. Par ailleurs, la mise en parallèle de condensateurs a montré, et ce aussi bien expérimentalement que théoriquement, que la réduction de l'inductance parasite apportée par cet arrangement était tout à fait effective, et qu'elle était même maximisée par l'utilisation de capacités de type X2Y, avec dans ce cas un gain en « bande passante » tout à fait considérable. Par la même occasion, nous avons pu montrer que, dans de telles configurations, il valait mieux utiliser des condensateurs au comportement « moyen ». En effet, la juxtaposition de condensateurs performants au coefficient de qualité élevé (faible ESR) ne permet pas un « lissage » efficace de la courbe d'impédance, chose dont les condensateurs aux performances individuelles classiques s'acquittent plus efficacement.

Ces mesures ont également été l'occasion de mettre en lumière un comportement des condensateurs assez peu mentionné : l'apparition de résonances parasites dans la courbe d'impédance sous l'influence de la tension appliquée. Le peu de publicité faite autour de ce

phénomène nous a conduits à approfondir nos investigations avant d'obtenir l'explication de ce comportement mettant en cause les diélectriques utilisés dans ces capacités. Et la conclusion à laquelle nous sommes arrivés est que dans les applications de découplage il n'était pas primordial de tenir compte de ce phénomène – somme toute assez limité, mais qu'il convenait de le garder à l'esprit si on envisageait l'utilisation des ces condensateurs dans des applications de filtrage ou de liaison inter-étage.

Références

- [1] L. D. Smith, « Decoupling capacitor calculations for CMOS circuits », in *Proc. Elect. Perf. Elect. Packag. Conf.*, Nov. 1994, pages 101-105.
- [2] K. Y. Chen, W. D. Brown, and L. W. Schaper, « Modeling and simulation of thin film decoupling capacitors », in *Proc. Elect. Perform. Electric.Packag. Conf.*, Oct. 1998, pages 205-208.
- [3] T. Roy, L. Smith, and J. Prymak, « ESR and ESL of ceramic capacitor applied to decoupling applications », in *Proc. Elect. Perform. Elect. Packag. Conf.*, Oct. 1998, pages 213 – 216.
- [4] S. Jose « Using Decoupling Capacitors », CA 95134 March 11, 1999, (<http://hsi.web.cern.ch/hsi/s-link/devices/g-ldc/decouple.pdf>)
- [5] <http://www.johansondielectrics.com/technical-notes/product-training/basics-of-ceramic-chip-capacitors.html>.
- [6] <http://capacitoredge.kemet.com/capedge2/lookup.do#>
- [7] http://www.avx.com/prodinfo_catlist.asp?ParentID=16
- [8] <http://www.digikey.fr/product-highlights/fr/fr/tdk-c-series-reverse-geometry-mlcc/2510>
- [9] <http://www.x2y.com/>
- [10] <http://www.avx.com/docs/catalogs/licc.pdf> , 0612/0508/0306/0204 LICC (Low Inductance Chip Capacitors)
- [11] <http://www.x2y.com/index.htm>
- [12] Charles S. Walker. « Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis », Artech House, Inc. Norwood, MA, 1990. pages 102-103.
- [13] <http://www.x2y.com/publications/decoupling/apr29-04.pdf>
- [17] D. L. Sanders, J. P. Muccioli, «Comparison of MLCC and X2Y Technology for Use in Decoupling Circuits», CARTS symposium, 2004 (<http://www.x2y.com/publications/decoupling/mar5-04.pdf>).
- [14] <http://www.x2y.com/mfgs.htm>
- [15] http://www.avx.com/prodinfo_productdetail.asp?l=1072&ParentID=194
- [16] <http://www.johansondielectrics.com/surface-mount-products/x2yr-filter-a-decoupling-capacitors/pcb-mounting-guidelines.html>
- [17] <http://www.x2y.com/publications/testing/nov4-04.pdf>

- [18] O. Boser, P. Kellawon, R. Geyer, «Rapid Nondestructive Testing of Ceramic Multilayer Capacitors», IEEE Transactions On Components, Hybrids, And Manufacturing Technology, Vol. 12, No. 1 , March 198, pp. 121-123.
- [19] K. Prume, R. Waser, K. Franken, H. R. Maier, «Finite-Element Analysis of Ceramic Multilayer Capacitors: Modeling and Electrical Impedance Spectroscopy for a Nondestructive Failure Test», Journal of the American Ceramic Society, Vol. 83, No. 5, 2000, pp. 1153-1159.
- [20] O. Boser, «Nondestructive Testing of Multilayer Ceramic Capacitors», Brevet US4644259, US Patent Feb 17 1987.

**Chapitre III : Etude du découplage et
modélisation du bruit de hachage.
Application à la cellule de commutation**

I. Introduction

L'un des défis de nos travaux est d'obtenir un système d'amplification global avec un rendement très élevé. Ainsi qu'exposé précédemment, une des solutions à ce problème est d'alimenter le circuit d'amplification par une tension variable qui suit l'enveloppe du signal (Envelope Tracking). Il faut donc pour cela disposer d'une alimentation capable de délivrer de fortes puissances avec une bande passante importante. A notre connaissance, ce type de système n'est pas encore opérationnel, et les solutions proposées ne répondent que partiellement aux exigences.

Dans le premier chapitre, nous avons cependant présenté quelques techniques d'alimentations variables permettant de satisfaire au besoin de la commande de polarisation d'un amplificateur RF. Et dans le cadre de notre projet ALPAGA 2, notre partenaire C2S2 d'Xlim a développé une nouvelle technique de commutation d'alimentations qui va être retenue dans notre projet.

Nous proposons, dans une première partie de ce chapitre, une description détaillée de fonctionnement de la cellule de commutation avec ses différents composants. Ensuite, nous nous intéresserons à l'aspect CEM en présentant l'origine de bruit de hachage et les différentes solutions pouvant conduire à la diminution du niveau de ce bruit sur les pistes DC de la cellule de commutation, afin d'en tirer des règles et consignes de conception pour que le niveau de bruit de découpage reste dans les normes CEM. Enfin, nous proposerons une méthode de modélisation de ce bruit de hachage qui permette d'intégrer ce paramètre lors des simulations effectuées lors du développement du système global.

II. Commande de polarisation : Le convertisseur DC/DC

L'étude bibliographique sur ce thème montre que les solutions proposées peuvent être classifiées selon deux grandes familles : Un premier système dit " Analogique " est réalisé avec un circuit de puissance capable de fournir une tension variable avec une certaine bande passante, la tension de polarisation délivrée par le circuit de commande "suivant" de façon plus ou moins fidèle les variations de l'enveloppe d'entrée. Le deuxième système dit " par commutation " a pour principe de commuter deux ou plusieurs alimentations fixes. A chaque niveau discrétisé de l'enveloppe correspond une tension de commande en sortie. Le nombre d'alimentations à commuter est limité (5 en général). Cette technique permet d'atteindre des bandes passantes plus importantes que les systèmes dits "analogiques".

Au sein d'XLIM, le département C2S2 a développé une solution de modulateur de puissance basée sur une cellule de commutation en technologie GaN (Nitrure de Gallium) mise au point lors des travaux de thèse de L. Bacqué [1]. Les transistors GaN offrent des propriétés intéressantes pour la commutation, avec notamment une transconductance qui change de valeur de façon brutale autour de la tension de pincement. Les structures de transistors bipolaires à jonction ou à hétérojonction (BJT et HBT) ne sont apparues que tardivement pour des raisons de difficultés de doper le GaN type 'p', ou à cause de la mobilité médiocre des trous. Des réalisations de transistors AlGaN/GaN [2][3], ou mixtes GaN/SiC (Emetteur GaN et base, collecteur SiC) [4], ou encore SiC/SiC:Ge sont très encourageantes pour l'émergence de ces composants [5]. Le transistor GaN à effet de champ de type MESFET et HEMT (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor et High Electron Mobility Transistor) bénéficie d'une combinaison remarquable des caractéristiques des matériaux à large bande interdite qui la prédestine naturellement à des applications de forte puissance :

- Un champ de claquage élevé, associé à un faible taux d'ionisation par impact, qui permet d'obtenir des puissances de sortie élevées (8 fois supérieur aux technologies GaAs).
- La forte conductivité thermique du GaN est avantageuse pour l'évacuation des calories.
- La forte bande interdite rend les dispositifs plus immuns aux agressions de type électromagnétiques.
- Des vitesses de saturation relativement importantes qui favorisent les applications à haute fréquence.

II.1. La cellule de commutation ALPAGA et son fonctionnement

Nous allons présenter dans cette partie la structure de la cellule de commutation et une description de son fonctionnement. Le schéma de cette cellule est présenté sur la figure suivante :

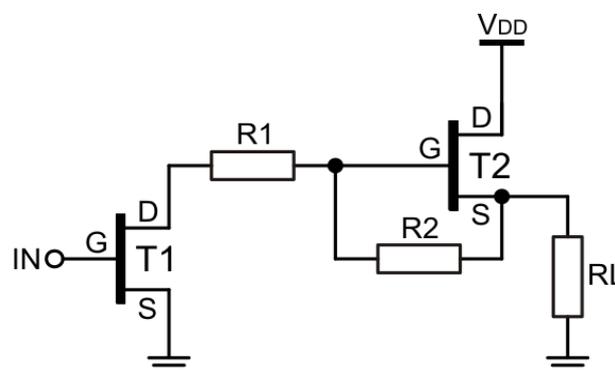


Figure 89: Schéma électrique de la cellule de commutation

Le transistor T1 est piloté au niveau de sa grille par un signal d'entrée, carré ou sinusoïdal, d'une amplitude de l'ordre du volt. En effet, l'intérêt de cette cellule est de pouvoir commuter de fortes puissances avec un signal d'entrée simple à produire (par exemple la sortie d'un composant numérique). Dans le cas qui nous intéresse, il s'agira d'un signal de type PWM (Pulse Width Modulation) permettant de faire varier la tension de sortie de ce convertisseur. La fréquence de ce signal d'excitation visée dans le cadre du projet ALPGA est de l'ordre de 50 MHz. La commutation de la tension fournie par l'alimentation V_{DD} se fait via le pincement et l'ouverture de T2. Ces deux états dépendent directement du V_{GS} entre la grille et la source de T2. Cette différence de potentiel est contrôlée via le courant traversant la résistance R2.

II.1.1. Les états de fonctionnement de la cellule

II.1.2. L'état OFF :

Lorsque la tension d'entrée est nulle, le transistor T1 est saturé. Sa résistance drain-source R_{DS_ON} est donc très faible, et le transistor T2 s'auto-polarise à une tension V_{GS2_OFF} . Il faut choisir cette tension V_{GS2_OFF} très proche et légèrement supérieure à la tension de pincement $-V_p$, de façon à obtenir un point de fonctionnement avec un courant minimum dans T2. Le transistor T2 est donc à la limite du blocage mais laisse toujours circuler le courant I_{R2_OFF} nécessaire à son auto-polarisation. Ce courant I_{R2_OFF} est le courant maximum que doit supporter le transistor T1.

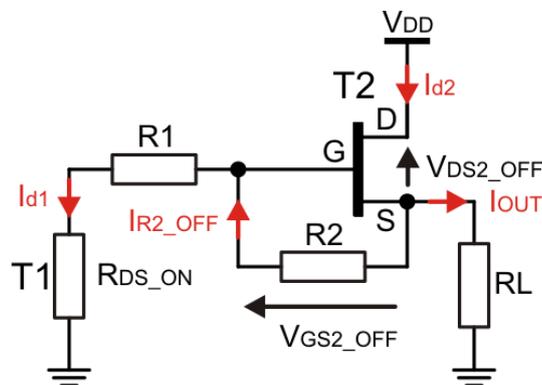


Figure 90: Schéma équivalent à l'état OFF

L'état « OFF » se caractérise par une tension de sortie non-nulle qui est quasiment égale en valeur minimale à la tension de pincement du transistor T2. Une diode série sera connectée en sortie de la cellule pour son utilisation dans le système d'alimentations commutées. Dans ce cas, lorsque la cellule sera OFF, la diode sera bloquée et il n'y aura pas de courant acheminé vers la charge, la consommation de la cellule sera alors minimale.

II.1.3. L'état ON :

Lorsque la tension d'entrée est inférieure à la tension de pincement $-V_p$ du transistor T1, ce dernier est bloqué et sa résistance drain-source est très grande. Le courant dans la résistance R2 s'annule ($I_{R2_ON}=0$) et la tension grille-source du transistor T2 devient donc nulle ($V_{GS2_ON}=0$), et ce transistor se sature et devient passant (**Figure 91**).

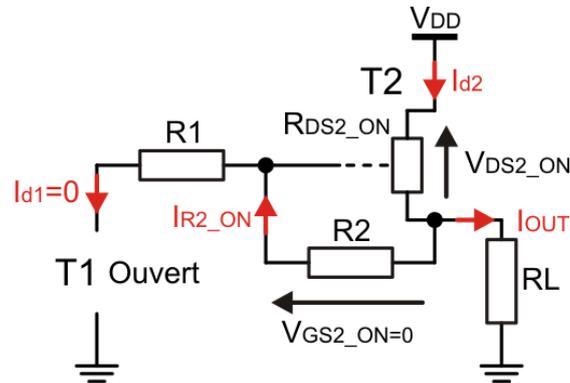


Figure 91 : Schéma équivalent à l'état ON

Dans cet état, la cellule fournit la tension et le courant nécessaire au circuit de charge. Dans notre cas, il s'agit de l'accès de polarisation de l'amplificateur de puissance. Les temps de commutation pour la mise à ON ou à OFF de la cellule sont directement liés aux constantes de temps dues à la capacité grille-source C_{GS} de T2 et aux résistances R1 et R2. En minimisant ces résistances R1 et R2, les constantes de temps de charge et décharge de C_{GS} peuvent être de l'ordre de quelques dizaines ou centaines de picosecondes. Les fréquences de commutation possibles peuvent alors atteindre plusieurs dizaines de MHz. Par ailleurs, un des rôles de la résistance R1 est d'assurer la stabilité du circuit.

Entre les deux états ON et OFF, il y a deux transitions : Transition de ON à OFF et transition de OFF à ON (découpage du signal DC). Et c'est lors de ces deux transitions qu'est produit le bruit de commutation que nous cherchons à modéliser et réduire.

II.1.4. Réalisation de la cellule de commutation

Un des objectifs du projet ALPAGA2 est d'arriver à réaliser la cellule de commutation précédemment présentée soit sous forme de MMIC (Monolithic Microwave Integrated circuit), intégrant alors tous les composants sur une même puce GaN, soit sous forme de circuit hybride, dans lequel les différents composants de la cellule seraient assemblés au sein d'un même boîtier en compagnie de puces GaN reliées par bonding. Dans tous les cas, notre partenaire III-V Lab est chargé de mettre au point et de réaliser les semi-conducteurs nécessaires et les circuits de la cellule.

Mais étant donné que ce type de cellule n'était encore qu'à l'état de projet, nous nous sommes rabattus sur une solution à base de composants du commerce afin de réaliser nos diverses expérimentations. La cellule de commutation a donc été réalisée sur la base de deux transistors GaN HEMT fabriqués par Nitronex. Les transistors retenus sont des composants prévus à la base pour l'amplification linéaire RF, mais ils s'avèrent utilisables en commutation. Le transistor T1 est un NPTB00004 [6], un HEMT GaN RF prévu pour délivrer 5W et possédant une bande d'utilisation de 0 à 6GHz. Le transistor « de puissance » T2 est un NPT1004 [7], pouvant lui délivrer 45W sur une bande fréquentielle de 0 à 4GHz. Ces deux transistors sont encapsulés dans des boîtiers CMS SOIC-8 avec une semelle métallique pour l'évacuation des calories.

II.1.4.1. Mise en œuvre de la cellule

Nous avons réalisé un premier prototype (Version 1) (**Figure 92**) pour identifier le bruit de découpage et mesurer les performances de la cellule. Les premiers routages de la cellule de commutation sont faits sous KICAD [8], mais la réalisation en reste assez « artisanale ».

Le hachage produit par la cellule de commutation provoque des appels de courant importants, et comportant des harmoniques à des fréquences élevées. L'alimentation ne pouvant faire face à ce hachage à haute fréquence, nous avons placé des capacités le long de la ligne d'alimentation de la cellule afin de filtrer les différentes fréquences. Dans un premier temps, ces condensateurs sont au nombre de trois :

- 1nF KEMET C0805X102K5RACTU, X7R, 0805, Tolérance 10%
- 100nF KEMET C1206C104K5RACTU, X7R, 1206, Tolérance 10%
- 10 μ F KEMET C2220C106M5R2CTU, X7R, boîtier 2220

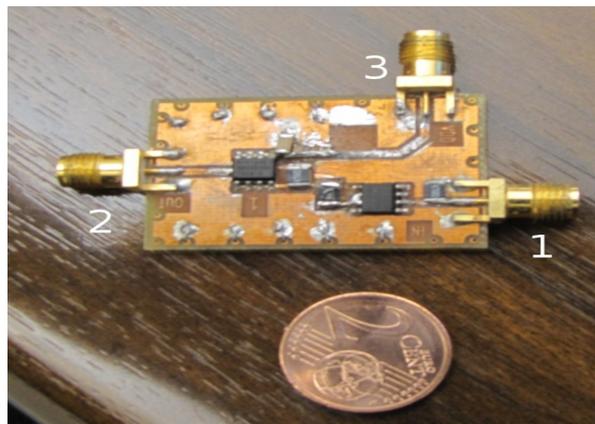


Figure 92 : Routage V1 de la cellule. Accès 1 : entrée ; 2 : sortie ; 3 : alimentation DC

L'effet « comparateur » de la cellule permet de commander celle-ci à l'aide d'un signal impulsionnel de valeur moyenne V_p (-2,-3V), qui possède une largeur variable et de période totale 5

μ s. La cellule est chargée sur 50Ω , et sur ces mesures, la tension d'alimentation est de 10V. Il est possible d'atteindre 40V mais pas de façon prolongée, car cela provoquerait un échauffement trop important des transistors et de la charge 50Ω , qui ne le supporteraient pas sur une longue période. Les mesures ont été effectuées avec un oscilloscope numérique (Tektronix TDS 5104) et des sondes haute impédance de bande passante 500 MHz et de capacité 8 pF (Tektronix P6139A). Un exemple de ces mesures est présenté sur la figure suivante :

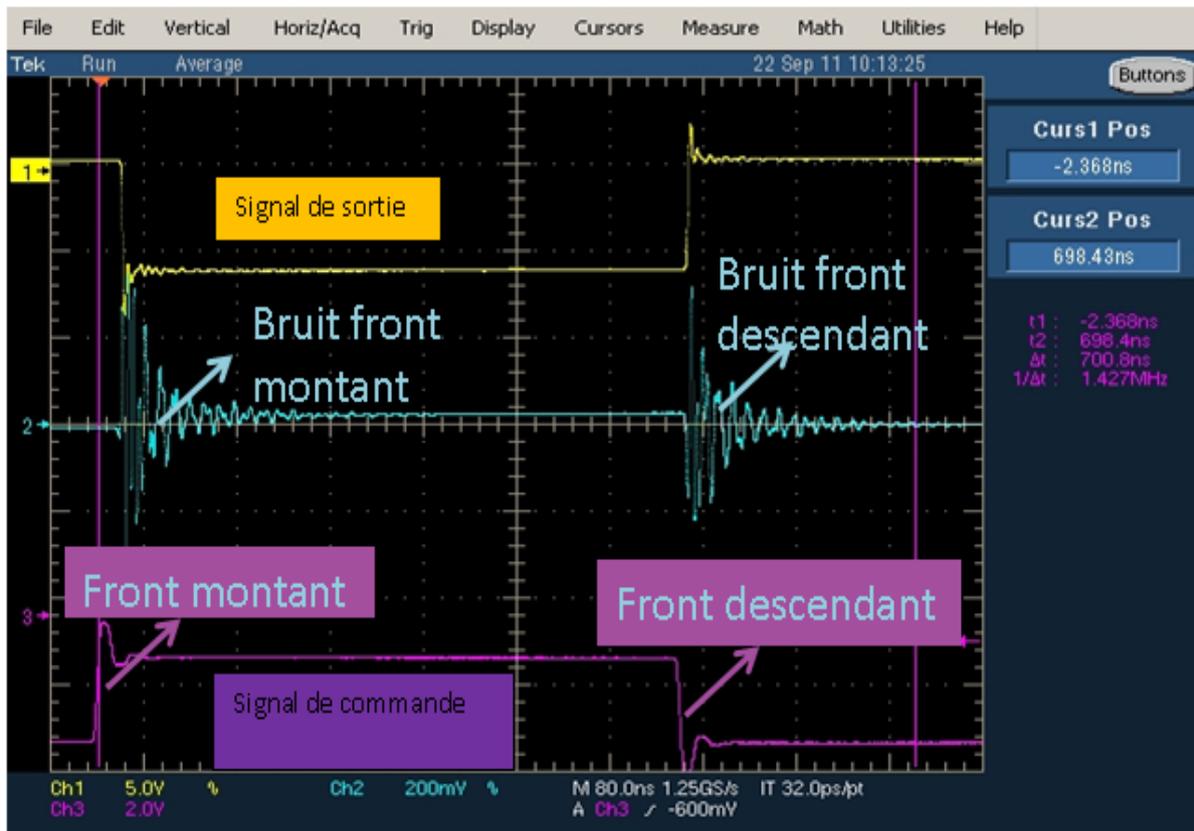


Figure 93: Mesure des différents signaux sur la cellule

Les signaux observés sont les suivants :

- Le signal **jaune** est le signal de sortie de la cellule (sur la charge).
- Le signal **bleu** est le signal de bruit sur la piste d'alimentation Vdd.
- Le signal **rose** est le signal de commande (entrée)

La **Figure 93** montre que le bruit mesuré sur la ligne d'alimentation (en bleu) est constitué d'oscillations amorties qui se produisent à chaque flanc du signal de commande. Le même type de bruit se retrouve sur les fronts montants et descendants du signal de sortie. Nous avons dans un premier temps mesuré les temps de montée et de descente de la tension de sortie de la cellule, et on a pu observer les taux de montée/descente (Slew Rate) suivants :

- 4 V/ns pour la transition OFF-ON
- -5.4 V/ns pour la transition ON-OFF

III. Influence du routage et découplage sur le bruit de hachage - Première version du module

Le but est ici d'étudier l'influence de la constitution du réseau et celle du routage des pistes d'alimentation sur le bruit de hachage. Nous avons choisi de nous concentrer plutôt sur le bruit présent sur la ligne d'alimentation DC du module que sur celui mesuré en sortie du module pour plusieurs raisons. Tout d'abord, comme le but est ici d'étudier l'efficacité du découplage et l'influence du routage, le bruit mesuré sur cette ligne d'alimentation possède une forme très similaire à celle qu'on devrait retrouver en entrée de l'alimentation des amplificateurs à ET, et toutes les solutions que nous pourrions proposer pour réduire ce bruit seraient donc applicables sur le dispositif final. Par ailleurs, le filtre de sortie de l'alimentation à découpage (filtre de reconstruction) nécessaire au lissage et au filtrage de l'alimentation n'étant pas encore défini (largeur de bande, pente, &c...), il nous a semblé intéressant de pouvoir in fine optimiser ce filtre à l'aide des résultats et règles de conceptions dégagés au cours de nos expérimentations.

III.1. Influence du routage

La conception des circuits imprimés a été réalisée sous Kicad. Trois routages différents ont été réalisés, et ils sont représentés sur les figures suivantes.

Le premier routage (n°1 - **Figure 94**) est le plus optimal possible, avec une totale absence de coudes sur les pistes, et essaie de respecter un maximum de règles de conception. Tout d'abord, des plans de masse occupent le maximum de surface du module, et peuvent être reliés au plan de masse inférieur par l'intermédiaire de nombreux vias. Ensuite, le découplage est fait au plus près de l'élément actif de commutation (et donc celui générant le plus de bruit), avec à la fois un découplage « BF » de la ligne d'alimentation au moyen de la capacité de 10 μ F, et un découplage « HF » avec la banque de capacités diverses, elles aussi placées le plus près possible du transistor de commutation.

Le deuxième routage (**Figure 95**) est normalement une mauvaise configuration du routage (pistes longues et beaucoup de coudes). Les pistes d'alimentation ont été allongées, rajoutant ainsi une inductance de piste parasite et permettant d'éloigner les capacités de découplage de la source de bruit (le transistor T2). En effet, il est communément admis que l'éloignement des capacités, et en particulier celles dédiées au découplage haute-fréquence, avait une influence néfaste, et toutes les règles de conception d'un bon découplage préconisent de placer ces capacités à proximité immédiate de la source de bruit. Le but de ce deuxième routage est donc de tester l'influence de ces défauts sur le comportement de la cellule.

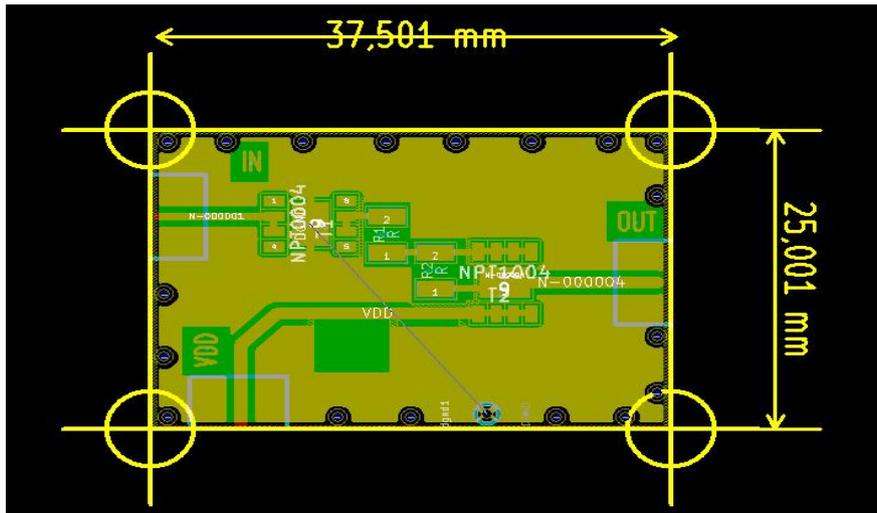


Figure 94: Routage n°1

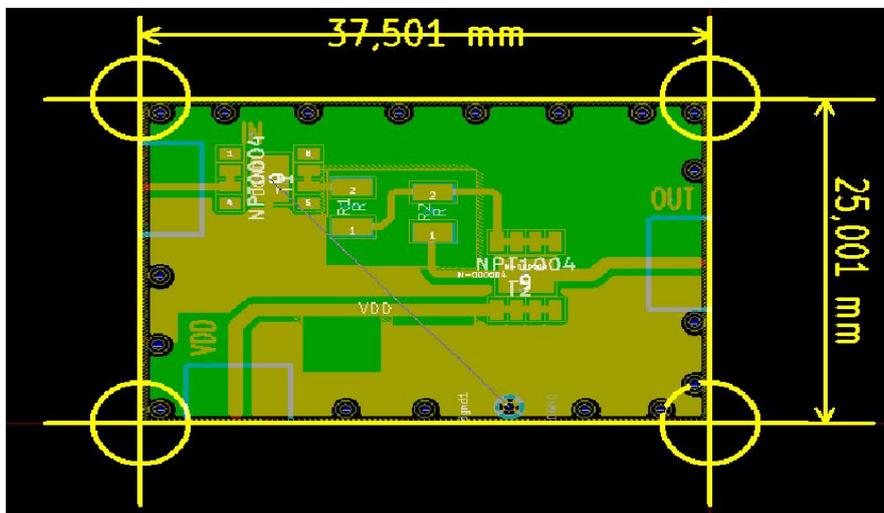


Figure 95: Routage n°2

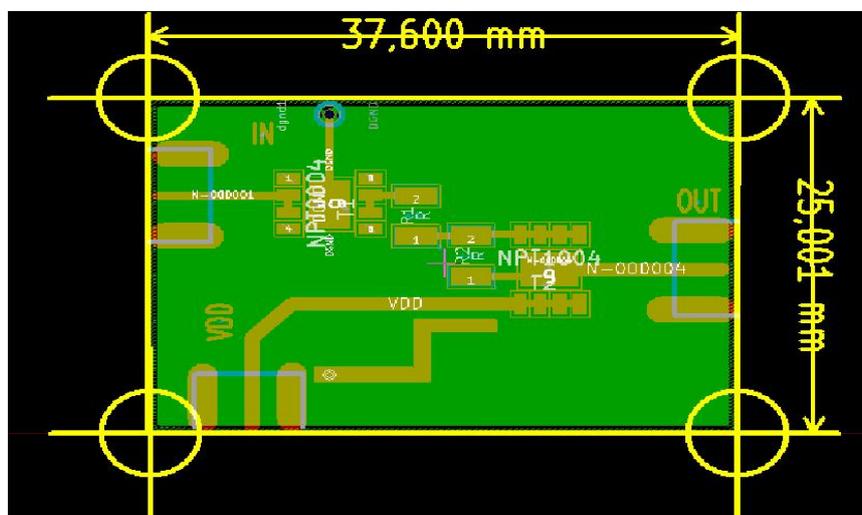


Figure 96: Routage n°3

Le troisième routage (**Figure 96**) est similaire au premier, à ceci près que les plans de masse supérieurs ont été supprimés, les reprises de masse se faisant soit au moyen de vias, soit par le biais du corps des connecteurs SMA placés sur la carte. Ce routage doit normalement permettre de mettre en évidence le rôle des masses et des vias de masse (ou plus exactement de leur absence...).

Des premières mesures ont été réalisées pour comparer directement les différents routages. Dans tous les cas, le réseau de découplage implanté était le même. Ce découplage était réalisé avec quatre condensateurs du fabricant KEMET :

- 10 μ F KEMET C2220C106M5R2CTU, X7R, boîtier 2220
- 1 μ F KEMET C1206C105K5RACTU, boîtier 1206
- 100nF KEMET C0805F104K5RACAUTO, X7R boîtier 0805
- 10nF KEMET C0805C103K5HACTU, X8R, boîtier 0805

La comparaison du bruit mesuré sur la piste d'alimentation DC est donnée sur la **Figure 97**. Les mesures, ainsi que toutes celles présentées par la suite, ont été effectuées sur un oscilloscope Tektronix TDS5104 de 1GHz de bande passante à l'aide de sondes P6139A de la même marque, de 500 MHz de bande.

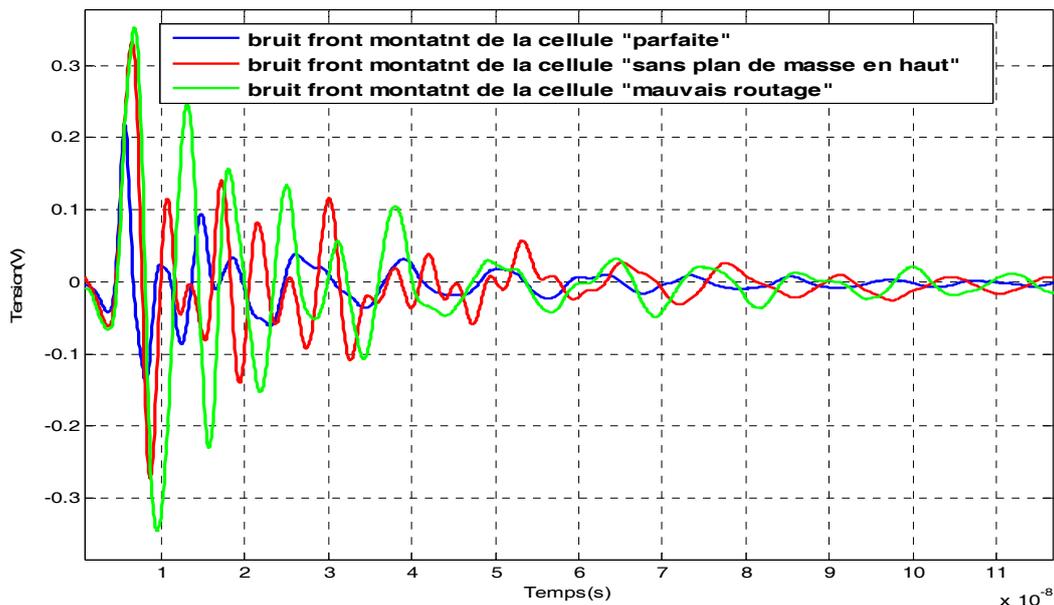


Figure 97: Comparaison du bruit pour les différents routages du module de découpage

On peut noter que, pour un même réseau de découplage, le routage n°1 (« parfait ») est le plus performant, divisant les pics de bruit par deux par rapport au routage n°2 (« mauvais » routage). La longueur excessive de la piste d'alimentation dessert le découplage en rajoutant de l'inductance au réseau, et augmente ainsi l'amplitude des pics de tension parasite à la commutation. La comparaison du routage n°3 par rapport au routage n°1 montre que l'apport des plans de masse

supérieurs (avec les vias connectés dans le cas du routage n°1) améliore l'élimination du bruit en fournissant un chemin de retour à la masse de plus basse impédance pour les courants parasites. L'effet est certes très important, mais pas autant que le routage de l'alimentation et de son découplage, comme le montrent les mauvaises performances du routage n°2.

III.2. Influence du réseau de découplage

Ces premiers résultats ont donc montré le bien-fondé des règles de conception les plus courantes : Capacités de découplage au plus près des sources de bruit, et longueurs des pistes réduites pour minimiser l'inductance. Nous allons donc maintenant nous intéresser à l'influence de la composition et de la géométrie du réseau de découplage sur la réduction du bruit de commutation. A cette occasion, les circuits imprimés des cellules de commutation ont été redessinés de manière à pouvoir accueillir un nombre de capacités plus important.

III.2.1. Influence de la composition du réseau de découplage

La mise en parallèle de seulement deux condensateurs, l'un étant censé pallier les déficiences de l'autre, ne s'avère pas suffisante pour offrir une amélioration vraiment significative de l'impédance du réseau de découplage sur une large bande de fréquence, et on s'oriente très souvent vers des groupes de trois à cinq (voire plus) condensateurs en parallèle, de manière à stabiliser l'impédance minimale du réseau sur la bande de travail de l'alimentation [9].

Nous avons donc comparé le bruit mesuré sur la piste d'alimentation DC du module de découplage pour deux configurations (**Figure 98**) : un réseau de découplage constitué de trois capacités dans un rapport de cent :

- 10 μ F Kemet 2220 X7R C2220C106M5R2CTU
- 100nF AVX 1210 X7R 12105C104KAZ2A
- 1nF AVX 0805 X7R 08055C102KAT2A

Un réseau comprenant cinq capacités d'un rapport dix entre elles :

- 10 μ F Kemet 2220 X7R C2220C106M5R2CTU
- 1 μ F AVX 0805 X5R 08055D105KAT2A
- 100nF AVX 1210 X7R 12105C104KAZ2A
- 10nF AVX 0805 X7R 08055C103JAT2A
- 1nF AVX 0805 X7R 08055C102KAT2A

Ces capacités sont toutes des fabricants KEMET ou AVX [10] [11].

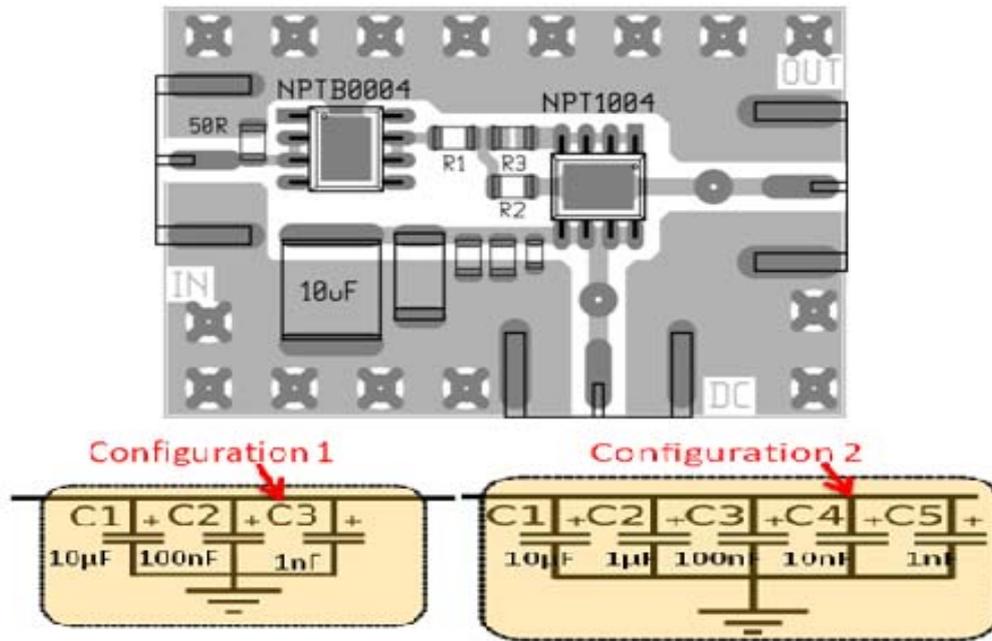


Figure 98: Réseaux de découplage de trois et cinq condensateurs

La comparaison des mesures est présentée sur les figures suivantes :

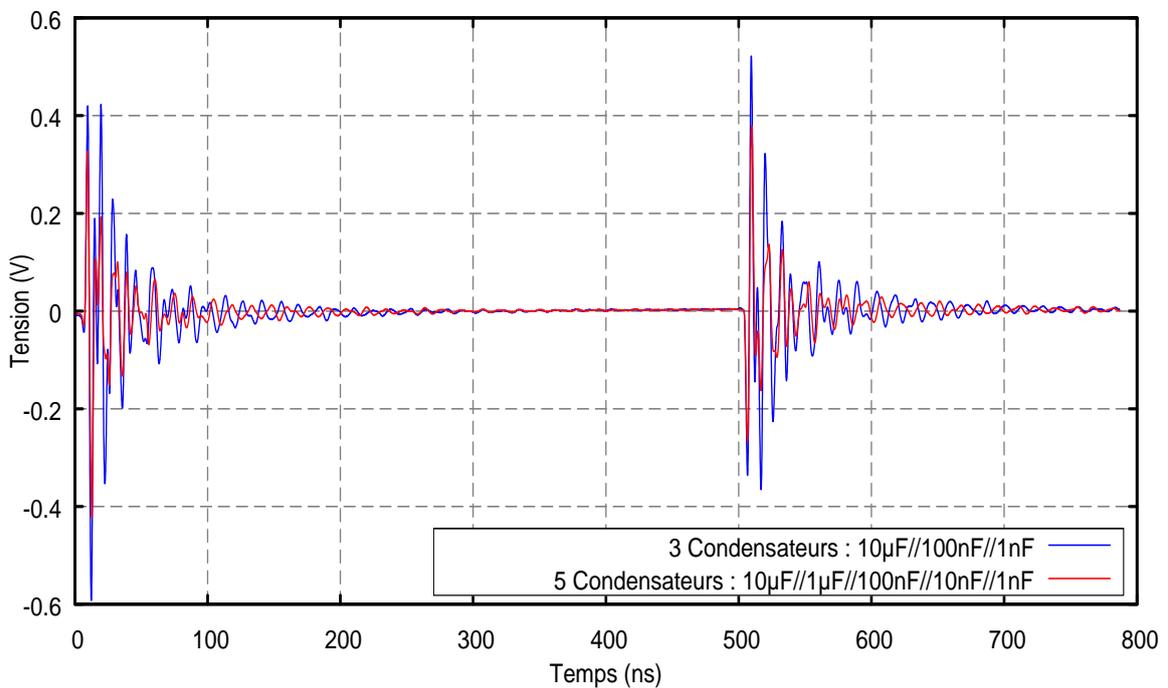


Figure 99 : Comparaison des réseaux de découplage à trois et cinq condensateurs

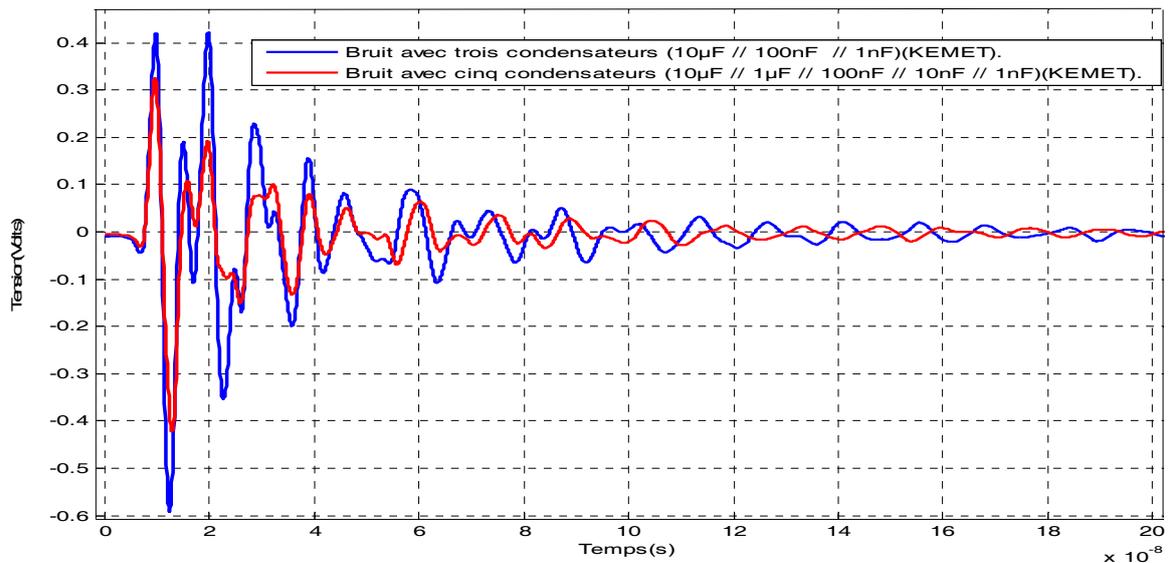
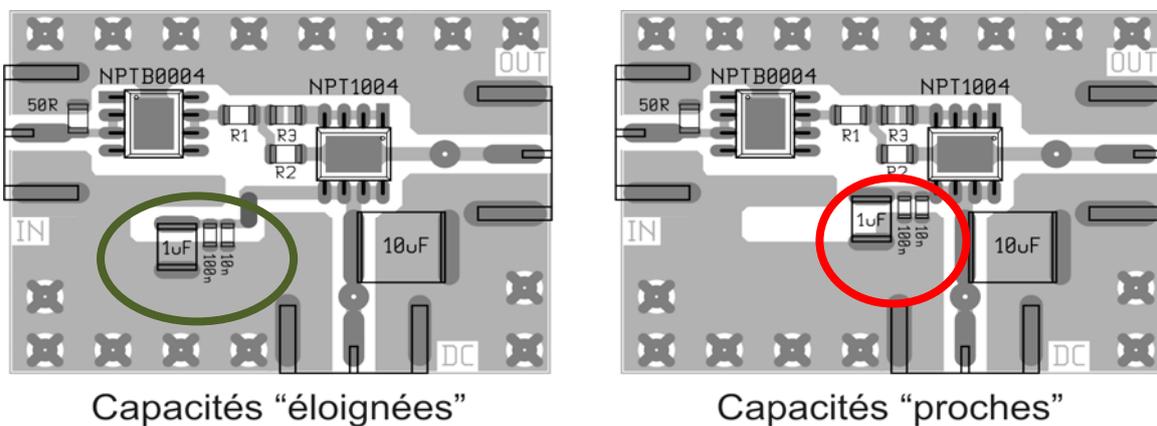


Figure 100 : Zoom, comparaison du bruit front montant des deux configurations

On remarque sans surprise que le réseau de cinq capacités est beaucoup plus efficace que celui de trois condensateurs, ce qui va dans le sens des constatations faites lors du chapitre précédent. Il se confirme donc qu'étant donné la bande très large des signaux à traiter, des réseaux de découplage d'alimentation composés de plusieurs condensateurs doivent être utilisés.

III.2.2. Influence de la géométrie du réseau de découplage

Il s'agit là de confirmer l'effet précédemment observé, à savoir que la distance entre le lieu du découplage et les sources de bruit est un paramètre influent. Deux configurations ont été testées : Les capacités de découplage – hormis le condensateur de $10\mu\text{F}$ – ont été placées à proximité immédiate du transistor de commutation ou, au contraire, en laissant une certaine longueur de piste entre l'élément actif et son découplage. Les deux configurations sont présentées sur la **Figure 101**.



Capacités "éloignées"

Capacités "proches"

Figure 101 : Configurations de test pour l'éloignement des capacités de découplage

Dans les deux cas, la configuration du réseau de découplage était réalisée avec quatre condensateurs du fabricant Kemet :

- 10 μ F KEMET C2220C106M5R2CTU, X7R, boîtier 2220
- 1 μ F KEMET C1206C105K5RACTU, boîtier 1206
- 100nF KEMET C0805F104K5RACAUTO, X7R boîtier 0805
- 10nF KEMET C0805C103K5HACTU, X8R, boîtier 0805

Le résultat de ces mesures de bruit de commutation sur l'alimentation DC du module sont présentés sur la figure suivante :

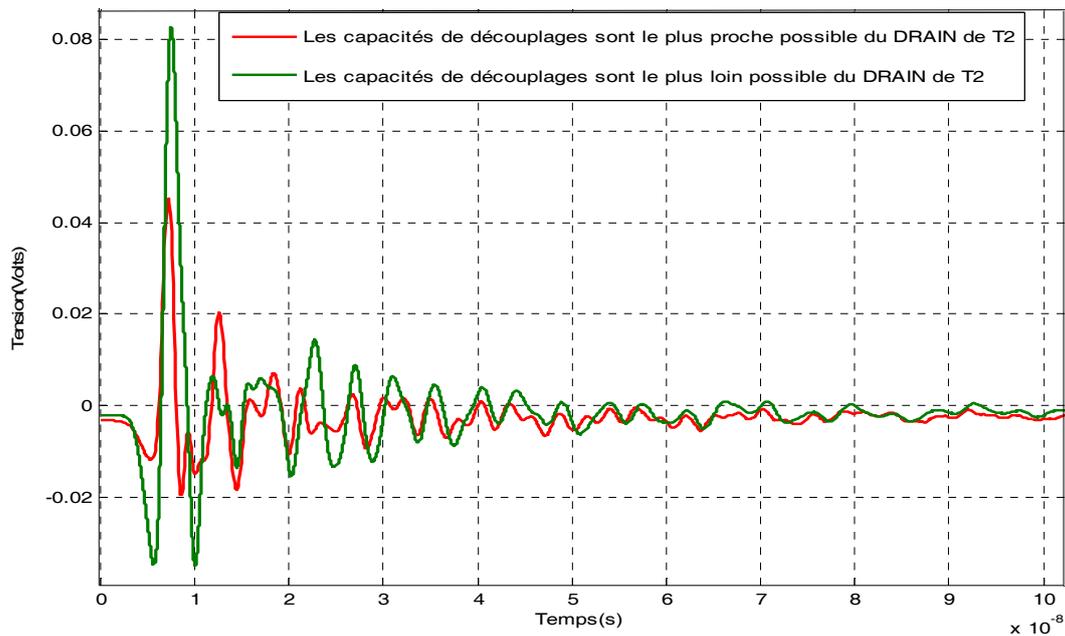


Figure 102 : Influence de l'éloignement des capacités de découplage

Un minimum de distance est donc nécessaire entre les capacités de découplage et l'élément de commutation (transistor) pour avoir le minimum de self. L'augmentation de l'inductance de piste due à l'éloignement des capacités de découplage se traduit par une nette augmentation des pics de bruit de commutation. Il conviendra donc d'éviter tout rallongement inutile des pistes dédiées au découplage, et placer les condensateurs à proximité immédiate des sources de bruit.

IV. Influence du routage et découplage sur le bruit de hachage - Deuxième version du module

Dans le précédent paragraphe, nous avons commencé d'analyser l'influence du routage des circuits de découplage sur le bruit de hachage. Des routages de la cellule de découpage avaient été réalisés (**Figure 94**, **Figure 95**, **Figure 96** et **Figure 101**), mais c'étaient des prototypes « maison » qui ne permettent pas un refroidissement des éléments actifs compatible avec de forts niveaux de tension. De plus, nous avons entretemps découvert les excellentes performances des condensateurs de type X2Y (Cf. Chapitre II), et leur utilisation optimale passait obligatoirement par la présence de trous métallisés [12]. Les routages ont donc été repris afin de faire réaliser des circuits imprimés de qualité industrielle (double face, trous métallisés, dorure chimique, vernis épargne, sérigraphie) et qui permettent d'intégrer les contraintes thermiques. Plusieurs circuits imprimés pour la cellule de découpage ont donc été réalisés avec cette technologie, ces circuits différant principalement au niveau du routage du circuit de découplage.

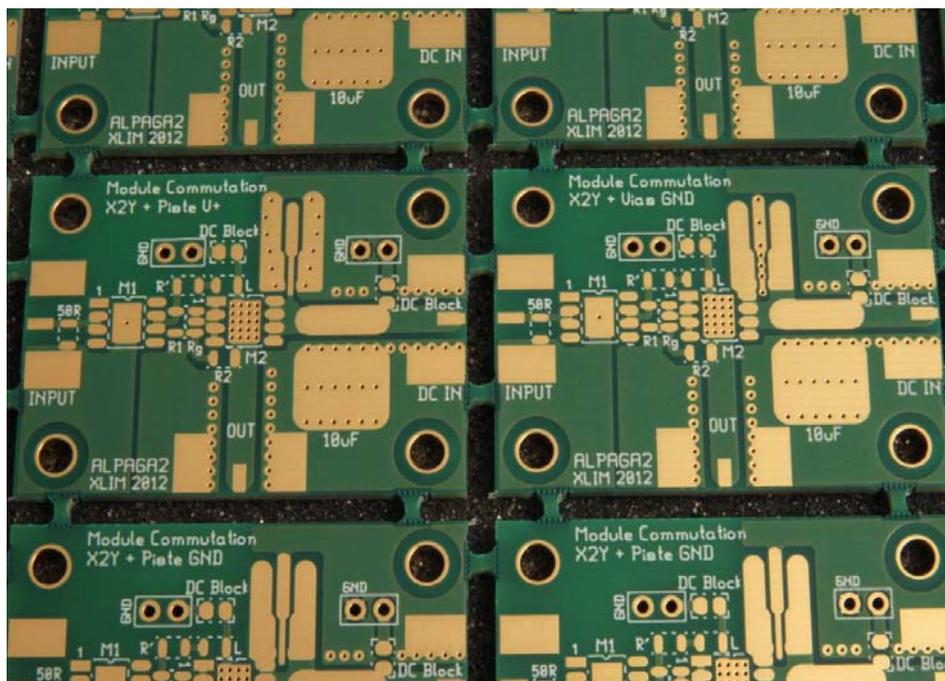


Figure 103 : Circuits imprimés des modules de hachage

Sur cette deuxième version, le module de commutation et la charge sont complètement séparés et montés sur des dissipateurs différents, et le dissipateur des modules de commutation est complètement isolé de la masse. Les **Figure 104** et **Figure 105** montrent l'aspect des modules et de la charge montés sur leurs dissipateurs respectifs. Avec ces nouveaux circuits – et le refroidissement adéquat, nous avons pu sans problème alimenter les circuits de hachage jusqu'à 40V.

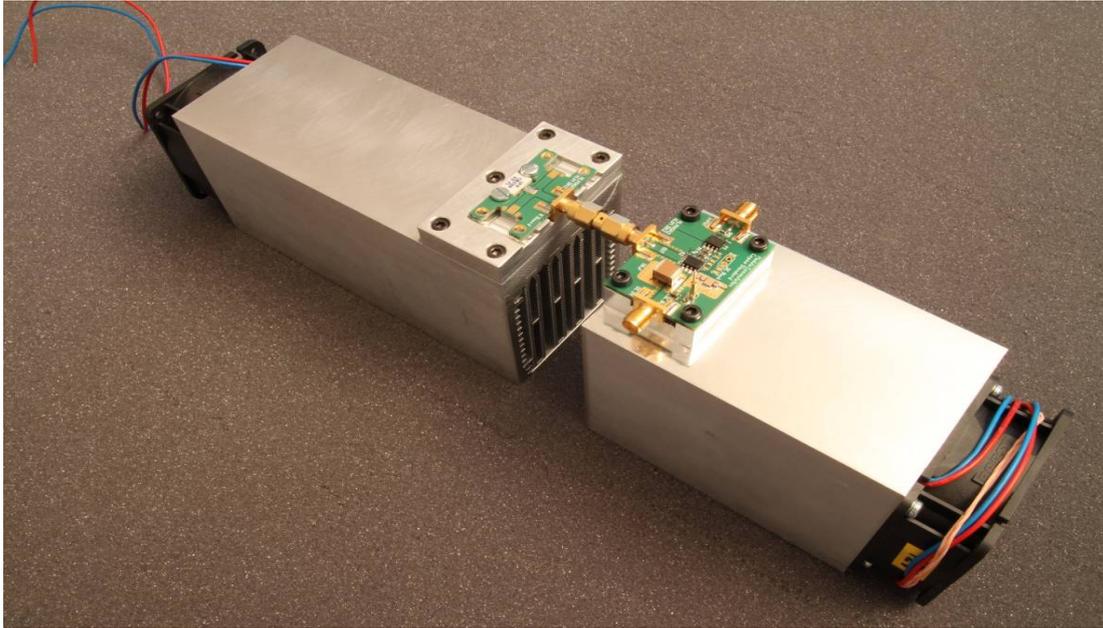


Figure 104 : Module de commutation et sa charge assemblés sur leurs dissipateurs

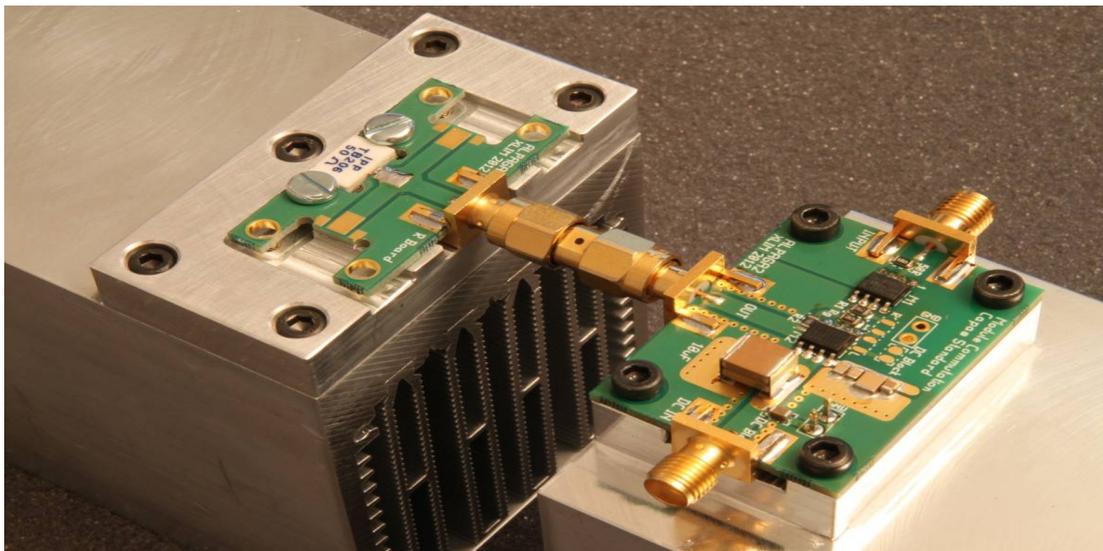


Figure 105 : Vue rapprochée du module et de la charge

Pour faciliter les mesures, des plots de connexion pour les sondes d'oscilloscope ont été prévus sur les circuits. Afin d'avoir accès aux phénomènes les plus fins, nous avons utilisé un oscilloscope Tektronix DPO7354 de 4GHz de bande passante, avec des sondes actives TAP3500 de la même marque, offrant une bande passante de 3.5GHz et une capacité d'entrée de 0.8pF.

IV.1. Les différents routages et configurations de découplage

Quatre routages différents ont été développés et sont présentés sur les figures suivantes. On peut y reconnaître les différents composants, les zones de couleur gris foncé représentant les points de soudure des composants. Les enseignements des premiers prototypes ont fait qu'une attention

particulière a été apportée au routage des masses (les aplats gris clair), et les masses de « puissance » (autour de DC IN et de OUT) ont été séparées de la masse « logique » (autour d'INPUT). Ces deux masses ne sont reliées qu'en un seul point par l'intermédiaire d'un via (sous le transistor M1) de manière à assurer une équipotentialité des masses aux fréquences basses et DC et, du fait de l'inductance propre du via, un découplage de ces masses aux fréquences plus élevées. Par ailleurs, la face inférieure du circuit est quasi-uniformément constituée d'un plan de masse. De plus, de nombreux vias ont été ajoutés sur la partie « puissance » de manière à garantir l'équipotentialité de cette zone à toutes les fréquences.

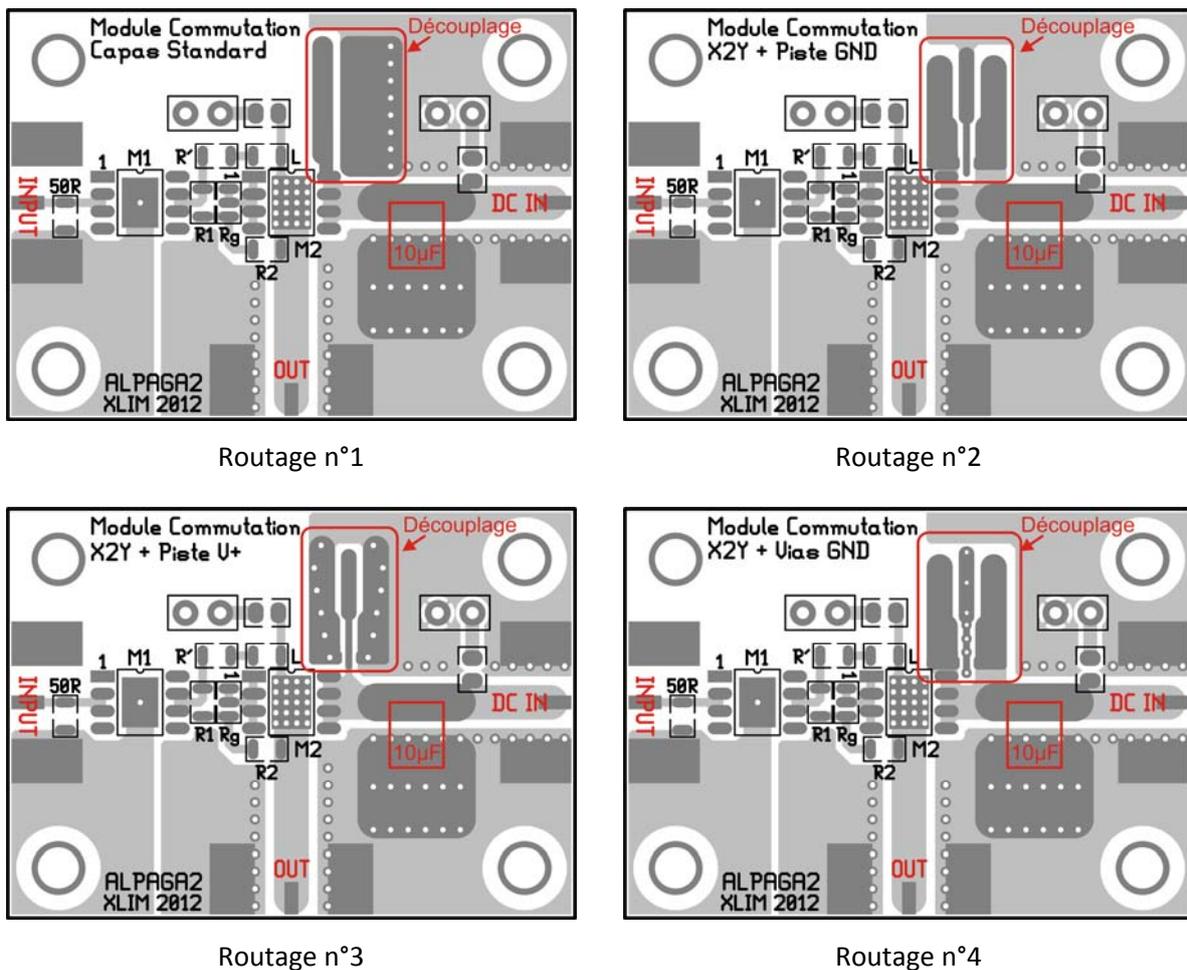


Figure 106: Les différents routages de la cellule de découplage

Chaque routage diffère principalement par la configuration du réseau de découplage, même si dans tous les cas la zone dédiée au condensateur de plus forte valeur ($10\mu\text{F}$) reste inchangée. Cette zone comporte également des vias en surnombre pour diminuer l'impédance de masse à cet endroit. De même, les zones de découplage sont dessinées de manière à pouvoir positionner les condensateurs de plus faible valeur au plus près du transistor de commutation, afin de ne pas y

rajouter une inductance de connexion trop importante. Les principales différences entre les quatre routages sont les suivantes :

- Le routage n°1 est dédié à un réseau de découplage basé sur des condensateurs CMS standards. Des vias de retour à la masse sont disposés sur toute la longueur de la zone à proximité immédiate des condensateurs de découplage.
- Les routages n°2 à 4 sont destinés à accueillir des condensateurs de type X2Y. Le routage n°2 présente volontairement la topologie la plus simple et la moins efficace a priori : la mise à la masse des condensateurs X2Y se fait par leur contact central, et par l'intermédiaire d'une piste de masse assez étroite et qui n'est reliée au plan de masse qu'en un seul endroit. Cette disposition n'est absolument pas optimale du fait qu'une inductance assez élevée en résulte pour le retour à la masse.
- Le routage n°3 essaie d'améliorer cet état de fait : les bornes centrales des condensateurs X2Y sont cette fois reliées à V_{dd} et le retour de masse se fait par de multiples vias placés au plus près des condensateurs. On peut toutefois soupçonner un comportement non idéal du fait de la faible largeur de piste de V_{dd} qui se traduit par une inductance accrue.
- Enfin, le routage n°4 se veut le plus performant en essayant de se conformer le plus possible aux configurations recommandées par les fabricants de condensateurs X2Y : la tension V_{dd} est amenée au réseau de découplage par deux pistes parallèles assez larges, ce qui devrait permettre une première diminution d'inductance de routage. Par ailleurs, les plots centraux des condensateurs sont reliés au plan de masse inférieur via de nombreux vias en parallèle, diminuant ainsi l'inductance totale du retour à la masse.

En ce qui concerne les réseaux de découplage eux-mêmes, deux configurations principales ont été bien évidemment retenues : l'une pour les condensateurs CMS classiques, et l'autre pour les capacités de type X2Y, et la composition de ces réseaux est la suivante :

Condensateurs standards :

- 10 μ F Tantale Type E AVX (*TPME106K050R0120*)
- 1 μ F AVX 0805 X5R (*08055D105KAT2A*)
- 100nF AVX 1210 X7R (*12105C104KAZ2A*)
- 10nF AVX 0805 X7R (*08055C103JAT2A*)
- 1nF AVX 0805 X7R (*08055C102KAT2A*)

Condensateurs X2Y :

- 10 μ F Tantale Type E AVX (*TPME106K050R0120*)
- 470nF Johanson 1812 X7R (*500X43W474MF4E*)
- 100nF Johanson 1206 X7R (*500X18W104MV4E*)
- 22nF Johanson 0805 X7R (*500X15W223MV4E*)
- 10nF AVX 0805 X7R (*W2H15C1038AT1A*)

Pour ce qui est des condensateurs standards, aucune précaution spéciale n'a été prise quant à la courbe d'impédance, et nous avons juste voulu suivre la règle empirique du facteur 10 entre les capacités consécutives.

Par contre, en ce qui concerne les condensateurs de type X2Y, une attention particulière a été portée au choix des différentes capacités, de manière à obtenir une courbe d'impédance homogène avec le moins d'accidents possible. C'est d'ailleurs ce qui explique le choix de la capacité de 10 μ F au tantale (faible ESR) au lieu d'une capacité à diélectrique céramique.

IV.2. Comparaison de l'efficacité de découplage en fonction des routages

Chacun des routages a donc été testé expérimentalement. La tension d'alimentation *Vdd* adoptée est de 40V. Pour commencer, dans chaque cas, le réseau de découplage a été progressivement construit en ajoutant un à un les condensateurs du réseau. Le condensateur de 10 μ F tantale est toujours présent, et les autres capacités viennent compléter le réseau en commençant par celle de valeur la plus élevée et en finissant par la capacité la plus faible, les précédents condensateurs étant toujours en place.

IV.2.1. Effet individuel des condensateurs de découplage

IV.2.1.1. Routage n°1

Pour rappel, le routage n°1 reçoit les condensateurs CMS standards dont les valeurs sont rappelées ici :

- 10 μ F Tantale Type E AVX (*TPME106K050R0120*)
- 1 μ F AVX 0805 X5R (*08055D105KAT2A*)
- 100nF AVX 1210 X7R (*12105C104KAZ2A*)
- 10nF AVX 0805 X7R (*08055C103JAT2A*)
- 1nF AVX 0805 X7R (*08055C102KAT2A*)

La mesure a donc commencé avec le 10 μ F seul, puis le 1 μ F/0805/X5R a été ajouté, puis le 100nF, et ainsi de suite jusqu'au 1nF/0805/X7R. La **Figure 107** montre la comparaison des bruits mesurés sur le rail d'alimentation du module dans toutes les configurations de découplage. On voit ici les deux commutations correspondant aux flancs du signal de commande (représenté en pointillés), et on peut immédiatement noter que le condensateur de 10 μ F seul n'est absolument pas performant, et le simple ajout du condensateur de 1 μ F MLCC suffit à diminuer de moitié l'amplitude du pic de commutation, voire plus encore dans le cas de la seconde commutation.

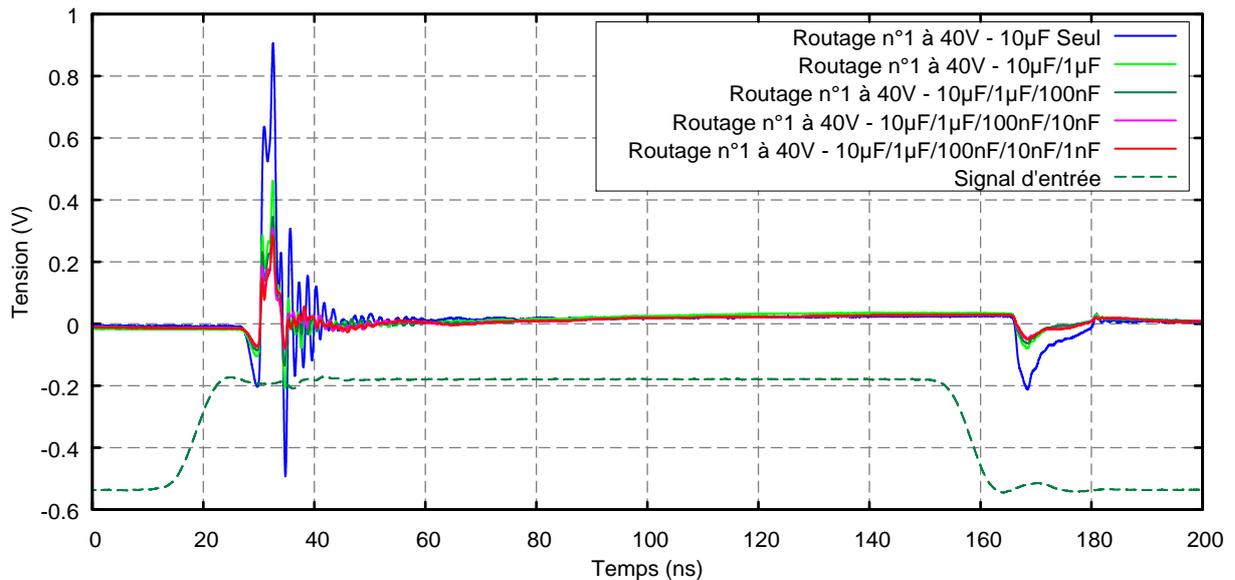


Figure 107: Routage n°1 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit.

Mais si l'effet du condensateur de 1 μ F/0805 est immédiatement visible, l'influence des autres capacités de plus faible valeur n'est pas extrêmement importante. La Figure 108 montre un zoom sur le premier pic de commutation afin de mieux visualiser l'effet des différents condensateurs. Pour plus de lisibilité, le cas du condensateur de 10 μ F seul n'a pas été tracé.

On constate sans surprise que l'ajout des condensateurs réduit le bruit de commutation. Mais l'amélioration apportée tend à s'amoinrir : passée la mise en parallèle 10 μ F/1 μ F/100nF, les autres condensateurs (10nF & 1 nF) n'ont pas une influence énorme.

Les oscillations amorties qui apparaissent sur la commutation se situent aux alentours de 630MHz, c'est-à-dire bien au-delà des résonances des condensateurs. Par ailleurs, on peut noter que la fréquence des oscillations amorties ne change pas avec la modification de la capacité totale de découplage.

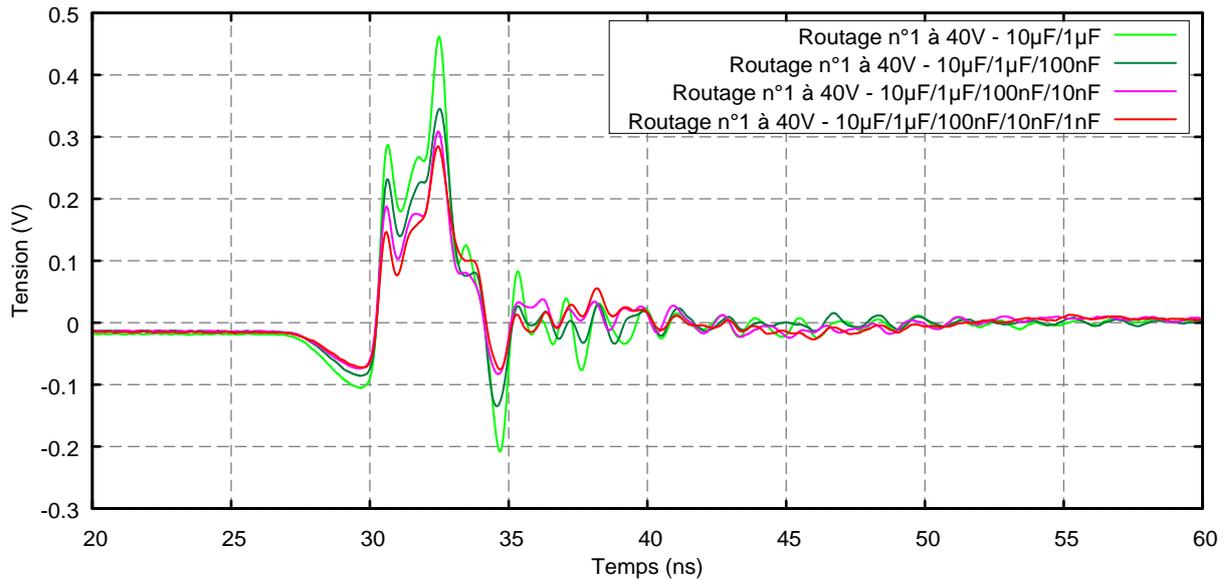


Figure 108: Routage n°1 - Influence des condensateurs de découplage sur le bruit - Zoom

Quant au choix qui avait été fait d'utiliser une capacité de $10\mu\text{F}$ au tantale au lieu d'un condensateur céramique, les mesures permettent de lever, le doute et la figure suivante compare l'effet de ces deux types de condensateurs. Contrairement à ce que laissaient présager les courbes d'impédances (Cf. chapitre II, **Figure 32** et **Figure 80**), il apparaît ici qu'une impédance basse mais présentant un facteur de qualité élevé prévaut sur une impédance un peu plus forte mais moins tourmentée. En effet, toutes choses égales par ailleurs, le condensateur X7R de Kemet permet de réduire l'amplitude des pics d'environ un tiers, ce qui est loin d'être négligeable.

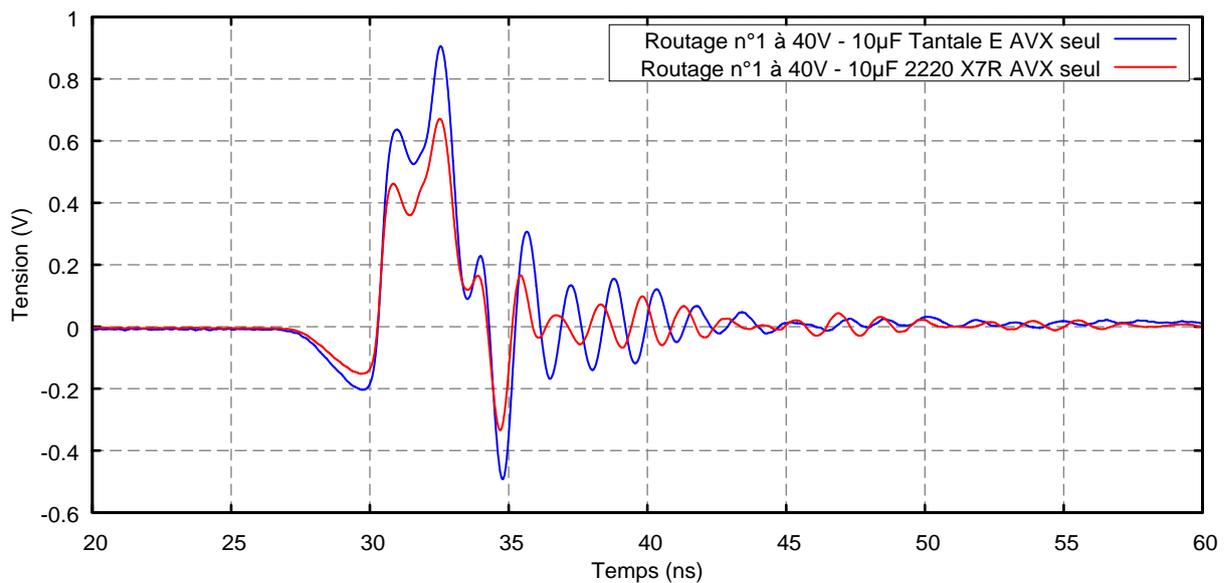


Figure 109: Routage n°1 – Rôle du type de la capacité de $10\mu\text{F}$

Autre fait intéressant, on peut remarquer que ce seul changement de condensateur modifie la fréquence des oscillations parasites amorties, qui passe de 630 à 690 MHz, alors que l'ajout des autres capacités ne la modifie que très légèrement. Il semblerait donc que ces oscillations soient à la fois liées aux éléments parasites du circuit (éléments actifs, circuit imprimé) et à ceux du condensateur de forte valeur, ainsi bien sûr qu'à son emplacement.

IV.2.1.2. Routage n°2

Les routages n°2 à 4 sont conçus pour les capacités de type X2Y, et les valeurs suivantes ont été retenues :

- 10 μ F Tantale Type E AVX (*TPME106K050R0120*)
- 470nF Johanson 1812 X7R (*500X43W474MF4E*)
- 100nF Johanson 1206 X7R (*500X18W104MV4E*)
- 22nF Johanson 0805 X7R (*500X15W223MV4E*)
- 10nF AVX 0805 X7R (*W2H15C1038AT1A*)

Le condensateur au tantale a été conservé pour les mesures, mais son influence sera étudiée de la même manière que précédemment.

Les deux figures suivantes présentent le bruit de commutation mesuré sur la ligne d'alimentation du module sous une tension de 40V, la **Figure 111** présentant un zoom sur le pic de commutation. On note exactement les mêmes effets que précédemment, à savoir que l'ajout du deuxième condensateur (470nF) a une influence prépondérante alors que les condensateurs suivants ont très peu d'influence.

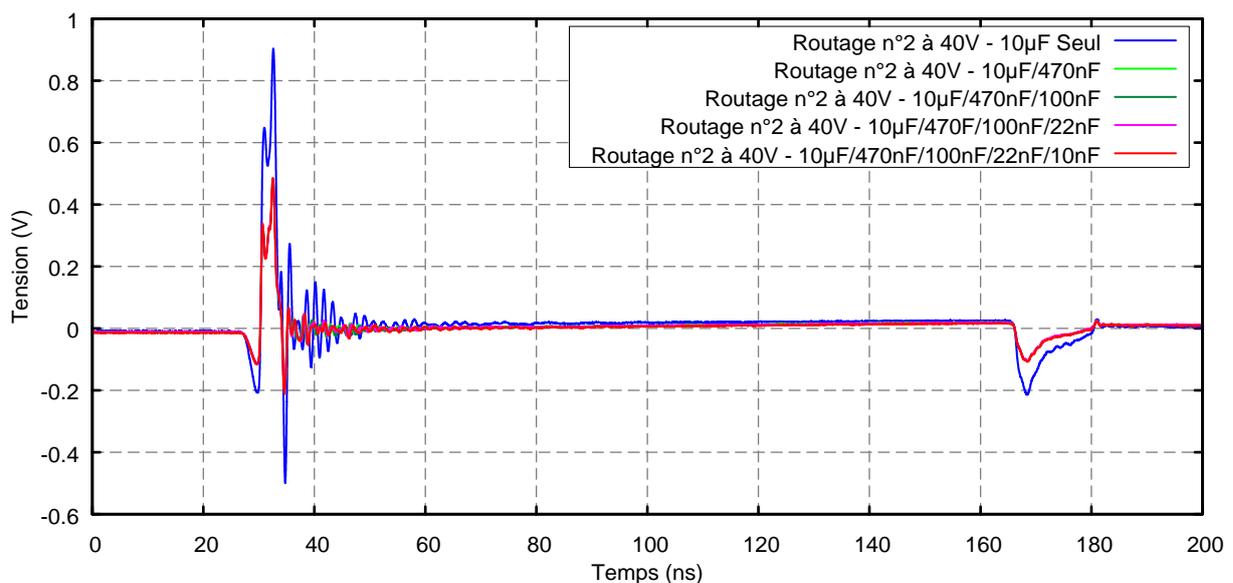


Figure 110: Routage n°2 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit

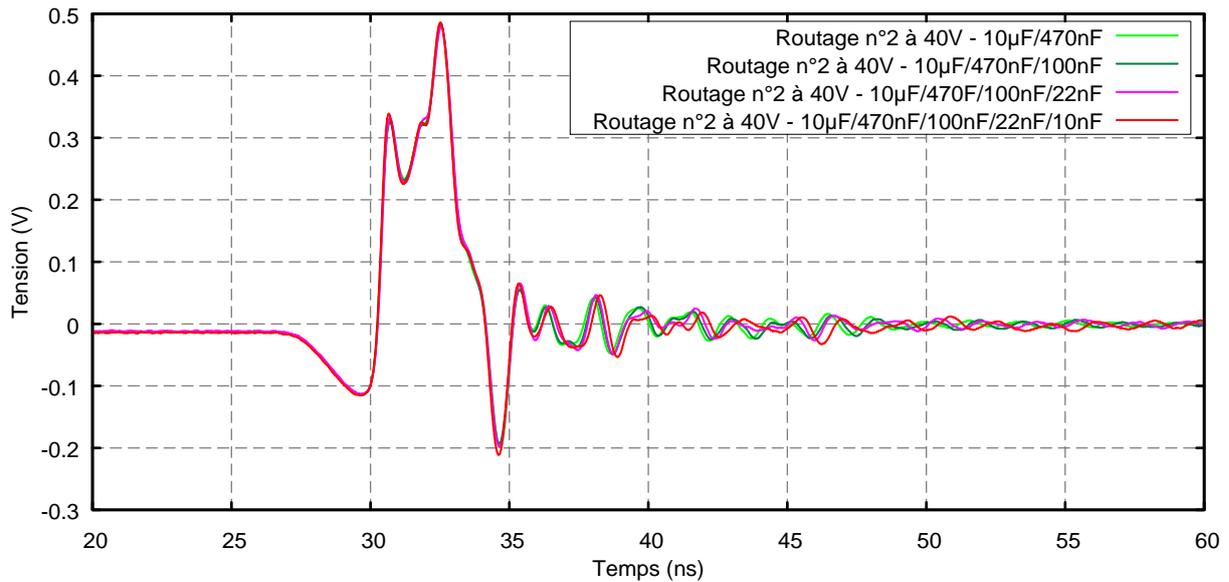


Figure 111: Routage n°2 - Influence des condensateurs de découplage sur le bruit - Zoom

Et c'est particulièrement flagrant dans ce cas, où on ne note quasiment aucune différence entre les courbes lorsqu'on ajoute les trois derniers condensateurs. Cela peut paraître surprenant, mais rappelons ici que le routage n°2 a été conçu pour être sub-optimal avec une impédance de retour à la masse assez élevée du fait de la forte inductance de la piste de masse connectant le réseau de découplage. Dans ce cas donc, l'effet du routage est prépondérant devant celui du découplage ou, en d'autres termes, l'impédance du réseau de découplage, bien que faible, se retrouve mise en série avec l'impédance de retour à la masse, plus élevée. Cela annihile de facto tous les efforts qui avaient été faits autour des composants du réseau de découplage.

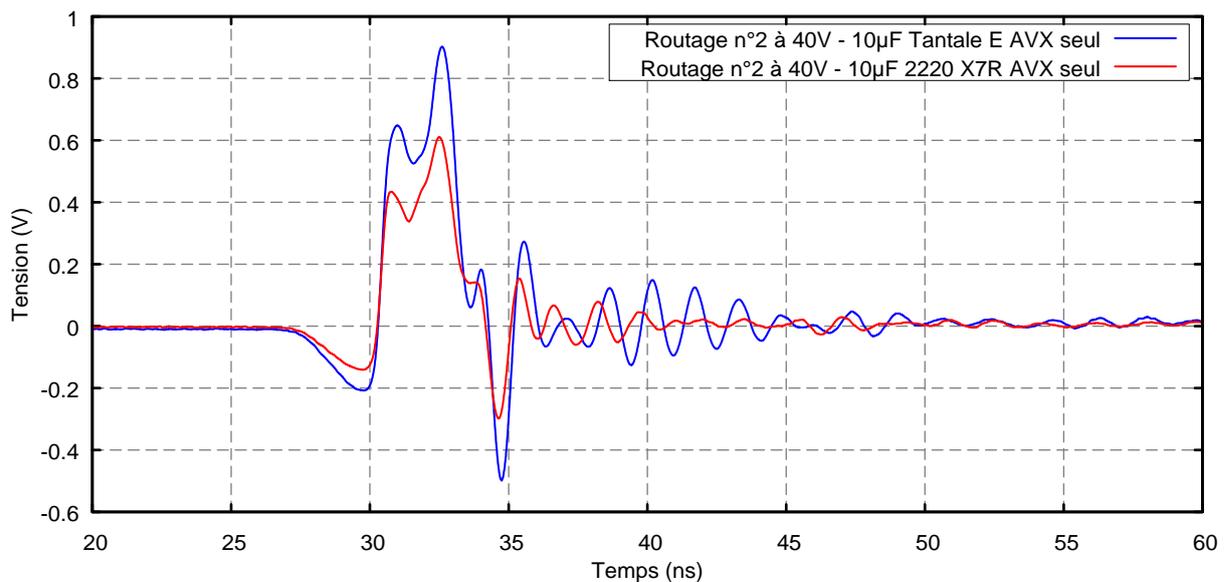


Figure 112: Routage n°2 - Rôle du type de la capacité de 10µF

De même que précédemment, nous avons évalué l'influence du choix d'une capacité de $10\mu\text{F}$ au tantale par rapport à un condensateur MLCC. La **Figure 112** présente le bruit mesuré dans ces deux cas (tous les autres condensateurs étant absents).

On note ici exactement le même comportement que précédemment, à savoir une diminution de l'amplitude des pics de commutation d'environ un tiers, et l'augmentation de la fréquence des oscillations parasites amorties.

IV.2.1.3. Routage n°3

Dans cette configuration, le routage des pistes d'alimentation a été inversé par rapport au précédent routage : une piste centrale amène la tension V_{dd} à découpler, et la présence de larges pistes de masse pourvues de nombreux vias doit améliorer le retour à la masse.

Les deux figures suivantes présentent les comparaisons du bruit d'alimentation à 40V. On peut immédiatement noter une singulière diminution (près de 60%) de l'amplitude des pics de commutation dès que la première capacité X2Y est implantée.

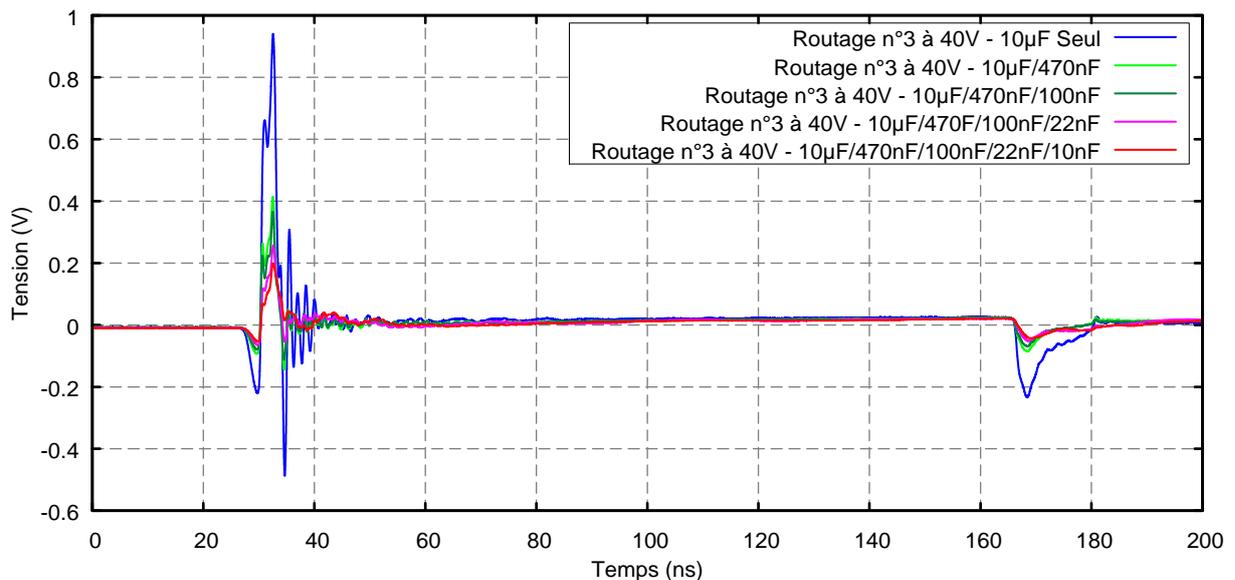


Figure 113: Routage n°3 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit

Et contrairement au cas du routage n°2, l'ajout des capacités X2Y supplémentaires améliore encore le comportement du réseau de découplage, comme le montre le zoom de la **Figure 114**, et on arrive à une diminution du bruit de commutation de près de 80%.

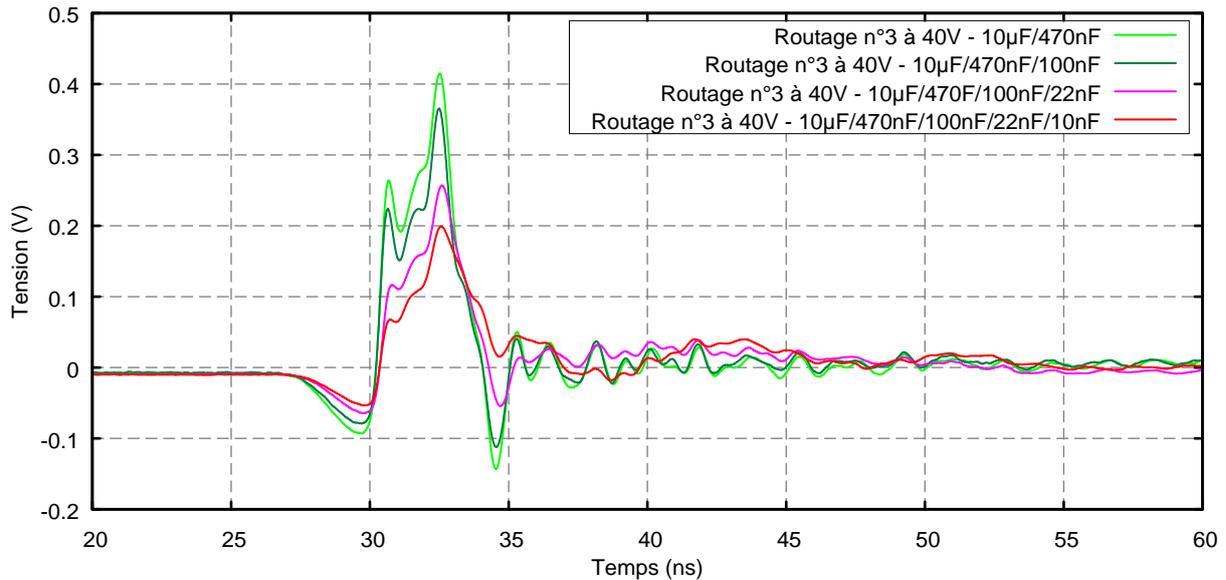


Figure 114: Routage n°3 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit – Zoom

Par contre, comme dans les cas précédents, le choix d'un condensateur de 10µF au tantale ne s'avère pas des plus pertinents, et un condensateur de type MLCC X7R s'avèrerait plus intéressant (Cf. **Figure 115**).

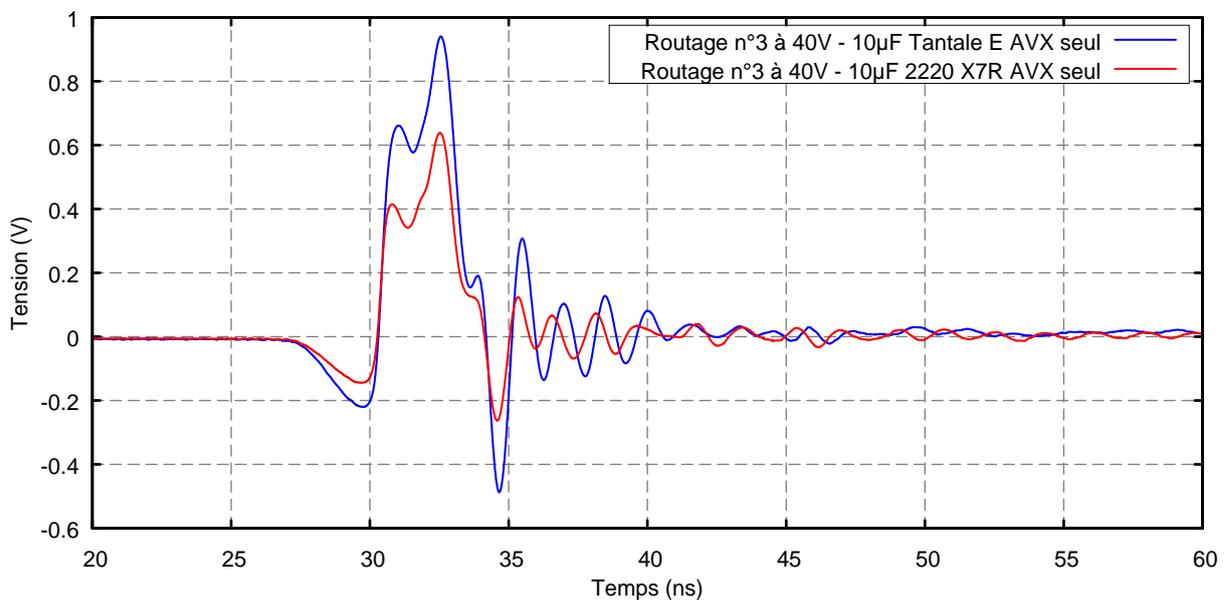


Figure 115: Routage n°3 - Rôle du type de la capacité de 10µF

IV.2.1.4. Routage n°4

Pour cette dernière configuration, nous avons essayé de nous conformer le plus possible aux recommandations édictées par les fabricants des condensateurs X2Y. Le routage résultant est en fait assez proche du routage n°2, à ceci près que la reprise de masse des condensateurs de découplage se fait par l'intermédiaire de vias multiples, au plus près des condensateurs.

Les trois figures suivantes présentent les comparaisons du bruit d'alimentation à 40V, et l'amélioration apportée par ce routage est immédiatement perceptible : dès la mise en place de la première capacité X2Y (**Figure 117**), l'amplitude des pics de commutation chute de près de 80% (contre 60% pour le précédent routage).

Et de même que précédemment, on peut noter que – contrairement au routage n°2 – l'ajout successif des condensateurs X2Y supplémentaires (**Figure 118**) améliore le comportement du réseau de découplage, avec au final une diminution de l'amplitude des pics de commutation de près de 90%.

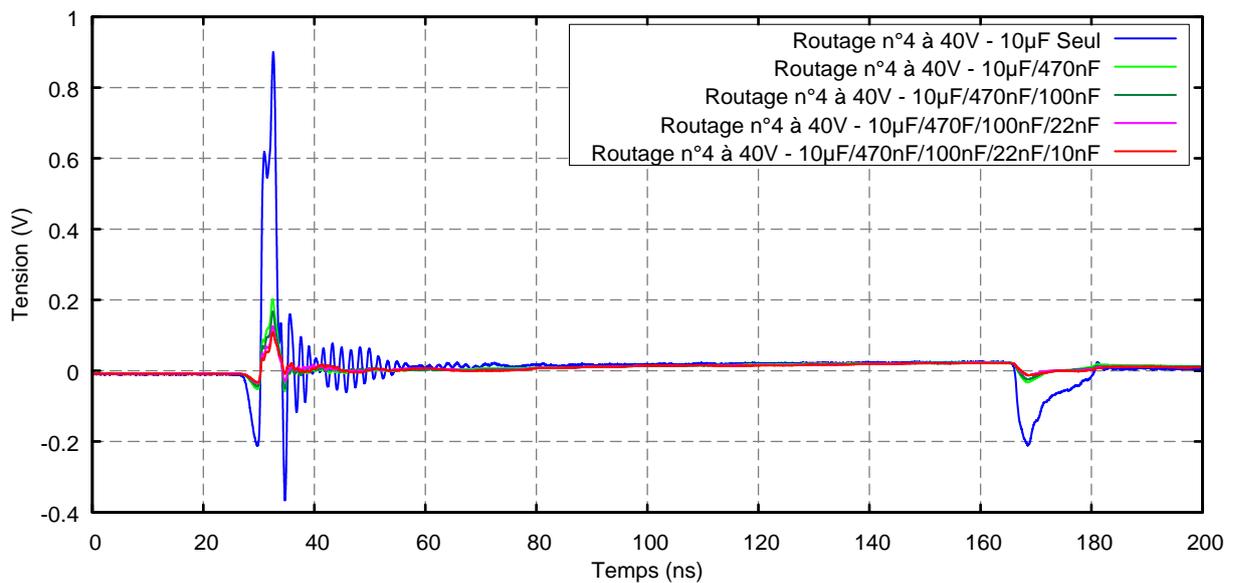


Figure 116: Routage n°4 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit

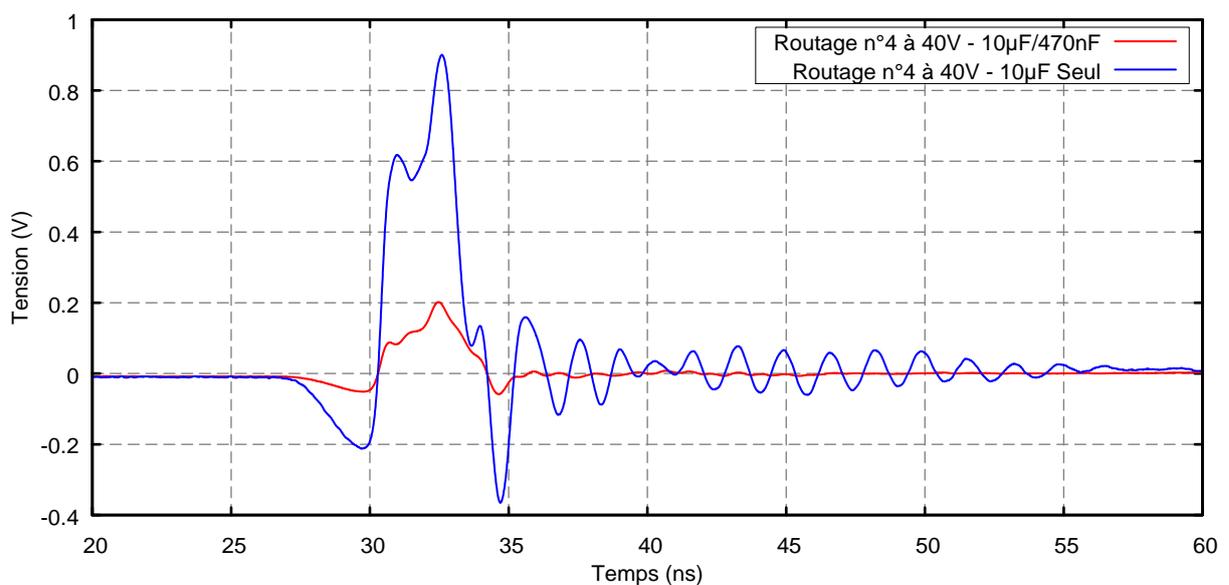


Figure 117: Routage n°4 - Influence du premier condensateur X2Y

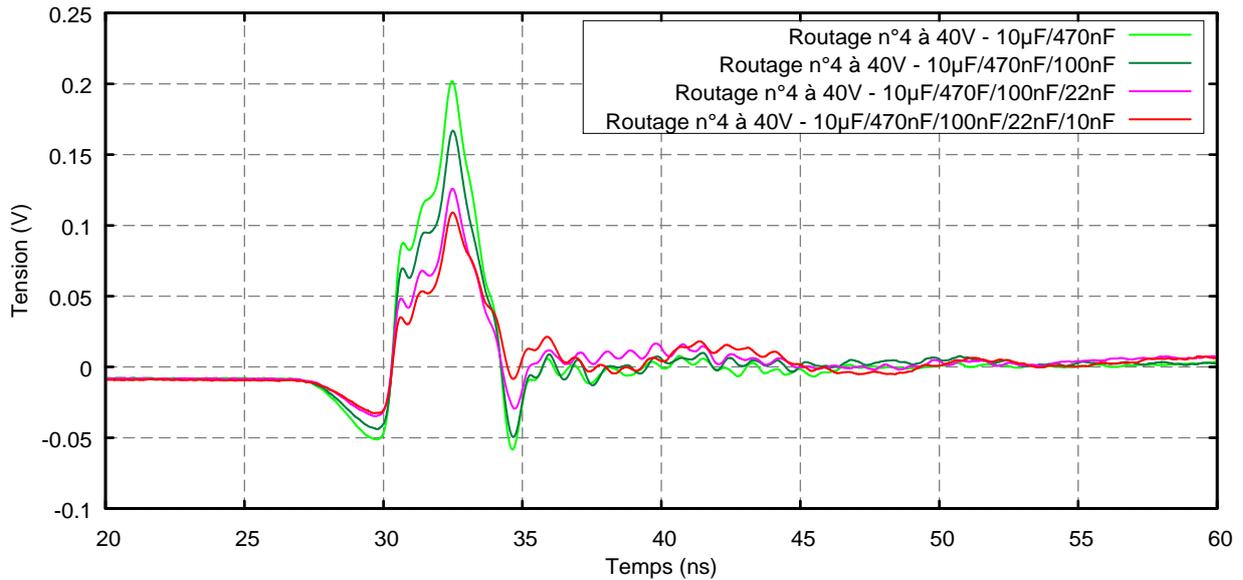


Figure 118: Routage n°4 - Influence des différents condensateurs de découplage sur le bruit – Zoom

IV.2.1.5. Comparaison des différents routages avec réseau de découplage complet

Les deux figures suivantes comparent le bruit de commutation mesuré sur les différents modules. Dans chaque cas, le réseau de découplage comporte tous les condensateurs, la capacité de forte valeur (10µF) étant du type Tantale Type E AVX pour la **Figure 119**, et du type 2220 X7R de Kemet pour la **Figure 120**.

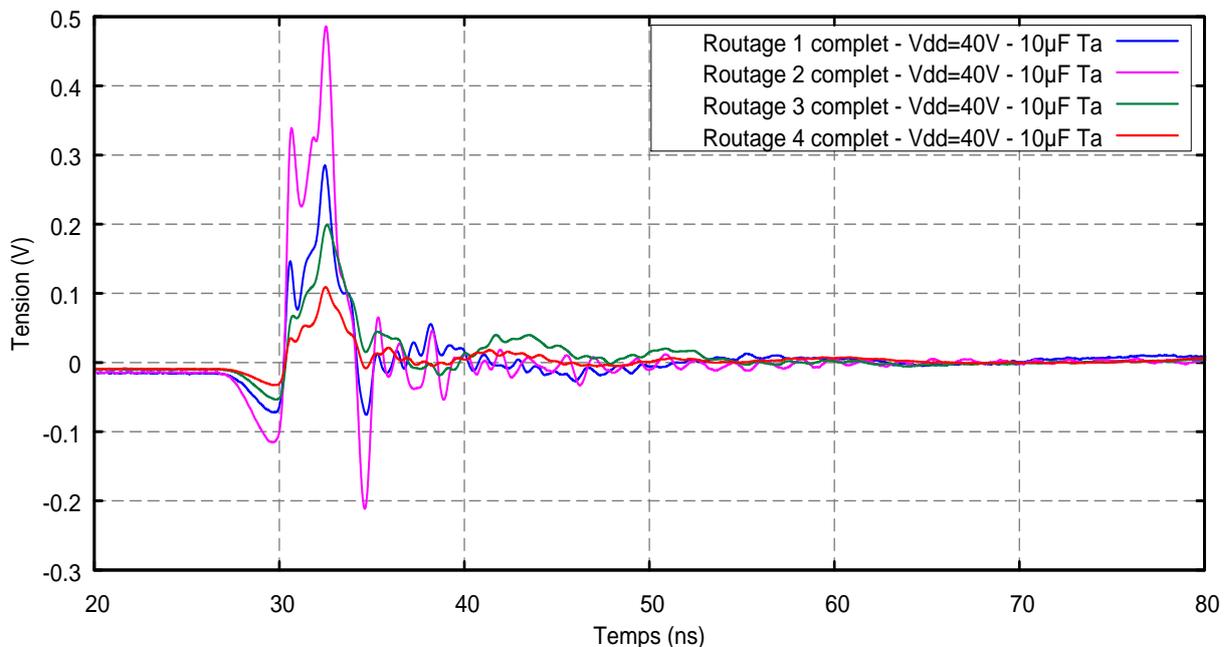


Figure 119: Comparaison de l'efficacité des différents routages – Condensateur 10µF Tantale

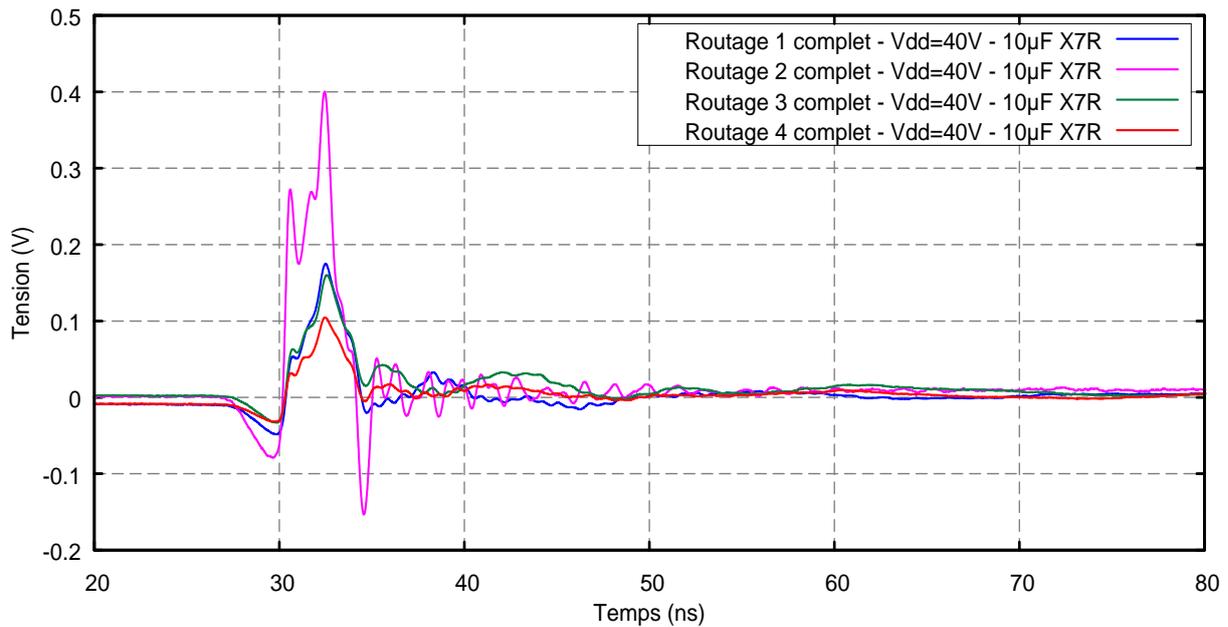


Figure 120: Comparaison de l'efficacité des différents routages – Condensateur 10µF X7R

Dans les deux cas, on peut noter que – ainsi qu'espéré – le routage n°4 est de loin le plus performant. Les routages 1 et 3 sont à peu près équivalents dans le cas où le condensateur de 10µF est du type X7R, et le routage basé sur les condensateurs X2Y (n°3) est plus efficace que celui basé sur les capacités CMS standard (n°1) si le condensateur de forte valeur est du type tantale. La raison en est que le condensateur 10µF X7R vient épauler le reste du réseau pour pallier les insuffisances des condensateurs CMS standard.

La plus grosse surprise vient du routage n°2, qui dans tous les cas montre de piètres performances. Il avait certes été conçu pour être le moins efficace, mais, du fait de la présence de condensateurs X2Y, nous le pensions quand même plus performant que le routage basé sur les capacités CMS classiques.

Nous avons tort et, si l'on se souvient que les routages n°2 (le moins efficace) et n°4 (le plus performant) sont quasiment identiques hormis la topologie de mise à la masse des condensateurs de découplage, cela montre l'importance extrême d'avoir une impédance de retour à la masse la plus faible possible au niveau du découplage de manière à ne pas oblitérer toutes les performances intrinsèques d'un réseau de découplage.

IV.2.2. Influence des vias et retours de masse

Nous venons de constater l'importance d'une reprise de masse de faible impédance, et il est légitime d'essayer de trouver la meilleure façon de mettre en place ces retours de masse pour minimiser l'impédance globale de cette masse.

D'une manière générale ces retours à la masse sont réalisés au moyen de vias, et tous les routages présentés ici en comportent un certain nombre. En l'absence de ces vias, les seuls retours de masse possibles se font au moyen des corps des connecteurs SMA placés sur les cartes. Nous avons donc mesuré l'influence des retours de masse qui se font par les vias.

Chaque routage a donc été équipé de son réseau de découplage complet (10 μ F 2220 X7R Kemet + quatre condensateurs CMS classiques ou X2Y suivant le routage considéré), puis les vias ont été supprimés tour à tour en différents groupes, et une mesure du bruit d'alimentation a été effectuée à chaque étape. **Les modifications sont cumulatives, et les vias supprimés lors d'une étape le restent pour les étapes suivantes.**

IV.2.2.1. Routage n°1

Les modifications effectuées sur le routage n°1 sont résumées sur la figure ci-dessous.

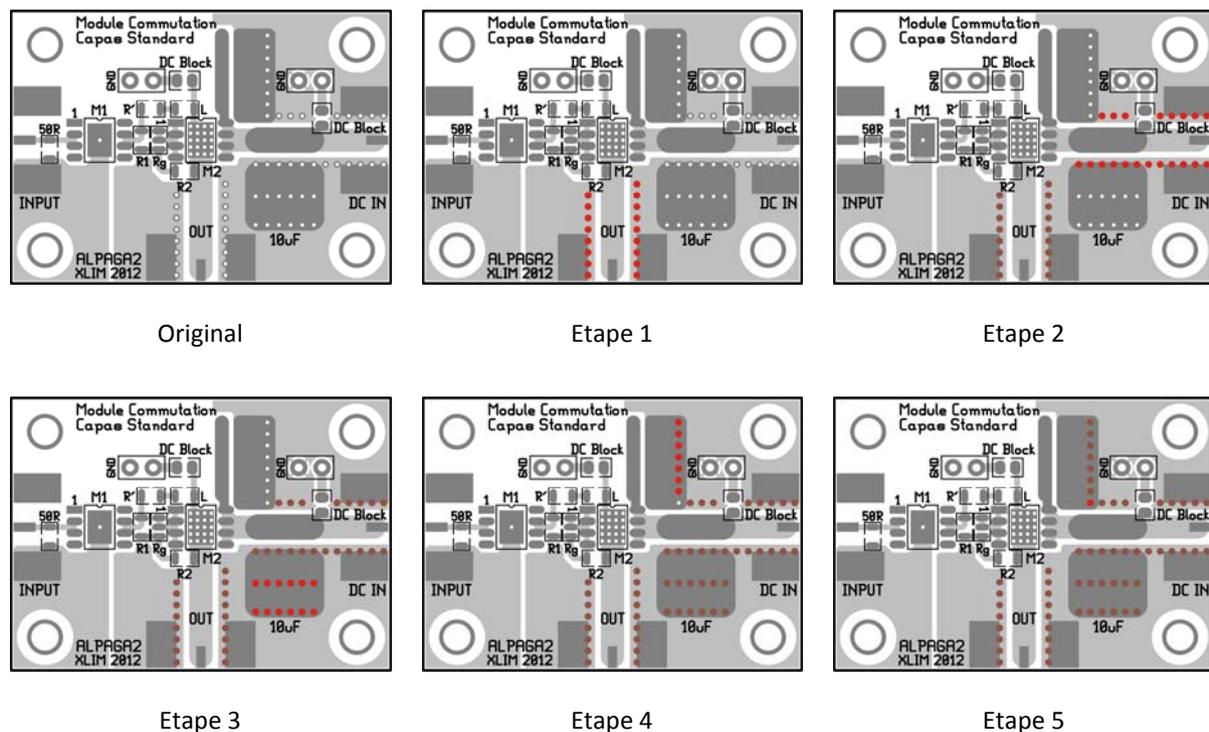


Figure 121: Modification des vias pour le routage n°1

Les différentes étapes peuvent être décrites comme suit :

- La première étape consiste à supprimer tous les vias situés autour de la ligne de sortie du circuit. Compte tenu de la disposition du circuit, le plan de masse à gauche de la ligne n'est plus relié à la masse que par le connecteur SMA. Par contre, le plan de masse inférieur droit

reste relié à la masse par les nombreux vias restants (autour du condensateur de $10\mu\text{F}$ et le long de la ligne d'alimentation)

- La deuxième étape supprime tous les vias situés le long de la ligne d'alimentation, hormis celui qui est à proximité immédiate du réseau de découplage. Les plans de masse restent toujours connectés à la masse grâce aux vias restants et aux connecteurs SMA.
- La troisième étape supprime tous les vias autour de la capacité de $10\mu\text{F}$. Le plan de masse inférieur droit n'est donc plus relié à la masse qu'au travers des connecteurs SMA.
- La quatrième étape supprime la quasi-totalité des vias de masse à proximité du réseau de découplage. La zone de masse supérieure droite n'est donc reliée à la masse que par l'intermédiaire d'un unique via et des connecteurs SMA.
- La cinquième et dernière étape supprime le dernier via. Les zones de masse ne sont donc plus reliées à la masse qu'au travers des différents connecteurs SMA de la carte

Il est à noter que les trois premières étapes seront les mêmes pour tous les routages, et seules les deux dernières étapes différeront du fait des implantations variées des réseaux de découplage.

La figure suivante présente le résultat des différentes mesures effectuées à chaque étape.

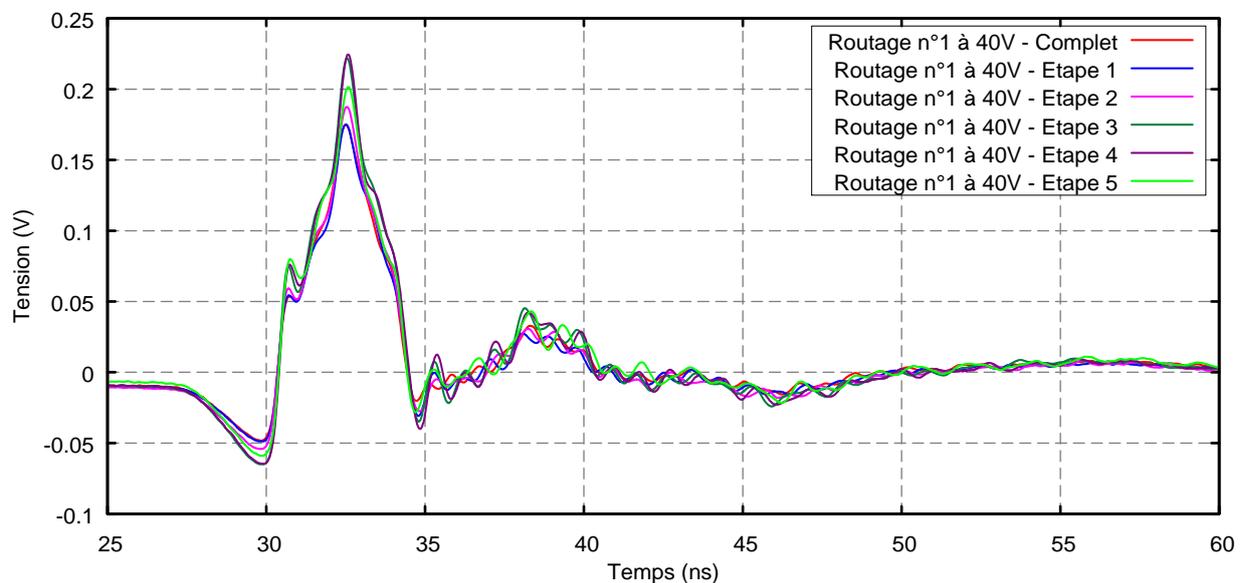


Figure 122: Routage n°1 – Effet des différents vias

On constate que des différences apparaissent, et la présence ou l'absence des vias a donc une influence. Cependant, ces différences sont extrêmement ténues alors qu'on aurait pu les croire

plus importantes. La **Figure 123** propose un zoom sur le pic de commutation afin de mieux appréhender les écarts entre les courbes.

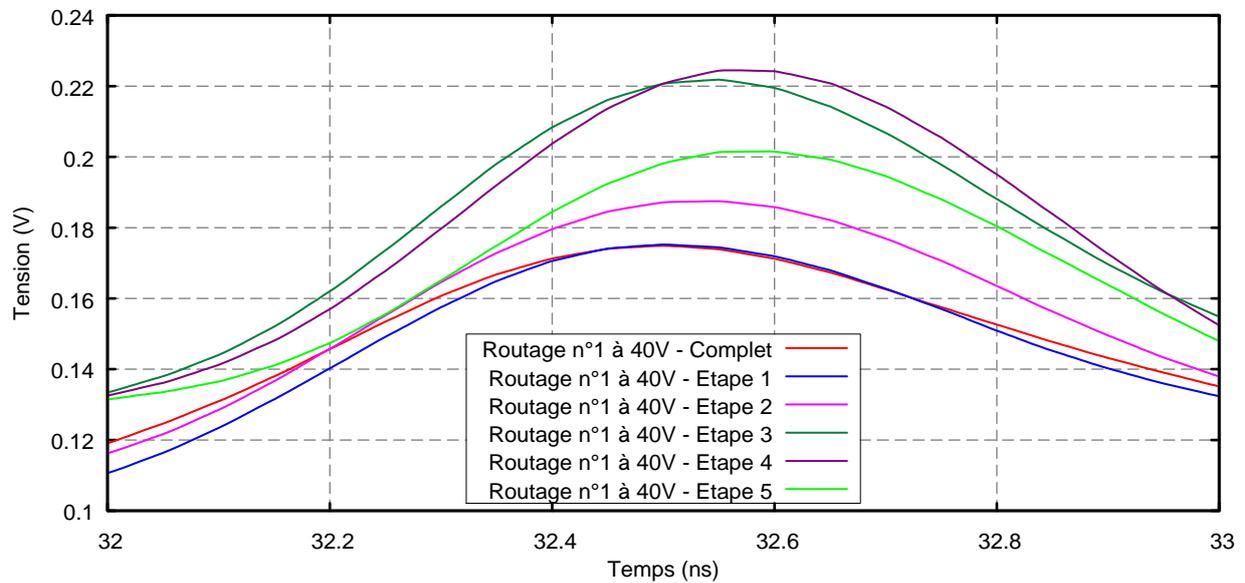


Figure 123: Routage n°1 – Effet des différents vias – Zoom

On peut noter ici que les vias situés le long de la ligne de sortie n'ont que très peu d'influence (Complet \Rightarrow Etape 1). Par contre, la suppression de ceux qui sont disposés le long de la ligne d'alimentation a un effet visible (Etape 1 \Rightarrow Etape 2). Cette constatation n'est pas surprenante car l'étape 2 ampute une partie des retours à la masse du condensateur de $10\mu\text{F}$ (Cf. **Figure 121**).

C'est justement cette étape 3 (suppression des vias du $10\mu\text{F}$) qui semble avoir le plus d'effet sur le bruit de commutation, et cela semble assez normal.

Assez normale également est l'augmentation du bruit lorsque les vias à proximité des condensateurs de découplage sont supprimés (Etape 4). Cet accroissement du bruit est toutefois assez faible compte tenu de l'importance a priori stratégique de ces vias.

Mais le plus surprenant reste le phénomène survenant lorsque le dernier via survivant est supprimé (Etape 5). On constate alors une diminution du bruit alors que jusqu'à présent toutes les modifications conduisaient à son accroissement. Nous pensons que l'explication se trouve dans l'inductance assez forte du via qui restait à l'étape 4, et qui a disparu à l'étape suivante, le retour de masse ne se faisant plus qu'au travers du connecteur SMA. Mais ce point demanderait quand même quelques investigations supplémentaires.

IV.2.2.2. Routage n°2

Les modifications effectuées sur le routage n°2 sont à peu de chose près celles effectuées sur le routage n°1, et sont résumées sur la figure ci-dessous.

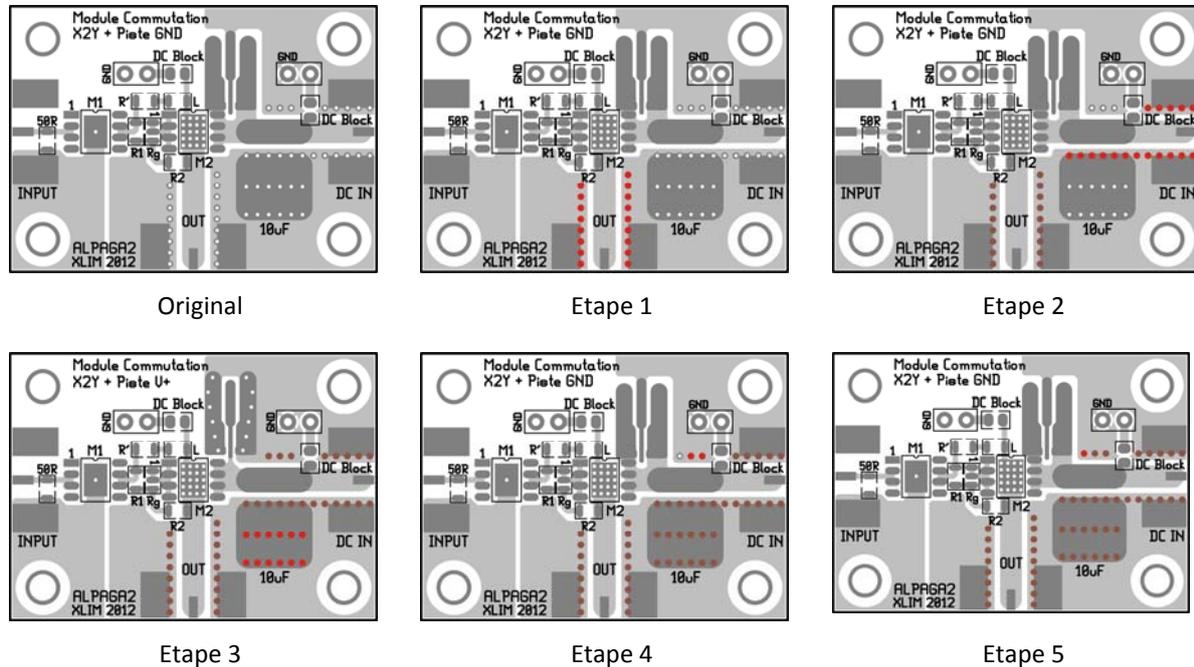


Figure 124: Modification des vias pour le routage n°2

Les différentes étapes peuvent être décrites comme suit :

- Comme précédemment, la première étape consiste à supprimer tous les vias situés autour de la ligne de sortie du circuit.
- La deuxième étape supprime tous les vias situés le long de la ligne d'alimentation, hormis les trois qui sont à proximité immédiate du réseau de découplage.
- Comme pour le routage n°1, la troisième étape supprime tous les vias autour de la capacité de 10 μ F.
- La quatrième étape supprime deux des trois vias à proximité du réseau de découplage.
- Enfin, la cinquième et dernière étape supprime le dernier via.

La figure suivante présente le résultat des différentes mesures effectuées à chaque étape.

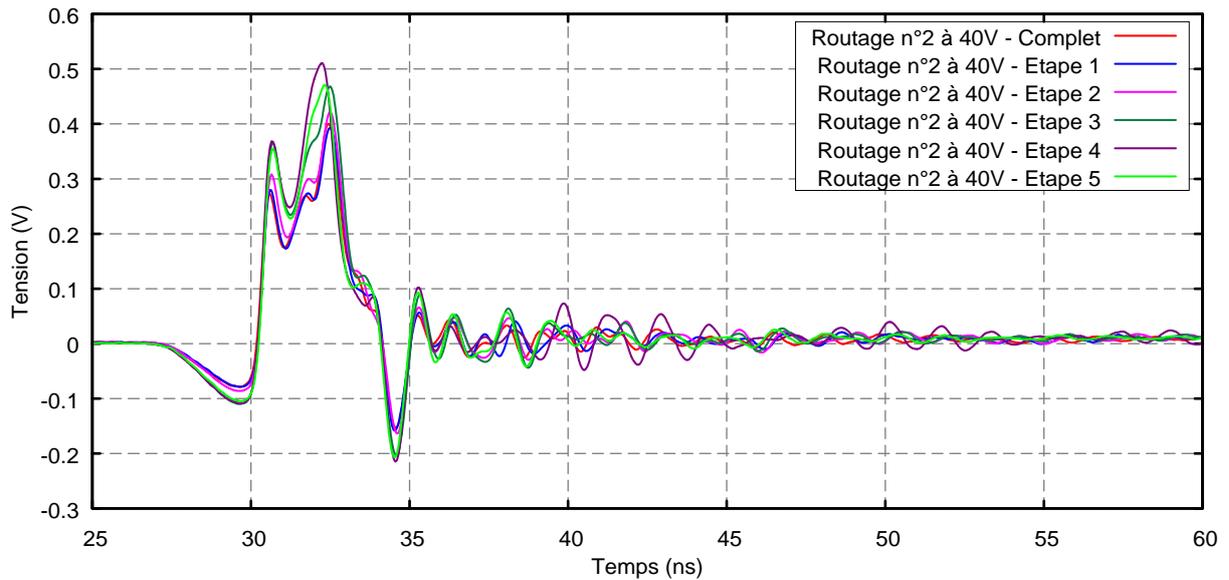


Figure 125: Routage n°2 – Effet des différents vias

Là-encore, on note une influence des diverses modifications mais la différence n'est pas flagrante. La figure suivante zoome sur le pic de commutation.

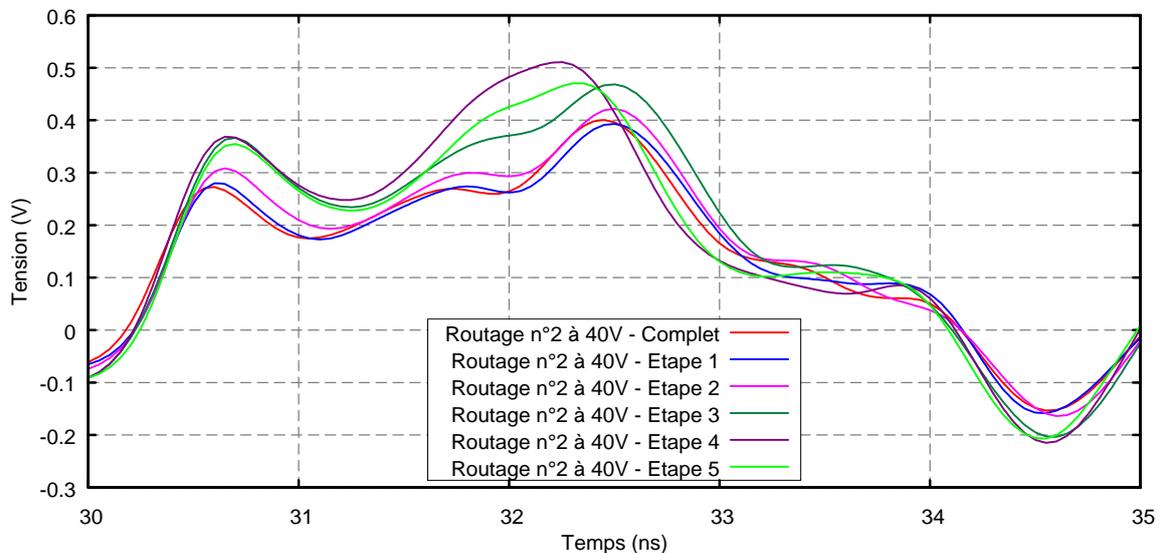


Figure 126: Routage n°2 – Effet des différents vias – Zoom

On retrouve au fil des étapes à peu de chose près le même type de comportement que dans le cas du premier routage : le peu d'influence des vias longeant la ligne de sortie et d'alimentation (Etapes 1 et 2), l'impact important de l'absence des vias au pied du condensateur de $10\mu\text{F}$ (étape 3), l'importance des vias proches du réseau de découplage (Etape 4), et la surprenante décroissance du bruit lorsque tous les vias disparaissent. Là-encore, une analyse expérimentale plus fine sur ce point particulier serait nécessaire.

IV.2.2.3. Routage n°3

Les modifications effectuées sur le routage n°3 sont présentées sur la figure suivante.

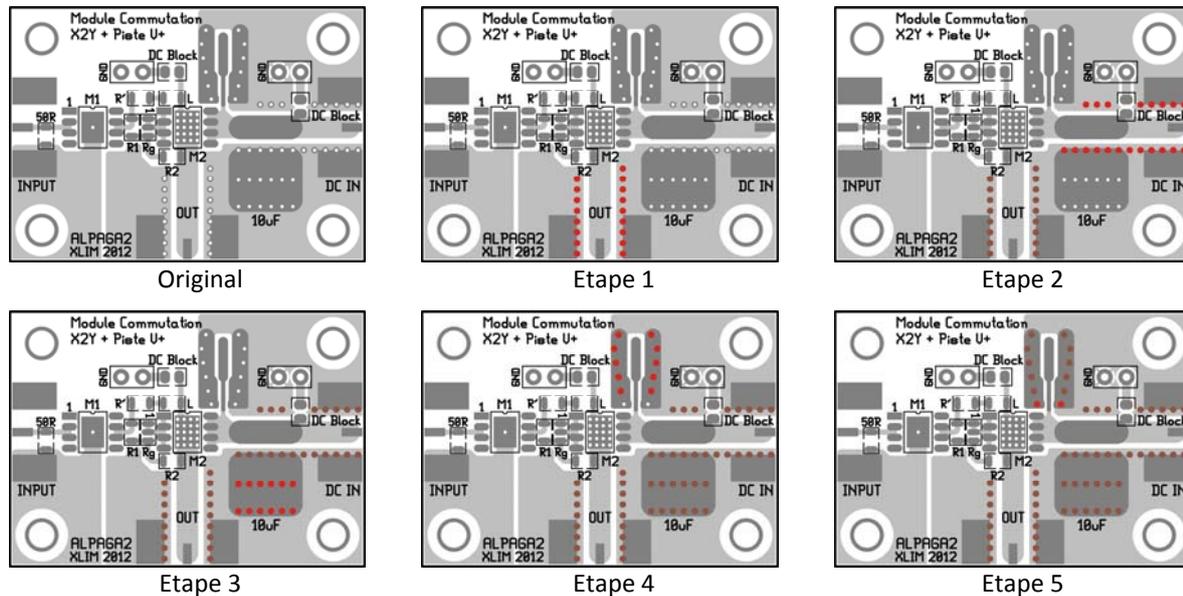


Figure 127: Modification des vias pour le routage n°3

Ces différentes étapes peuvent être décrites comme suit :

- Comme précédemment, la première étape consiste à supprimer tous les vias situés autour de la ligne de sortie du circuit.
- La deuxième étape supprime tous les vias situés le long de la ligne d'alimentation.
- Comme pour les autres routages, la troisième étape supprime tous les vias autour de la capacité de 10µF.
- La quatrième étape supprime presque tous les vias à proximité du réseau de découplage. Seuls les deux vias les plus proches du transistor de commutation sont conservés.
- Enfin, la cinquième et dernière étape supprime ces derniers vias.

La figure suivante présente le résultat des différentes mesures effectuées à chaque étape.

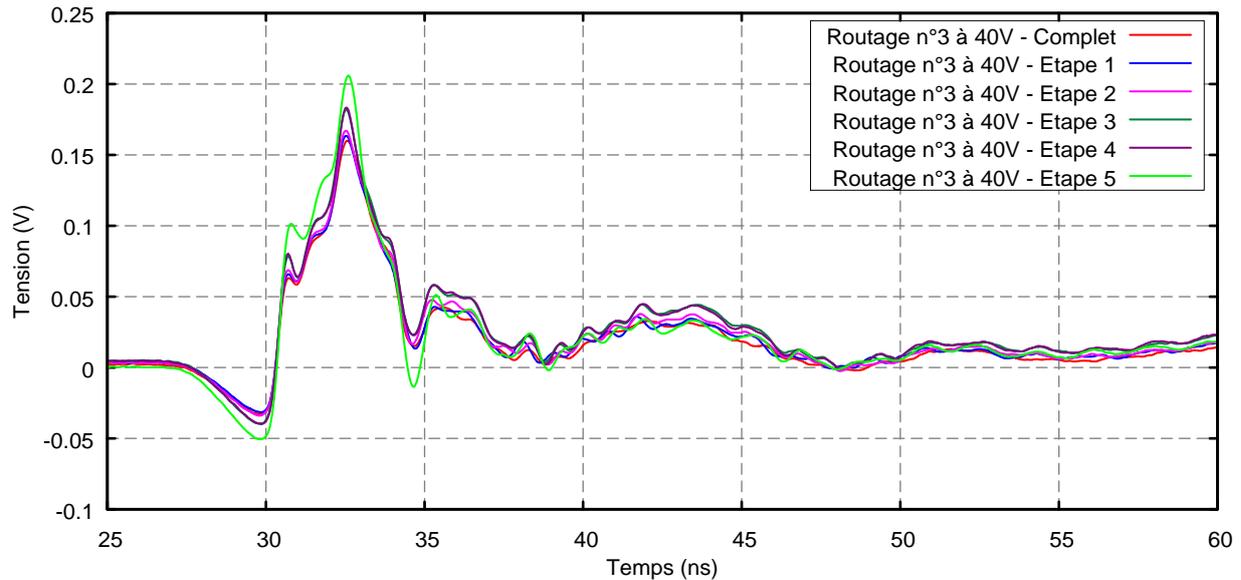


Figure 128: Routage n°3 – Effet des différents vias

Hormis pour l'étape 5, les différences sont comme toujours assez minces. Le zoom présenté sur la figure suivante permet de mieux les apprécier.

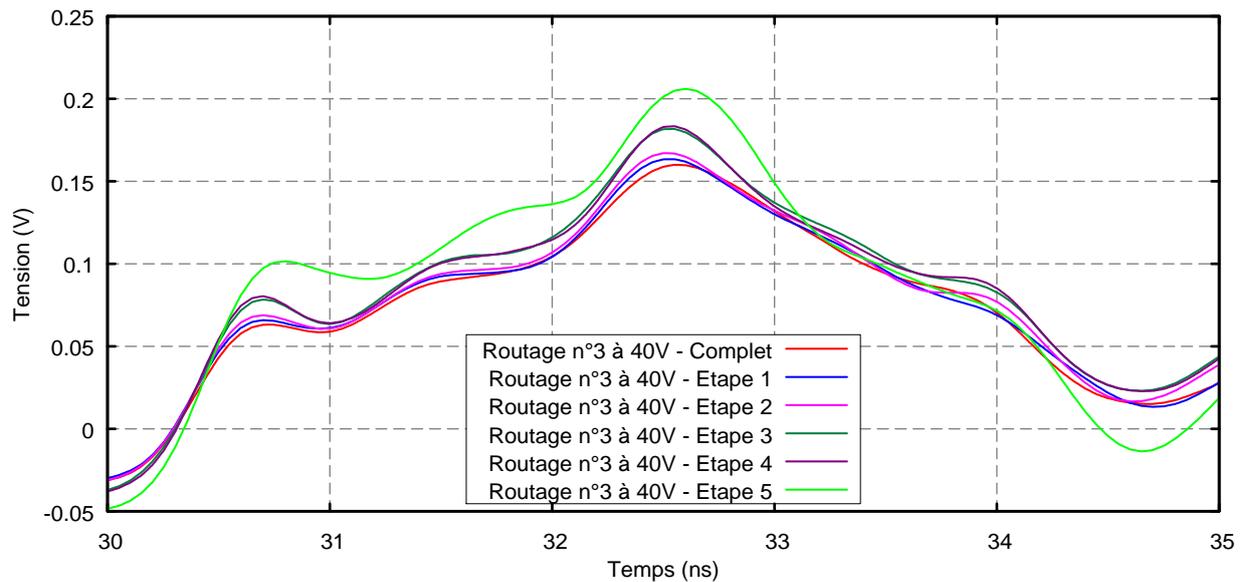


Figure 129: Routage n°3 – Effet des différents vias – Zoom

Contrairement aux précédents cas, les premières étapes (1 et 2) ont une influence visible, bien qu'elle reste mineure. Mais l'étape 3 (suppression des vias au pied du 10 μ F), comme dans les autres cas, a une importance non négligeable. Par contre, et un peu contre toute attente, la suppression des vias au pied du réseau de découplage (étape 4) semble n'avoir qu'une petite influence, contrairement à ce qui se passe lorsque tous les vias sont supprimés (étape 5). Dans ce dernier cas, l'écart entre les étapes 4 et 5 est toutefois assez réduit, et on peut y voir la contribution

des doubles pistes de masse assez larges qui sont utilisées pour la connexion des condensateurs de découplage, et qui participent à la diminution de l'inductance de connexion.

IV.2.2.4. Routing n°4

Les modifications effectuées sur le routing n°4 sont présentées sur la figure suivante.

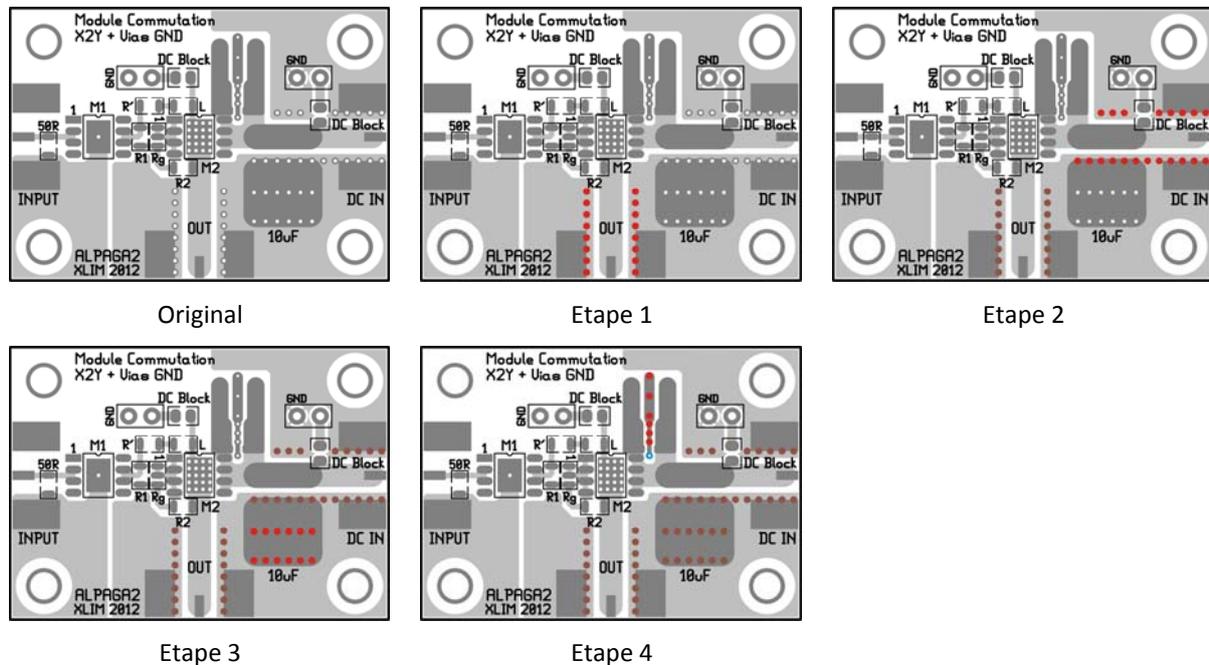


Figure 130: Modification des vias pour le routing n°4

Ces différentes étapes peuvent être décrites comme suit :

- En première étape, suppression de tous les vias situés autour de la ligne de sortie du circuit.
- La deuxième étape supprime tous les vias situés le long de la ligne d'alimentation.
- Comme pour les autres routages, la troisième étape supprime tous les vias autour de la capacité de 10µF.
- La quatrième étape supprime tous les vias du réseau de découplage. Etant donné le routage, il est nécessaire qu'un via de masse reste en place (en bleu) afin d'assurer la reprise de masse pour ces condensateurs.

La **Figure 131** présente le résultat des différentes mesures effectuées à chaque étape. On note immédiatement que l'effet des différentes modifications est négligeable, hormis dans le cas où les vias situés sous le réseau de découplage sont supprimés (étape 4).

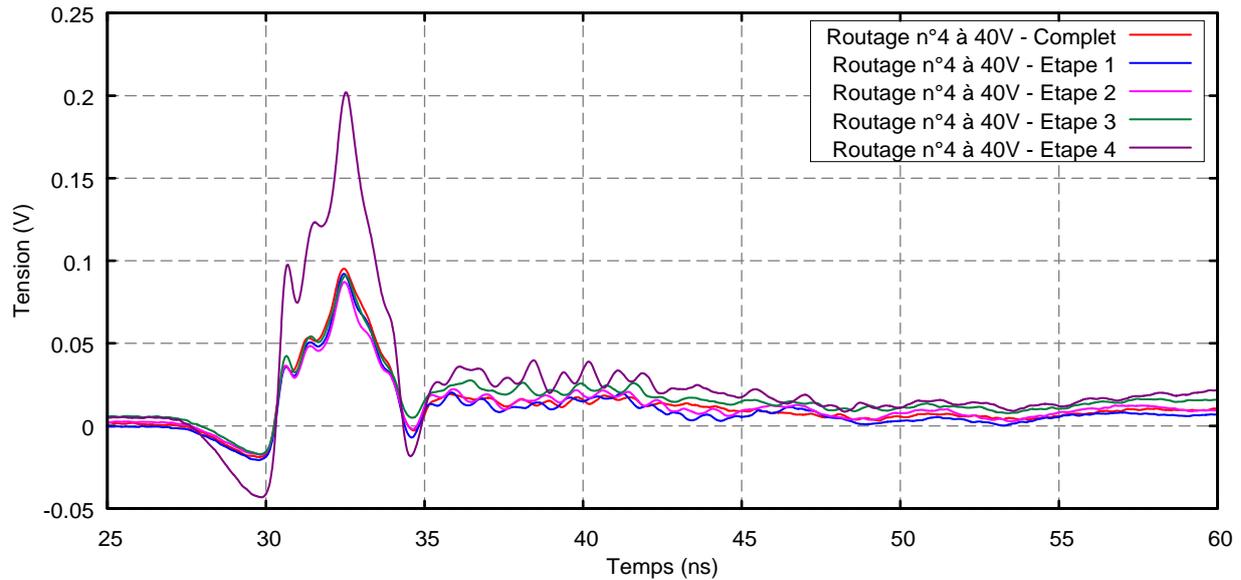


Figure 131: Routage n°4 – Effet des différents vias

Le zoom de la **Figure 132** confirme ce fait, avec un doublement de l'amplitude des pics de commutation lorsque seul reste le via de mise à la masse du réseau de découplage. On peut facilement en conclure que la mise en parallèle de vias reste absolument nécessaire pour diminuer l'impédance de retour à la masse, et si ces conditions sont respectées, l'efficacité seule de ces vias est de tout premier ordre comparée aux autres modifications, dont l'effet reste négligeable.

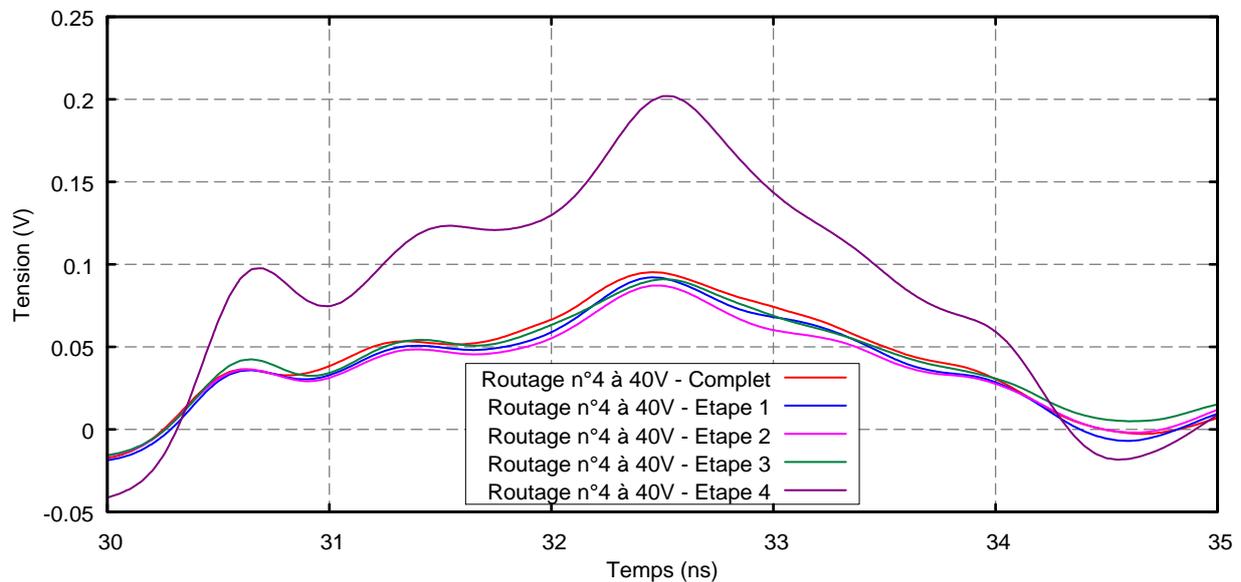


Figure 132: Routage n°4 – Effet des différents vias – Zoom

IV.3. Conclusion

Toutes ces expérimentations montrent qu'une excellente réduction du bruit de commutation est possible en suivant simplement les règles de design communément admises :

- Pistes de PCB courtes et larges pour minimiser l'inductance parasite
- Capacités de découplage au plus près des sources de bruit
- Retours à la masse par de nombreux vias en parallèle (réduction de l'inductance de via)
- Ces reprises de masse doivent être faites au plus près du réseau de découplage et des sources de bruit

En ce qui concerne le réseau de découplage lui-même, les condensateurs de type X2Y ont confirmé in situ les grandes qualités que nous leur avons trouvées lors de leur caractérisation. Ils ont prouvé leur redoutable efficacité et leur supériorité sur les condensateurs CMS classiques, et la réduction de bruit de commutation qu'ils apportent est spectaculaire pour peu que l'on respecte les règles d'implantation édictées par les fabricants. De même, le choix de la capacité de forte valeur n'est pas anodin, et l'on voit que les condensateurs de forte capacité offrant l'impédance la plus faible sont à privilégier.

V. Modélisation des sources de bruit

Afin d'étudier sur le plan théorique l'influence des alimentations à découpage sur les amplificateurs, il serait en toute rigueur nécessaire de modéliser l'ensemble du dispositif. Ceci est en pratique irréalisable au vu de la complexité des systèmes et des différences des fréquences de fonctionnement. C'est pourquoi il semble plus réaliste de proposer une technique de caractérisation et de modélisation des bruits de commutation dus aux alimentations à découpage.

L'un des nos objectifs est donc de proposer un modèle équivalent de ces sources de bruits de commutation pour l'intégrer à la simulation. Tous les tests ont été menés sur le bruit mesuré sur l'accès DC des cellules de commutation et non sur leur sortie, mais le principe en est le même, le but étant d'être capable de reconstruire correctement le bruit de découpage transitoire présent sur les lignes d'alimentation des amplificateurs.

Lorsque qu'on examine les signaux de bruit mesurés repris sur la **Figure 133**, on constate qu'en définitive, les oscillations amorties ne sont déclenchées qu'aux transitions du signal de commande de la cellule.

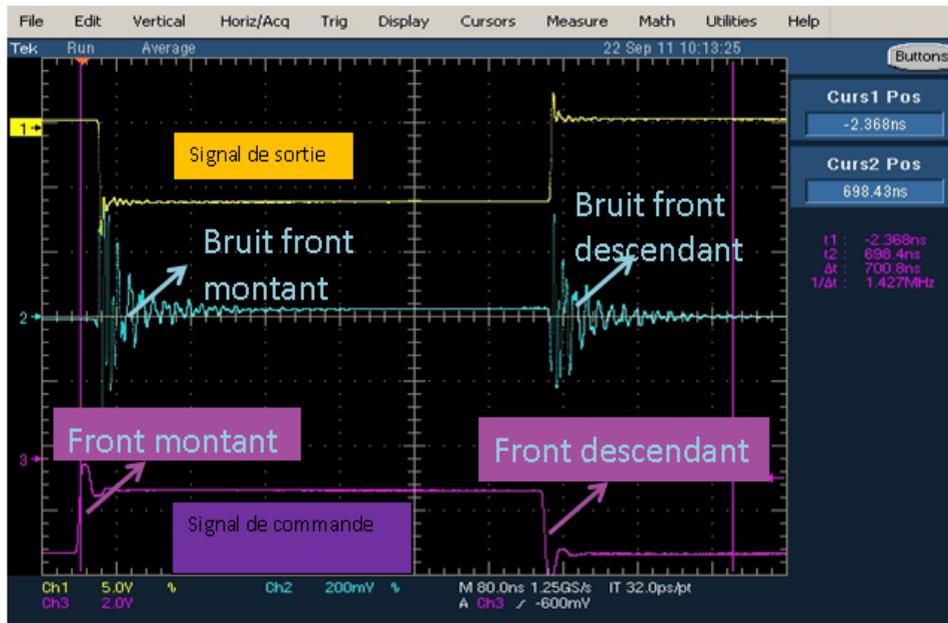


Figure 133: Mesure des différents signaux sur la cellule de commutation

Les oscillations amorties du signal de bruit sont donc en fait les réponses indicielles du circuit, et les deux signaux de bruit (front montant et front descendant) peuvent alors être considérés comme indépendants.

Il suffirait donc de pouvoir décrire théoriquement les mécanismes intervenant dans la génération des oscillations amorties pour être en mesure de modéliser les phénomènes. Cependant, si l'on examine de plus près les signaux en question, on se rend vite compte de la difficulté de la tâche : par exemple, la figure suivante donne un aperçu des signaux de front montant et descendants (les deux signaux ont été recalés temporellement pour une comparaison plus facile).

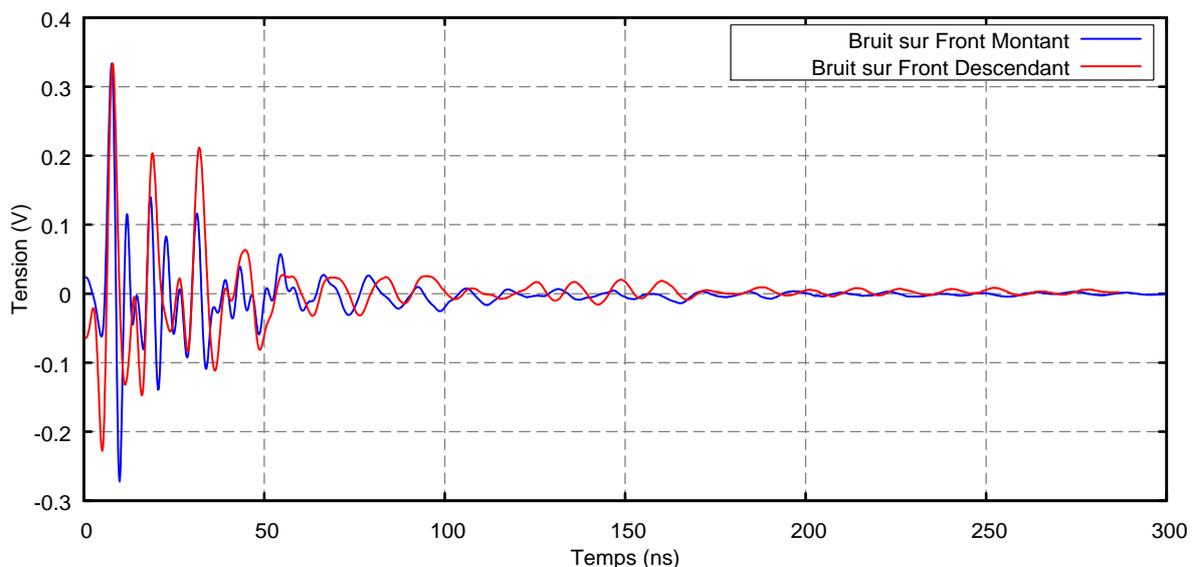


Figure 134: Aspect des oscillations amorties générées par chacun des fronts

On s'aperçoit donc que, si les signaux ont globalement la même forme, ils ne sont pas identiques, et possèdent apparemment des périodes d'oscillation légèrement différentes. Ceci est confirmé par leur contenu spectral, qui est donné sur la **Figure 135**.

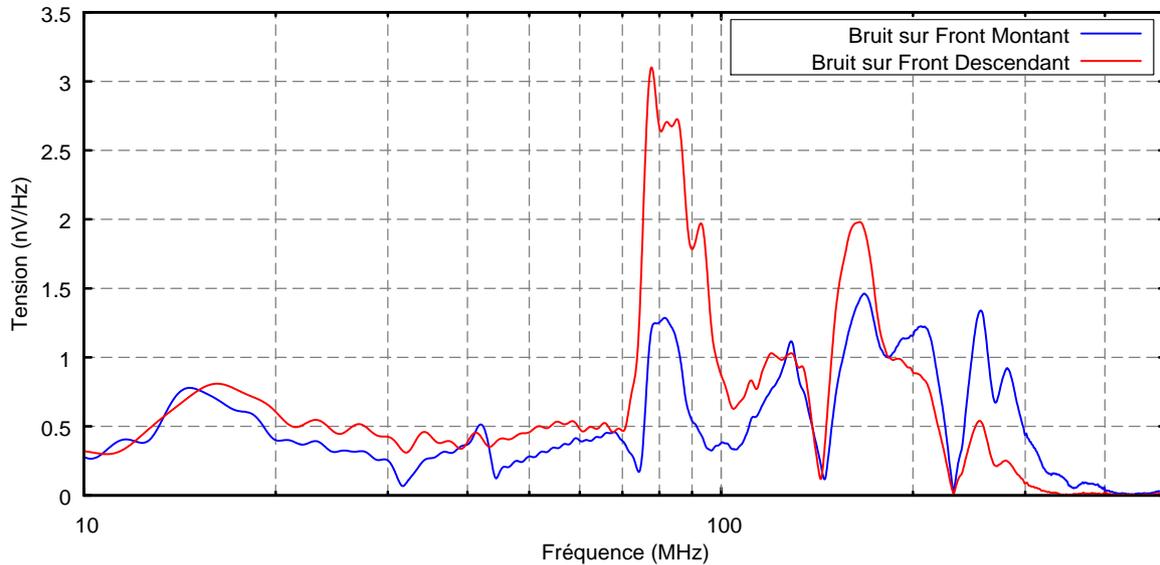


Figure 135: Aspect fréquentiel des signaux générés par chacun des fronts

On retrouve grossièrement la même forme de spectre, mais les fréquences de résonance ne sont pas exactement les mêmes. On observe une fréquence prédominante vers les 80MHz, mais dans le cas du bruit sur front descendant, la « raie » est élargie et contient plusieurs fréquences proches. On retrouve les harmoniques de ce signal aux alentours de 160MHz, mais il apparaît plus clairement que les fréquences ne sont pas exactement les mêmes.

Si ces phénomènes d'oscillations amorties étaient entièrement dus au réseau de découplage (capacités avec leurs éléments parasites et inductances de pistes de PCB), les fréquences de résonance ne devraient pas changer entre les deux fronts. Cela signifie donc que le réseau de découplage seul n'est pas en cause, mais que le comportement des capacités non-linéaires des transistors de la cellule est aussi incriminé. On peut également penser que les phénomènes de variation de la capacité des condensateurs en fonction de la tension appliquée (Cf. Chapitre II) peuvent avoir une part de responsabilité. De plus, les instants de survenue de ces fronts sont dictés par les différents mécanismes dont les transistors sont le siège. Une modélisation rigoureuse des bruits de commutation implique donc de pouvoir décrire sous forme circuit tous les composants de la cellule en y incluant les phénomènes non-linéaires dans les semi-conducteurs et les paramètres (inductance, couplage mutuel,...) liés au circuit imprimé. Et pour couronner le tout, pour les transistors que nous utilisons (HEMT GaN Nitronex), il n'existe pas de modèle fonctionnant dans le domaine temporel.

Il nous faut donc trouver une autre façon de pouvoir modéliser les bruits de commutation. Comme le but du modèle est de fournir une description du bruit de commutation de la cellule, tout en restant compatible avec une modulation PWM en entrée du dispositif, cela rend les méthodes fréquentielles assez peu attrayantes : dans le cas d'un rapport cyclique du signal de commande proche de 0% ou de 100%, la durée séparant un front montant d'un front descendant peut être inférieure au temps d'amortissement des oscillations engendrées par chaque front. Dans ce cas, les deux signaux temporels se mélangent, et il n'est pas évident que le signal résultant soit simplement la somme des deux signaux indépendants, rendant en ceci la description fréquentielle non triviale.

C'est pour toutes ces raisons que nous nous sommes rabattus vers une approche plus directe et plus simple : En partant de l'hypothèse que chacun des signaux de front montant et descendant est indépendant, il suffit d'acquérir séparément les signaux de bruit sur chaque type de front, et de recombinaison les deux signaux au rythme d'un signal d'entrée quelconque en tenant compte ou non de l'interférence des signaux.

Nous avons donc commencé par mesurer de manière précise les bruits de commutation sur l'alimentation DC du module, bruits dus à ces fronts de commande. En utilisant un signal carré de période suffisamment longue, nous avons séparé le bruit dû à un flanc montant et celui dû à un flanc descendant, les signaux de bruit correspondants étant différents. Par exemple, sur le module correspondant au routage n°1 (**Figure 94**), les mesures ont été effectuées pour une configuration de découplage (Kemet 10 μ F X7R 2220, 1 μ F X7R 1206, 100nF X8R 0805 et 10nF X8R 0805) et une charge de sortie (50 Ω) donnée. Le résultat de ces mesures est donné sur les figures suivantes :

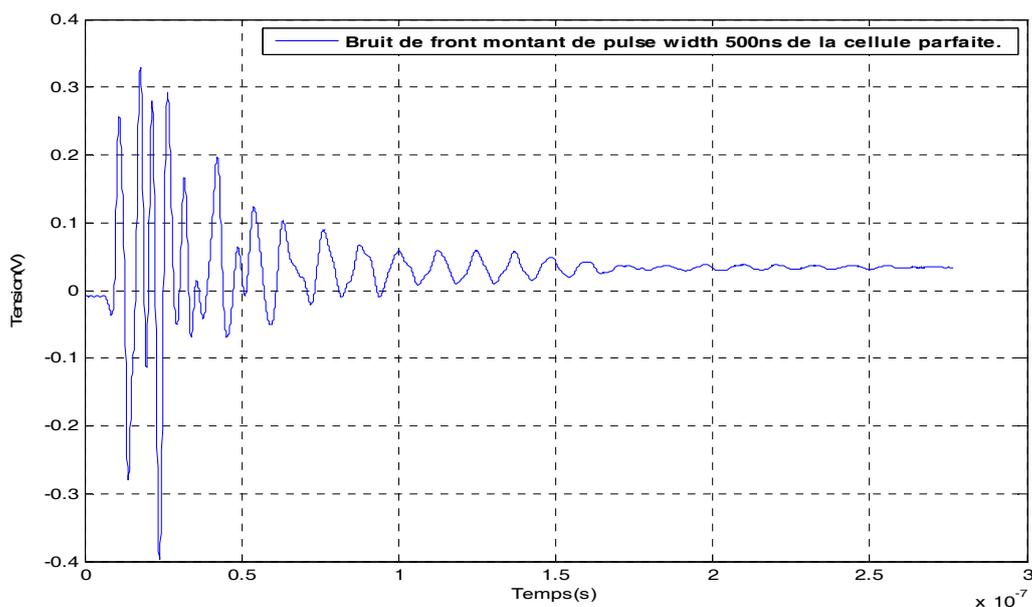


Figure 136: Bruit de commutation sur front montant du signal de commande

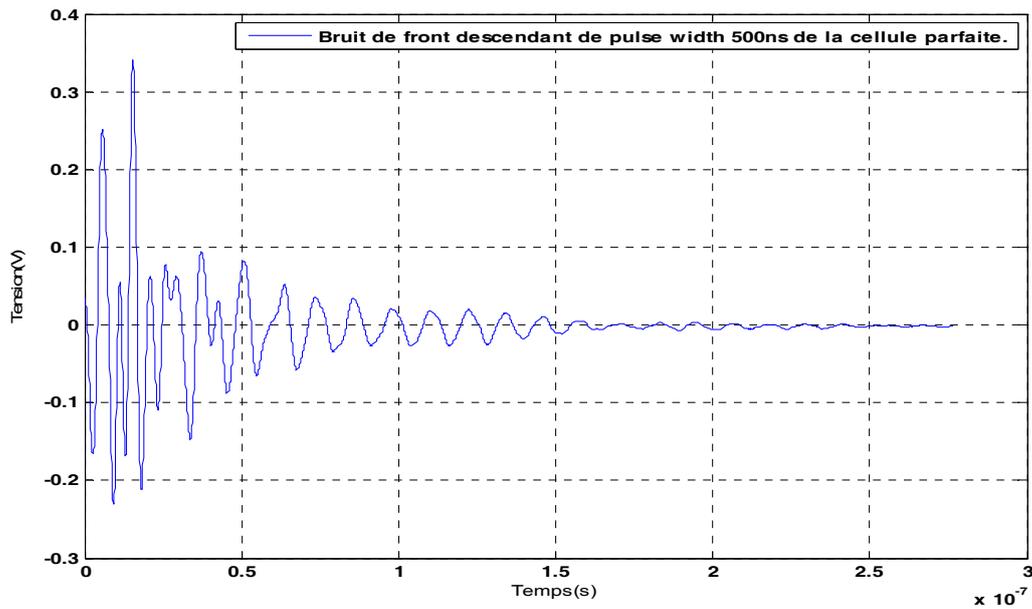


Figure 137: Bruit de commutation sur front descendant du signal de commande

La reconstruction se fait alors de façon simple : pour chaque flanc du signal de commande, on vient faire correspondre le bruit correspondant à l'instant de survenue du flanc. Dans le cas où le temps séparant les flancs est supérieur à la durée des bruits de commutation, la reconstruction est directe, comme le montre la **Figure 138**, pour laquelle cet intervalle est de 500ns.

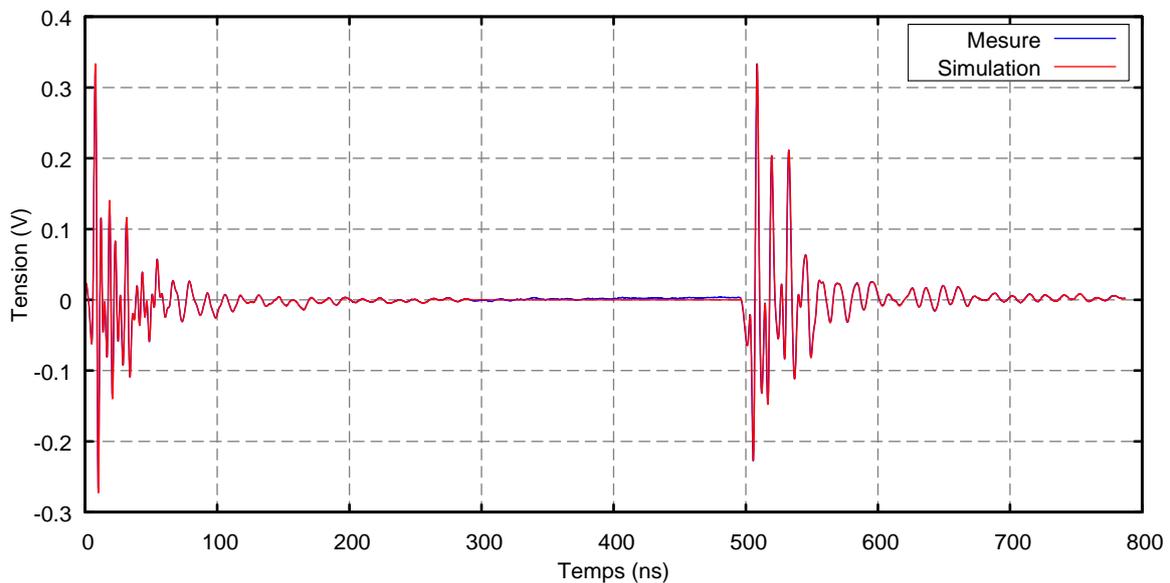


Figure 138: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 500ns

La reconstruction est « parfaite » étant donné que les bruits sont complètement amortis entre les flancs consécutifs. Par contre, lorsque l'intervalle séparant les fronts est inférieur à la durée d'amortissement des bruits de commutation, un traitement plus subtil est effectué. En effet, bien

qu'on se trouve apparemment en régime forcé lors de la commutation, le fait de tronquer le signal existant pour le remplacer par celui correspondant au nouveau flanc ne donne pas les résultats escomptés. Il est nécessaire de conserver le régime oscillatoire amorti du bruit précédent, mais sans en garder le décalage continu (offset), et de le superposer (par simple addition) au signal de bruit suivant. Ainsi, lors de la survenue du flanc suivant la procédure retenue est la suivante (on appellera t_o l'instant auquel le flanc suivant intervient) :

- Troncature du signal de bruit précédent à t_o
- Mémorisation du reste du bruit précédent (pour $t > t_o$)
- Filtrage passe-haut ($f_c=10\text{Hz}$) de ce signal mémorisé pour enlever la composante continue
- Addition de ce signal filtré avec le bruit correspondant au nouveau flanc

En suivant cette procédure, la reconstruction du signal de bruit est excellente, ainsi que le montrent les courbes suivantes. La **Figure 139** présente la comparaison des bruits mesurés et simulés lorsque l'intervalle entre flancs montant et descendants est de 100ns, et la **Figure 140** montre ces mêmes courbes pour un intervalle de 20ns.

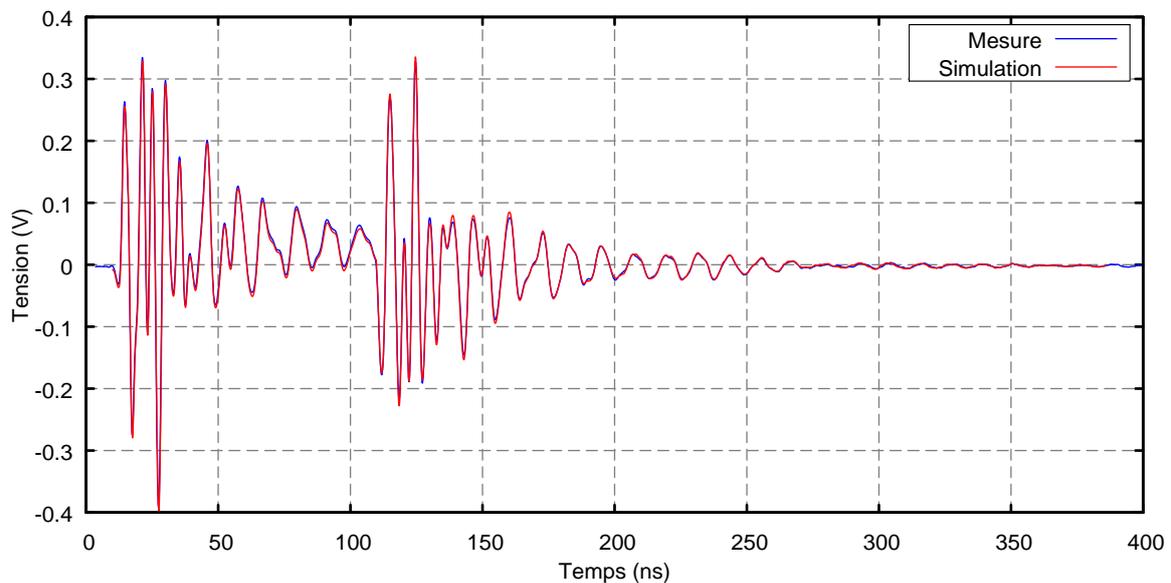


Figure 139: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 100ns

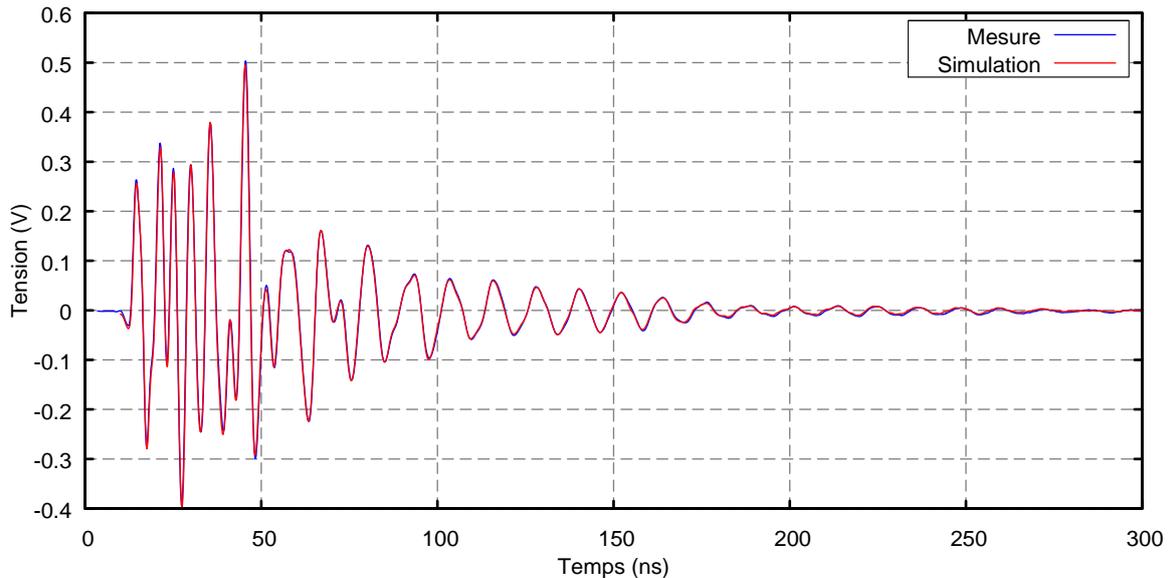


Figure 140: Comparaison entre bruits mesurés et reconstruits pour une largeur de pulse de 20ns

On constate que cette méthode donne de très bons résultats, et semble tout à fait prometteuse car elle permet de s'affranchir des considérations sur le signal de commande. En effet, comme seules les transitions sont importantes, n'importe quel signal peut être employé, et en particulier des signaux de type PWM qui piloteront la cellule en réalité. De plus, des simulations fréquentielles peuvent être envisagées sans problème en calculant le spectre des signaux de bruit ainsi générés, transposé si besoin autour des fréquences de découpage.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exploré les différents paramètres gérant l'efficacité des réseaux de découplage. Dans l'attente du développement des filtres de sortie des convertisseurs DC/DC, cette étude a été faite sur le bruit de commutation présent sur la ligne d'alimentation DC de la cellule de découpage, mais les phénomènes observés et les conclusions dégagées s'appliqueront tout aussi bien au découplage en sortie d'alimentation.

En ce qui concerne la composition du réseau de découplage, outre la confirmation éclatante de la supériorité des condensateurs de type X2Y sur leurs cousins standards, nous avons pu montrer que les condensateurs de forte valeur ($\geq 1\mu\text{F}$) ont une grande influence sur l'efficacité du réseau, l'ajout de capacités de moindre apportant certes une amélioration, mais généralement mineure. Le minimum pour un réseau de découplage efficace semble donc être une grosse capacité « réservoir » épaulée par une capacité céramique de l'ordre du μF , avec éventuellement la mise en parallèle d'un condensateur de capacité inférieure pour améliorer l'efficacité haute-fréquence. Le choix de la

capacité réservoir est loin d'être anodin, et nous avons montré qu'une les nouvelles capacités céramiques de forte valeur sont généralement plus efficaces que les classiques condensateurs au tantale qui sont habituellement utilisés.

Par ailleurs, diverses expérimentations sur des routages différents nous ont montré qu'un découplage réussi passe obligatoirement par un routage optimisé, en particulier au niveau des reprises de masse, confirmant ainsi les règles de conception communément admises.

- Capacités de découplage au plus près des sources de bruit
- Pistes de PCB courtes pour minimiser l'inductance parasite
- Reprises de la masse de faible impédance, ce qui peut être obtenu par de nombreux vias en parallèle (réduction de l'inductance de via), et au plus près du réseau de découplage et des sources de bruit

Enfin, nous avons proposé une méthode de modélisation du bruit de hachage basée sur les réponses indicielles des circuits. Il s'agit certes d'une méthode basique, mais elle permet en l'état de travailler aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel et, surtout, est indépendante de la fréquence de hachage, et donc particulièrement bien adaptée à un signal de commande du type PWM.

Un de nos regrets est de ne pas avoir pu épauler toutes ces mesures par des simulations. Le principal obstacle à ce type d'étude est qu'il n'existe pas, pour les transistors utilisés (HEMT Gan Nitronex), de modèles permettant de faire des simulations dans le domaine temporel. Et quand on se réfère au fonctionnement de la cellule, tous les paramètres des transitions (temps de montée, de descente, slew rate, &c...) sont très étroitement dépendants des capacités non-linéaires de ces transistors. Or, la forme de ces transitions étant de toute première importance pour inférer la réponse des circuits de découplage, il serait donc indispensable que les modèles donnent une représentation correcte de ces capacités pour arriver à des simulations exactes, ce qui n'est malheureusement pas encore le cas.

Références

- [1] L. Bacqué, « Optimisation du rendement d'amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes », thèse de doctorat n° 67-2008 soutenue le 28 Novembre 2008, Université de Limoges.
- [2] B.S. Shelton et al., « AlGaIn/GaN heterojunction bipolar transistor grown by metal organic chemical vapour deposition », Electronics Letters, 6th January 2000, Vol. 36, No.1, pp. 80-81.
- [3] L.S. McCarthy et al., « GaN HBT : toward an RF device », IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 48, No. 3, March 2001, pp. 543-551.
- [4] J.T. Torvik et al., « GaN/SiC heterojunction bipolar transistors », Solid-State Electronics 44 (2000), pp. 1229-1233.
- [5] K.J. Roe et al., « Silicon carbide and silicon carbide: germanium heterostructure bipolar Transistors », Applied Physics Letters, Vol. 78, No. 14, 2 April 2001, pp. 2073-2075.
- [6] Nitronex corporation « Gallium Nitride 28V, 45W RF Power Transistor » (http://c1170156.r56.cf3.rackcdn.com/UK_NIT_NPT1004_1DS.pdf)
- [7] Nitronex corporation « Gallium Nitride 28V, 5W RF Power Transistor » (http://www.propagation.gatech.edu/ECE6361/project/Project2_09/NPTB00004.pdf)
- [8] <http://www.kicad-pcb.org>
- [9] L. D. Smith, «Decoupling capacitor calculations for CMOS circuits » in Proc. Elect. Perf. Elect. Packag. Conf., Nov. 1994, pages 101-105.
- [10] <http://www.kemet.com/>
- [11] C. Paul, « Effectiveness of Multiple Decoupling Capacitors », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 34, no. 2, May 1992, pages 155-166.
- [12] <http://www.johanson-dielectrics.com/surface-mount-products/x2yr-filter-a-decoupling-capacitors/pcb-mounting-guidelines.htm>

Chapitre IV : Réjection d'alimentation par les amplificateurs RF

I. Introduction

Contrairement aux domaines des amplificateurs audio ou d'instrumentation, la prise en compte dès la conception du taux de réjection de l'alimentation (ou PSRR, pour Power Supply Rejection Ratio) est une pratique marginale dans le cas des amplificateurs RF. En effet, ce paramètre n'est quasiment pas pris en compte dans le domaine des hyperfréquences. Même avec l'avènement des amplificateurs à ET (Envelope Tracking), souvent constatée [1] [2] [3], mais ce paramètre est très rarement considéré ou mesuré en tant que tel. Une des très rares publications à ce sujet date de 2007 [4] et met en place quelques fondements théoriques sur l'influence de ce paramètre, et propose une méthode de mesure adaptée.

Nos objectifs sont donc d'une part de mettre en place un banc de caractérisation du taux de réjection de l'alimentation des amplificateurs RF en collaboration avec équipe C2S2 d'XLIM, et d'autre part d'analyser – au moyen de simulations et des résultats expérimentaux – les différents paramètres qui peuvent influencer sur le PSRR de l'amplificateur. En ce qui concerne le côté expérimental, en attendant la mise au point de l'amplificateur prévu dans le cadre de notre projet ALPAGA2, les expérimentations vont être menées principalement sur un amplificateur fonctionnant dans la même gamme de fréquence (1.7 - 3 GHz), et pour lequel des modèles existent, de manière à épauler les mesures par des simulations circuit sous ADS.

Ce chapitre se décomposera en trois parties. Tout d'abord il sera nécessaire de vérifier que l'amplificateur utilisé fonctionne correctement, et c'est pourquoi une caractérisation CW (Continuous Wave) RF classique sera mise en place. Ensuite, une méthodologie de caractérisation de l'influence du bruit d'alimentation sur les performances des amplificateurs sera proposée. Cette tâche sera menée à la fois sur le plan théorique, à l'aide de simulation circuit sous ADS, et sur le plan pratique, à l'aide de tests sur un amplificateur déjà existant, de manière à pouvoir confronter théorie et mesures, et établir quelles sont les corrélations entre les bruit d'alimentation et le spectre de sortie des amplificateurs. Enfin sera menée une étude de l'influence sur le PSRR de différents paramètres. A cette occasion, une attention particulière sera portée au découplage et au routage du circuit de sortie de l'amplificateur.

II. Mise en place d'un banc de mesure du PSRR d'un amplificateur RF

II.1. Définition et principe de mesure du Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

Le taux de réjection de l'alimentation (PSRR) mesure le degré d'immunisation du système contre les variations de tension (V_{ripple}) affectant la tension d'alimentation. Plus précisément, le PSRR est le rapport entre la perturbation rajoutée au signal DC d'alimentation sur la perturbation que l'on trouve en sortie de notre amplificateur (conversion DC vers RF) [4] [5] [6] [7] [8] [9].

D'un point de vue expérimental, le dispositif de caractérisation du PSRR peut être représenté par le synoptique ci-dessous (**Figure 141**). L'amplificateur est alimenté par une source de tension continue au travers d'un té de polarisation (Bias Tee) permettant d'injecter sur l'alimentation la perturbation à la fréquence « BF » ω_{in} .

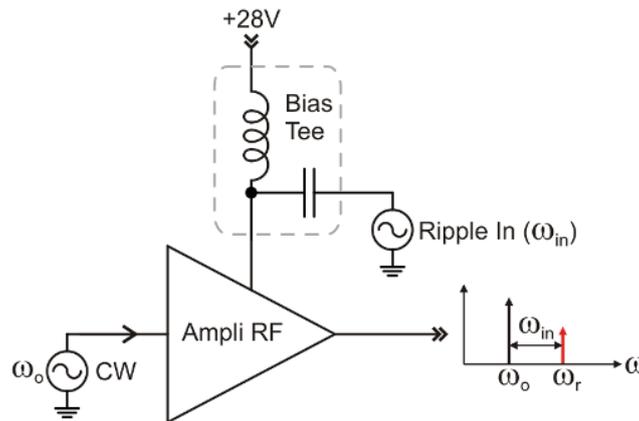


Figure 141: Dispositif expérimental de mesure du PSRR en RF

Une fréquence RF ω_o est injectée à l'entrée de l'amplificateur, et on mesure en sortie l'amplitude de la raie spectrale présente à la fréquence $\omega_r = \omega_{in} + \omega_o$. Ainsi que mentionné au chapitre I, il existe plusieurs définitions du PSRR, mais nous avons choisi d'utiliser une formulation similaire à celle utilisée en BF. On définira alors le PSRR de l'amplificateur comme :

$$PSRR(\omega_{In}) = dB \left| \frac{V_{Ripple}^{Out}(\omega_r)}{V_{Ripple}^{In}(\omega_{In})} \right| \quad (IV.1)$$

ω_{in} : Pulsation de la source de bruit.

ω_r : Pulsation (seconde raie) du signal de sortie.

Le PSRR étant le résultat de la combinaison (heureuse ou malheureuse) de multiples phénomènes d'origines très diverses (comportement non linéaire de l'amplificateur, topologie mauvais découplage, &c...), de multiples choix, parfois contradictoires, s'offrent au concepteur pour tenter d'améliorer ce paramètre. Cette étude expérimentale sera donc l'occasion d'analyser plus en détail différentes configurations d'amplificateurs afin de cibler la contribution au PSRR de différents paramètres.

II.2. Présentation du banc de mesure du PSRR

Le banc de mesure pour le PSRR est basé sur la modification légère du banc pour amplificateurs RF déjà existant au sein d'équipe C2S2 d'XLIM. Ce banc est constitué des trois blocs suivants : le bloc de génération, le bloc de réception et le bloc de gestion de polarisation [10] (**Figure 142**).

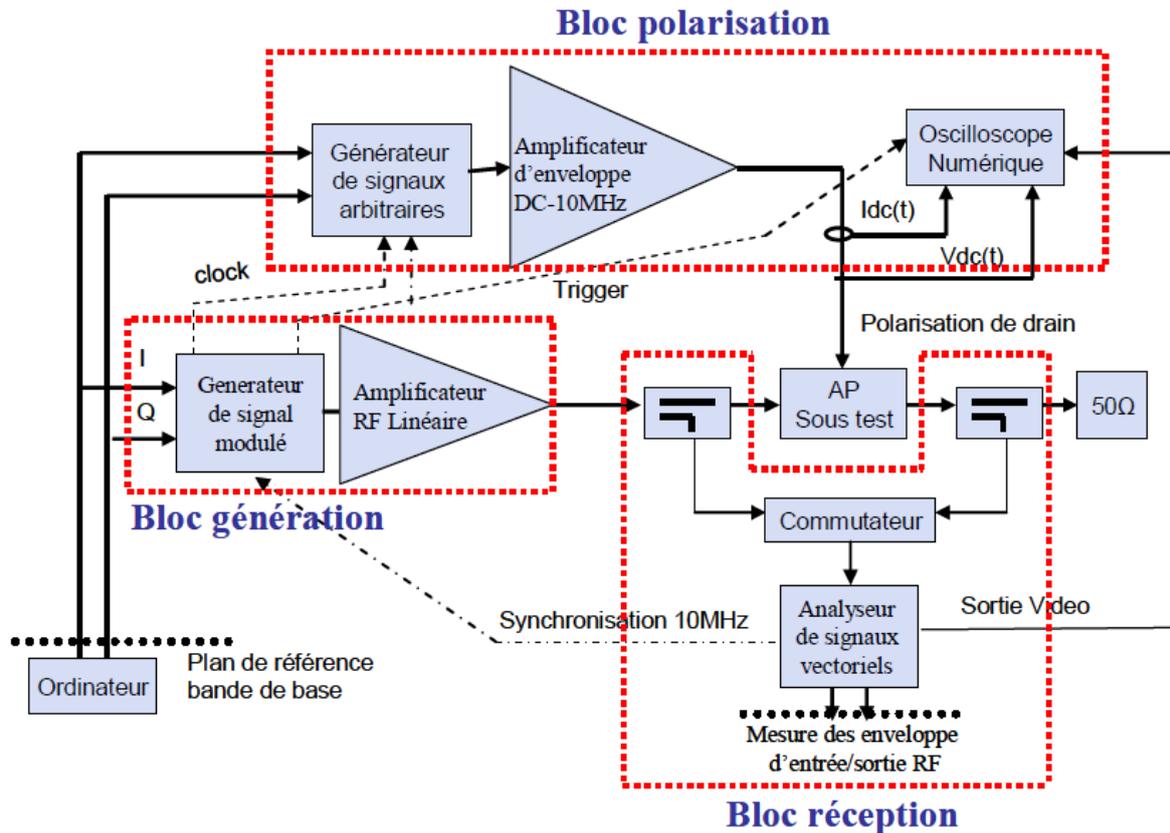


Figure 142: Synoptique du banc de mesure pour amplificateurs RF

Le bloc génération est basé sur l'utilisation du générateur de signal modulé SMU 200A de Rohde & Schwartz. Le bloc réception utilise un analyseur de signaux vectoriel FSQ 8 de Rohde & Schwartz. Le bloc gestion de polarisation est basé sur l'utilisation d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) suivi d'un amplificateur de puissance basse fréquence (DC -10MHz).

Afin de mesurer le PSRR, l'amplificateur d'enveloppe BF a été supprimé et le générateur de signaux arbitraire du bloc de polarisation est utilisé pour injecter la perturbation (V_{Ripple} **Figure 141**) sur la voie DC de drain au travers d'un Bias Tee (10MHz-6GHz), dont le rôle est de protéger le générateur vis-à-vis de l'injection de V_{Ripple} et réciproquement. Le banc de mesure ainsi constitué est présenté sur la figure suivante.

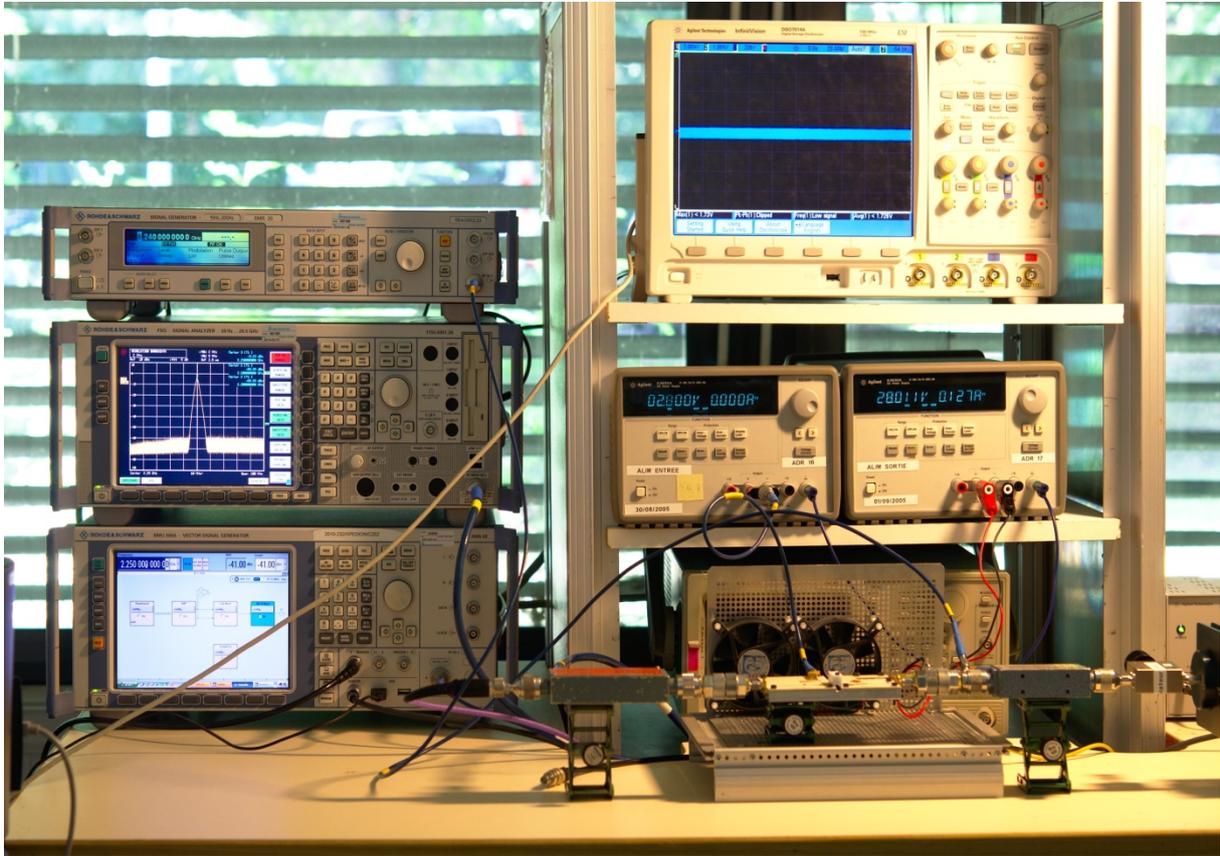


Figure 143: Banc de mesure du PSRR avec l'amplificateur sous test

Pour tous les tests que nous avons faits, la fréquence de la perturbation injectée (ω_{in}) s'étendait de 3MHz jusqu'à 80MHz pour obtenir la réponse du circuit dans la gamme de fréquence correspondant aux fréquences de découpage que l'on désire atteindre dans le cadre d'ALPAGA2. Par ailleurs, le bias Tee n'étant donné que pour une fréquence basse de 10MHz, il a fallu tenir compte d'une atténuation dans la bande 3MHz-10MHz. La fonction de transfert du té de polarisation a donc été caractérisée, et les valeurs de ses composants ont été déduites de ces mesures pour être prises en compte lors des simulations ADS.

III. Présentation et caractérisation de l'amplificateur de test

Dans le cadre d'ALPGA2, notre partenaire AMCAD nous a fourni un amplificateur GaN (**Figure 144**) qu'ils avaient précédemment développé, en nous permettant de l'utiliser dans le cadre d'ALPAGA2. Cet amplificateur [11] fonctionne dans la même gamme que celui prévu dans le cadre de notre projet (1.7 - 3 GHz, $PAE > 40\%$ et $Gain > 20$ dB), et AMCAD nous a de même fourni tous les fichiers de conception et de simulation. L'amplificateur est construit autour d'un transistor CREE GaN CGH40010F de type HEMT (High-Electron-Mobility Transistor) (**Figure 145**), encadré par un circuit d'adaptation d'entrée et un autre de sortie (**Figure 146**). La tension d'alimentation nominale de l'amplificateur est de 28V.

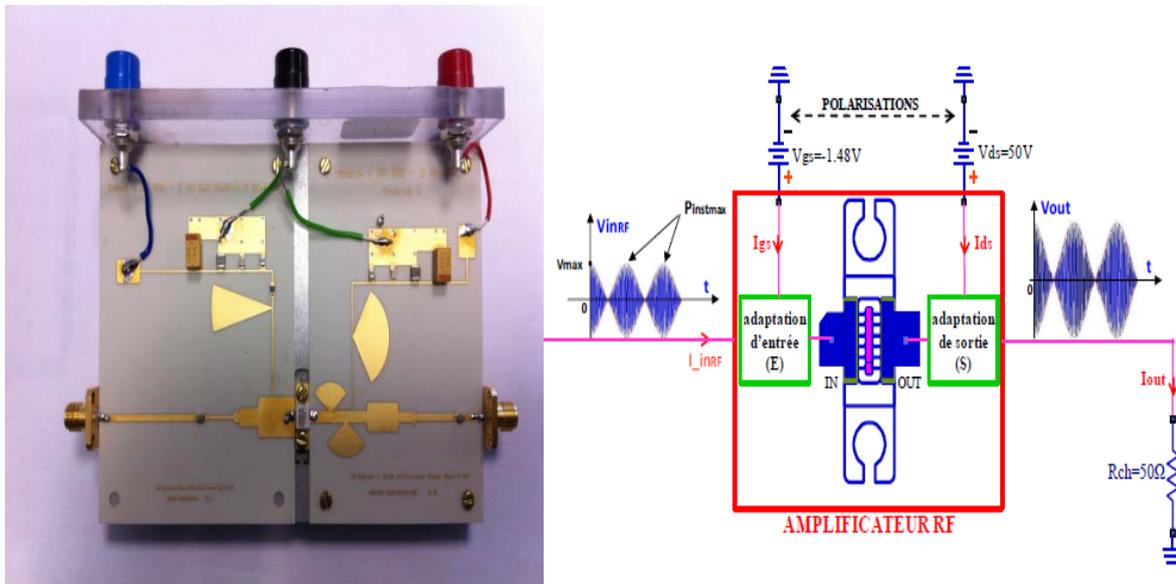


Figure 144: Amplificateur à caractériser



Figure 145: Transistor CREE GaN CGH40010F

L'ensemble est monté sur une semelle en aluminium faisant office à la fois de support et de dissipateur thermique pour le transistor (**Figure 144** et **Figure 146**)

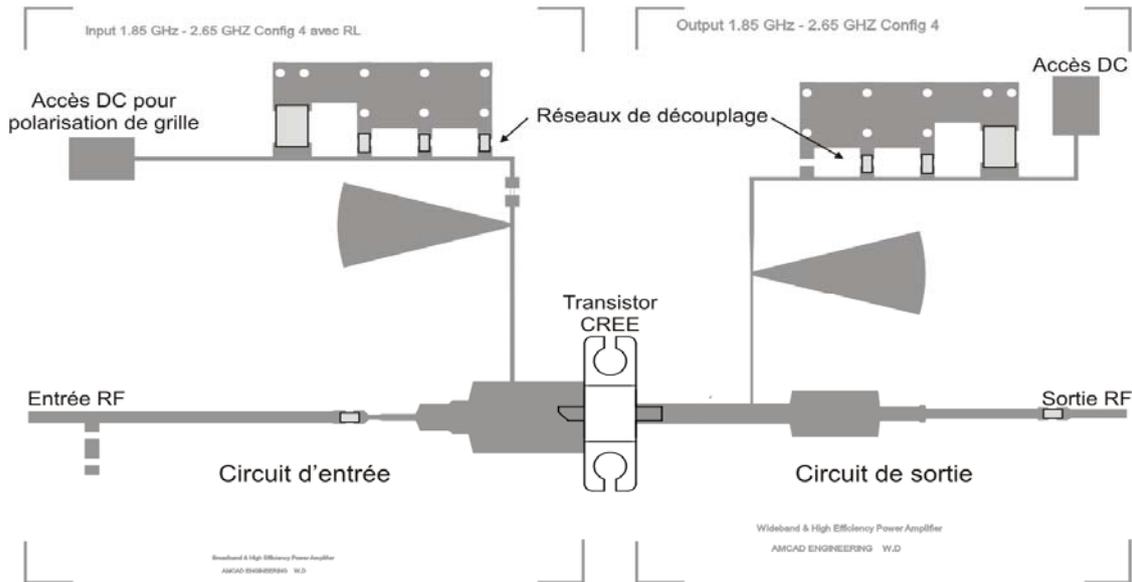


Figure 146: Véhicule de test

III.1. Caractérisation CW de l'amplificateur

Avant de s'intéresser à la mesure du PSRR, et aux comparaisons avec des résultats de simulation, il est d'abord nécessaire de vérifier que les modèles (transistor et circuits d'entrée et de sortie) qui seront utilisés fonctionnent correctement. Pour ce faire, l'amplificateur va être mesuré en CW (Continuous Wave) pour différentes fréquences, et les résultats de ces mesures vont être comparés aux simulations ADS.

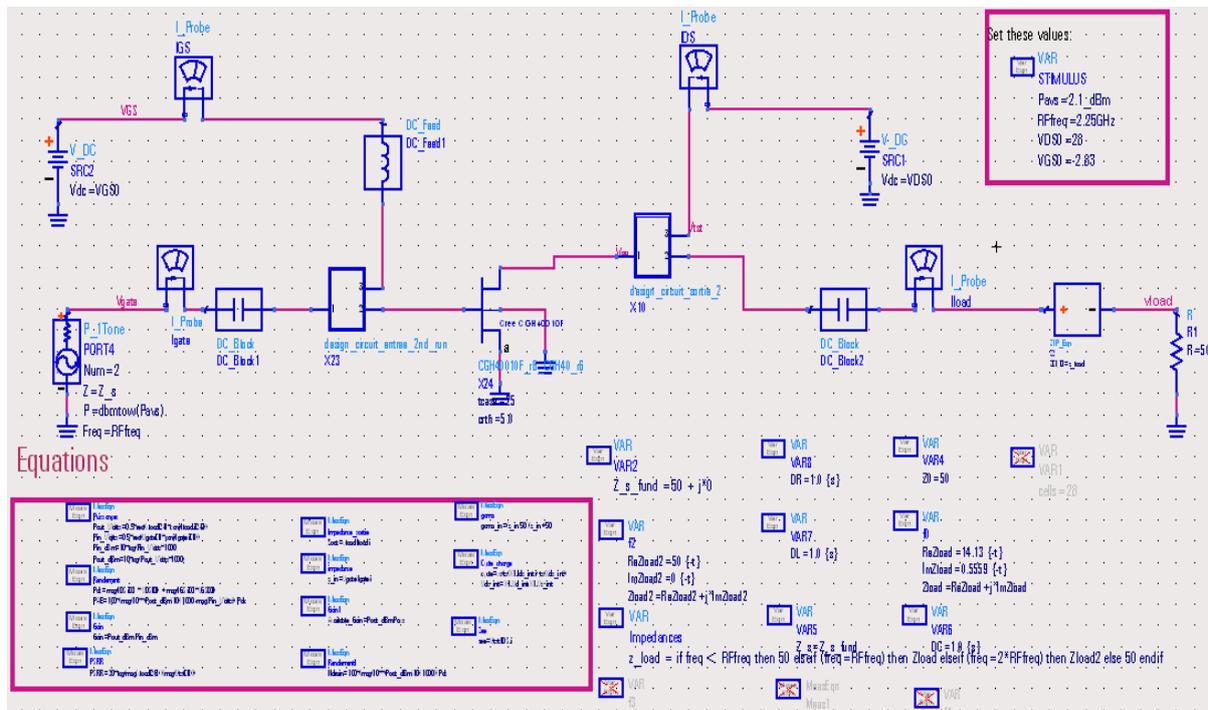


Figure 147: Topologie du modèle d'amplificateur AMCAD implantée sous ADS

Les simulations sont faites sous ADS en équilibrage harmonique (Harmonic Balance). Les deux circuits d'adaptation d'entrée et de sortie ont été développés chez AMCAD, qui nous a fourni les fichiers ADS correspondants. Le modèle du transistor CREE CGH40010F utilisé est celui fourni par le fabricant (CREE), sous forme d'un Designkit qui s'implante sous ADS (**Figure 147**) [12].

La validation en CW est faite en collaboration avec l'équipe C2S2 sur le banc précédemment présenté, à une fréquence de 2.25GHz et au point de polarisation $V_{GS0}=-2.83V$, $I_{DS0}=75mA$ et $V_{DS0}=28V$. La mesure est faite en balayant la puissance moyenne du générateur de modulation et en mesurant séquentiellement les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Les courbes des **Figure 148**, **Figure 149** et **Figure 150** montrent les résultats obtenus en mesure et en simulation pour la puissance de sortie moyenne du signal en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée ainsi que les courbes de gain en puissance et de rendement PAE (Power Added Efficiency) correspondantes [12].

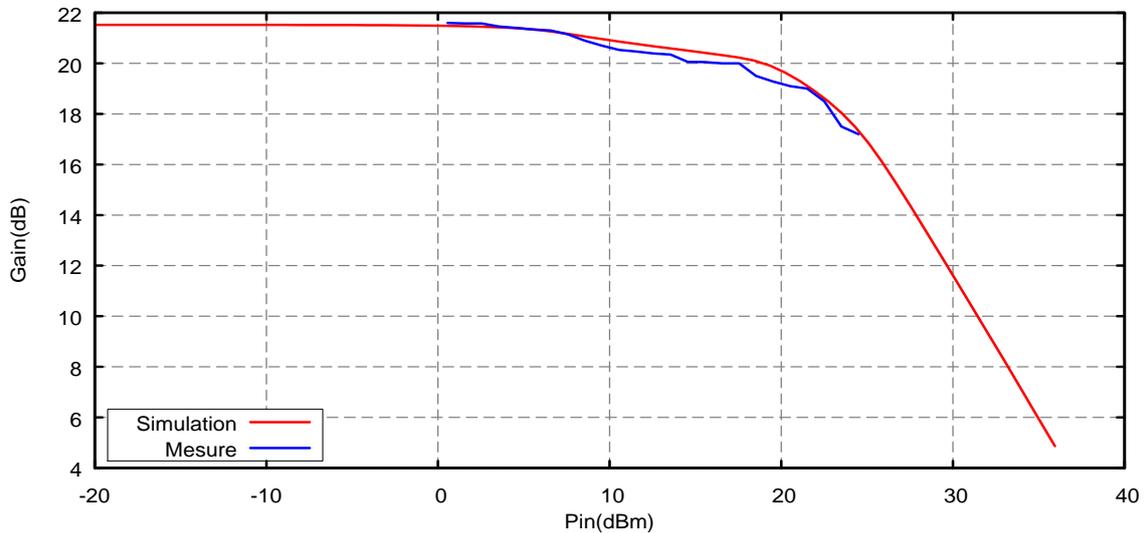


Figure 148: Gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée Pin à 2.25GHz

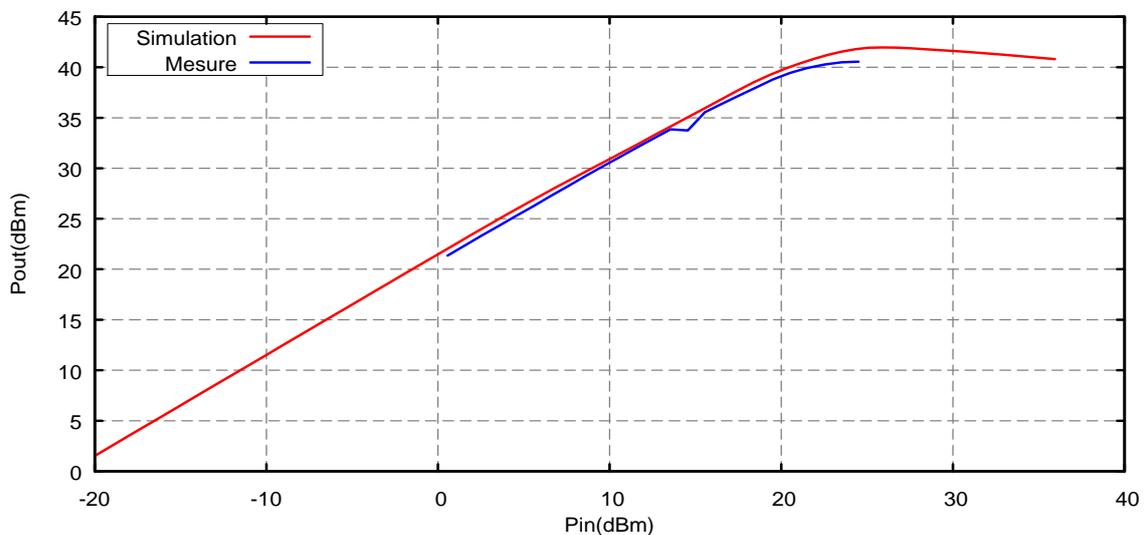


Figure 149: Puissance de sortie Pout en fonction de la puissance d'entrée Pin à 2.25GHz

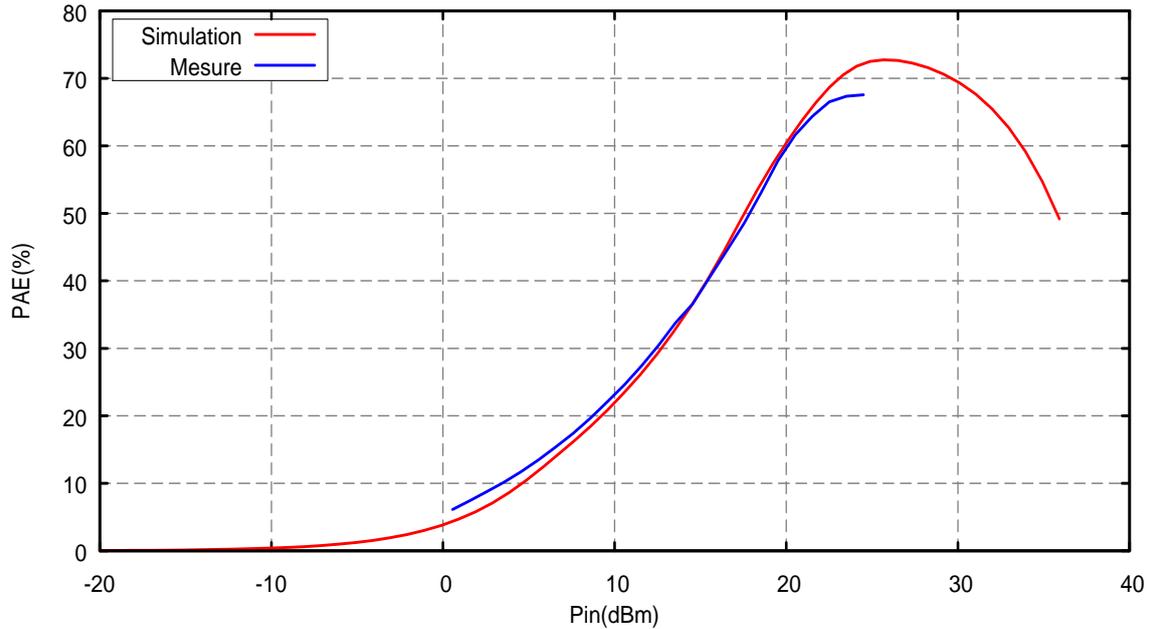


Figure 150: Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de Pin à 2.25GHz

On note sur ces courbes une très bonne concordance entre les résultats issus des mesures et ceux provenant des simulations. Nous pouvons donc considérer que le modèle du transistor ainsi que ceux des véhicules de test d'entrée et de sortie sont validés, et qu'ils pourront donc être utilisés avec confiance pour des simulations concernant le PSRR.

III.2. Caractérisation du découplage de drain de l'amplificateur

Le dernier point à explorer avant de se focaliser sur le PSRR de l'amplificateur concerne le réseau de découplage de drain. Les circuits fournis par AMCAD comportent un emplacement dévolu au découplage (**Figure 146**). Afin d'évaluer l'efficacité de ce réseau de découplage dans son contexte, le circuit de sortie de l'amplificateur (**Figure 151**) a été étudié sous ADS en présence et en l'absence de ces capacités.

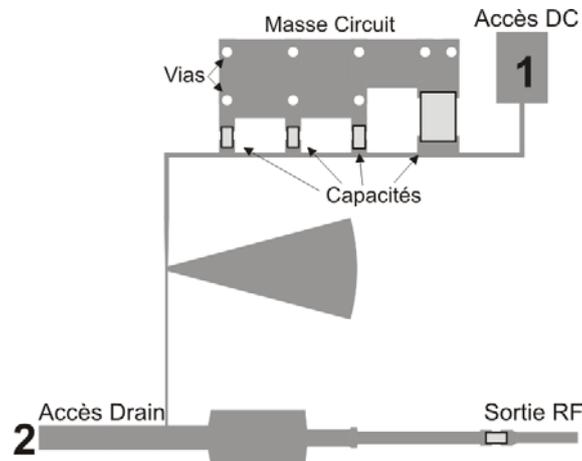


Figure 151: Exemple de structure du circuit de sortie (PCB) – Design AMCAD

Plus particulièrement, on a étudié l'impédance de transfert Z_{21} en basse fréquence entre l'accès DC (n°1 - **Figure 151**) et l'emplacement du drain du transistor (n° 2 - **Figure 151**). Dans cette configuration, le transistor n'est pas présent, et l'accès n°2 et la sortie sont fermés sur 50Ω .

Une première simulation en petit signal est faite sans placer les capacités de découplage sur le circuit, dans le but de déterminer l'impédance présentée par le circuit imprimé, ainsi que ses fréquences de résonances. Nous avons ensuite placé sur la piste d'alimentation DC un réseau de quatre capacités X7R Kemet en incluant leurs éléments parasites : $10\mu\text{F}/50\text{V}/2220$, $1\mu\text{F}/50\text{V}/1206$, $100\text{nF}/50\text{V}/1206$ et $10\text{nF}/50\text{V}/0805$. Le résultat de ces deux simulations d'impédance entre les accès 1 et 2 (**Figure 151**) est présenté sur la **Figure 152**.

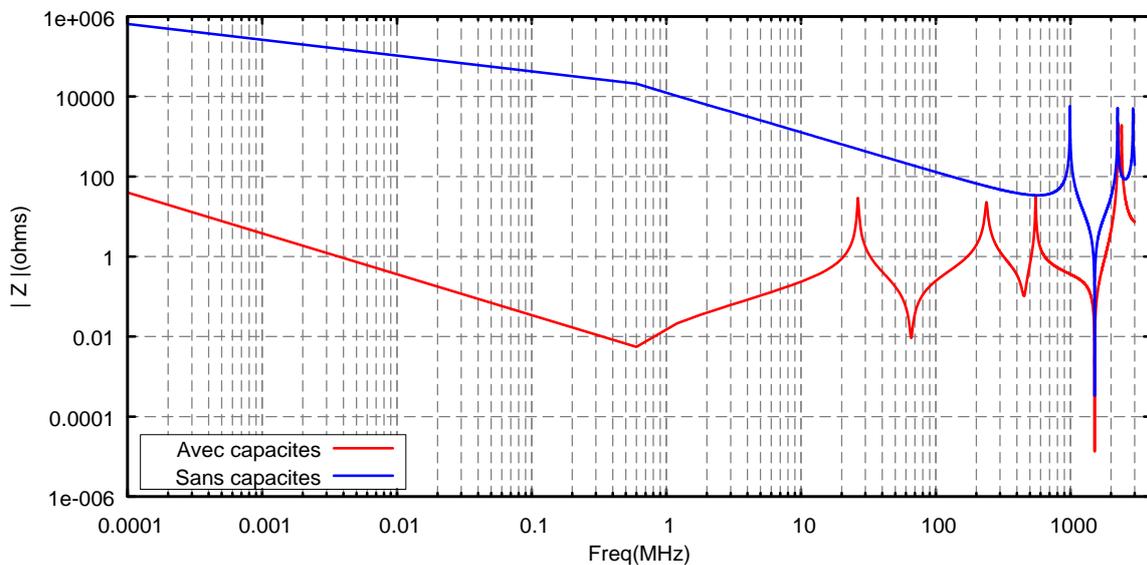


Figure 152 : Simulations d'impédance avec et sans réseau de découplage

Avec la mise en parallèle du réseau des capacités, il se confirme que l'impédance diminue considérablement jusqu'à 1 GHz. L'objet ici n'est pas d'identifier exactement l'origine des différentes résonances observées, mais de mettre en évidence l'amélioration effective qu'apporte la mise en parallèle de plusieurs condensateurs sur l'efficacité du découplage.

Par ailleurs, dans le chapitre III, nous avons présenté une étude sur l'influence des retours de masse par des vias sur l'efficacité du découplage, et il a pu être montré que l'ajout consécutif des vias de retour à la masse améliore sensiblement le découplage. Nous avons donc essayé d'appliquer la même recette sur le circuit d'adaptation de sortie en examinant l'influence d'ajout des points de masse sur les résultats de simulation ADS.

La **Figure 153** présente un zoom sur la modélisation ADS de la zone de masse du réseau de découplage. On observe que ce petit plan de masse a été modélisé par un maillage de pistes et de jonctions de pistes. Avec une taille de maille de l'ordre de 5mm, le maillage peut paraître assez lâche,

mais les simulations que nous pu faire en augmentant – à surface maillée équivalente – le nombre de mailles n'ont pas montré de modifications visibles des résultats. La raison principale en est que les fréquences de travail sont peu élevées (< 3GHz), et les longueurs d'ondes sont donc grandes par rapport à la taille de maille.

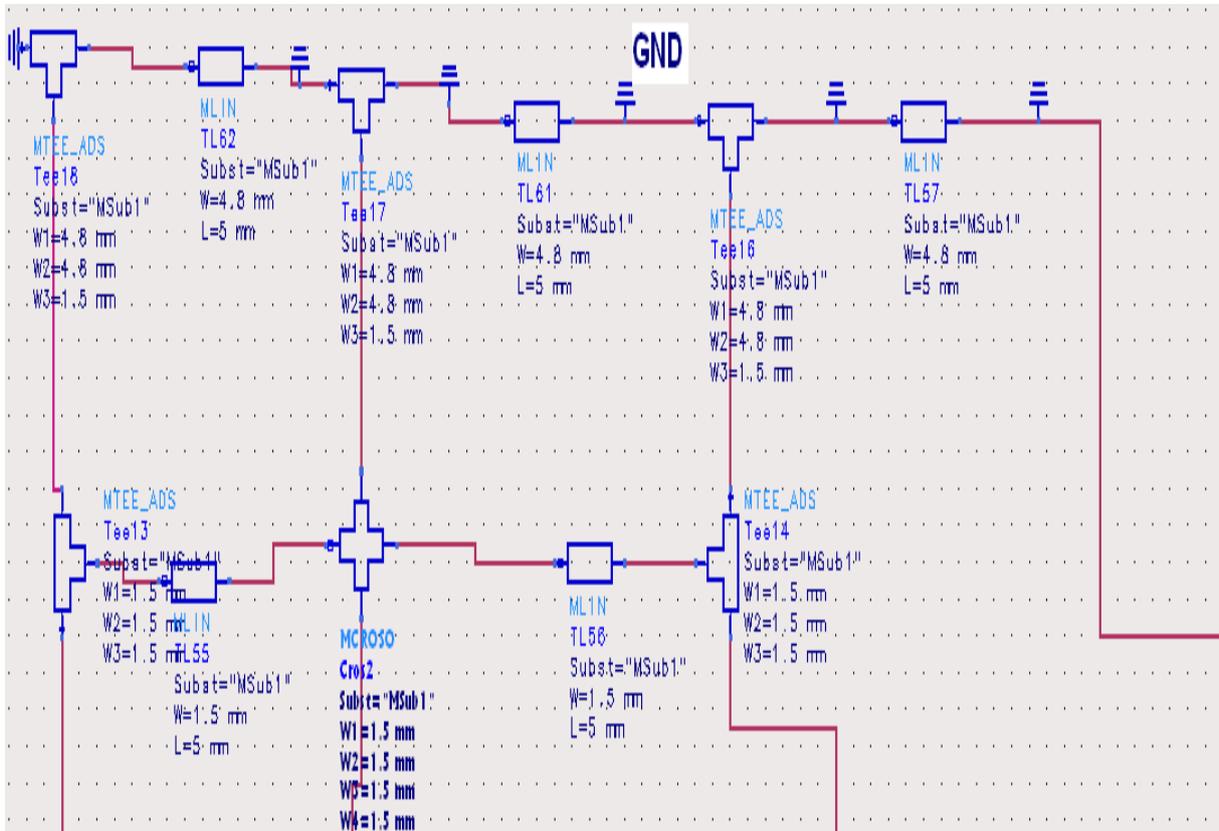


Figure 153: Schéma de simulation sous ADS – Zoom sur la zone de masse de découplage

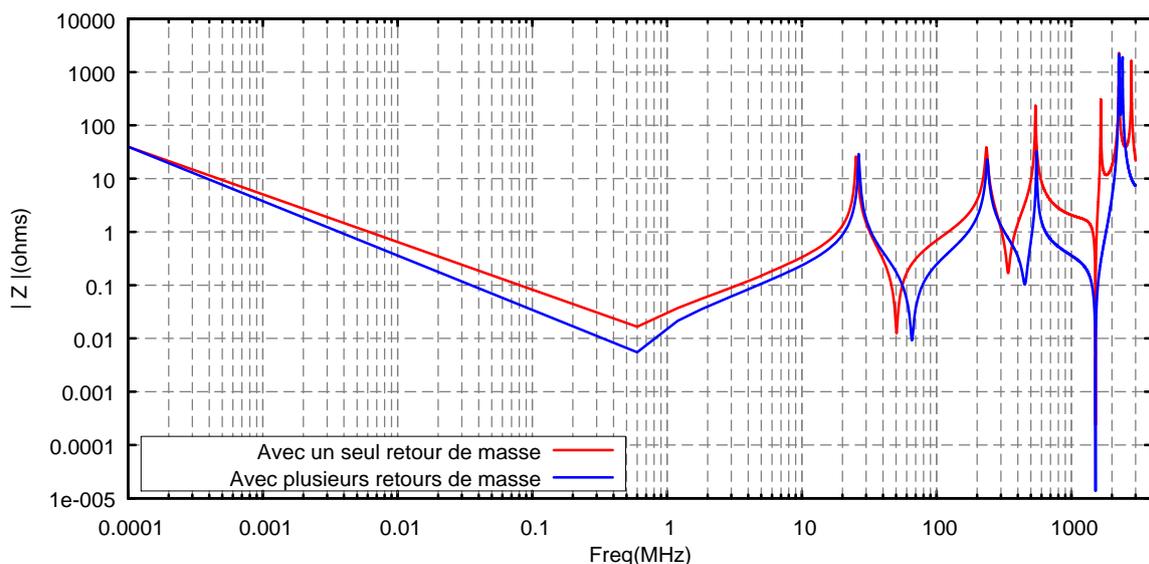


Figure 154: Influence du nombre des retours à la masse sur l'impédance Z_{21}

Une simulation sous ADS est donc effectuée dans les mêmes conditions (avec les capacités de découplage), dans un premier temps avec un seul point de masse (GND), puis avec six points de masse. La comparaison des impédances Z_{12} obtenues dans ces deux cas est présentée sur la figure suivante.

On peut noter qu'en simulation, le nombre de points de masse n'a pas une influence extrêmement déterminante, mais il modifie les fréquences de résonance de notre réseau de découplage, et surtout diminue l'impédance globale de cette masse, améliorant donc le découplage des signaux parasites vers la masse.

IV. Caractérisation théorique et expérimentale du PSRR de l'amplificateur

IV.1. Premières mesures du PSRR de l'amplificateur

Ainsi que l'avons mentionné au début de ce chapitre, l'amplificateur est connecté en entrée à une source RF, et est alimenté à la tension nominale de 28V par une source continue à laquelle on vient superposer une perturbation via un Bias Tee (10MHz-6GHz) (cf. **Figure 141**). Le rôle de ce dernier est de protéger le générateur DC vis-à-vis de l'injection de V_{Ripple} et réciproquement. La fréquence de la perturbation injectée (ω_{in}) va varier sur une plage de 3 MHz à 80 MHz (et entre 3 MHz et 140 MHz en simulation), en gardant une puissance de sortie RF fixe à 2.25 GHz (ω_o), et on mesure en sortie l'amplitude de la seconde raie (ω_r) en fonction de la fréquence de la perturbation, et le PSRR est calculé en utilisant la formule (VI.1) donnée en début de chapitre.

La partie simulation sera effectuée sous ADS en Harmonic Balance (simulation HB), et la figure suivante présente le circuit développé pour la simulation ADS, intégrant le Bias Tee et le générateur de perturbation.

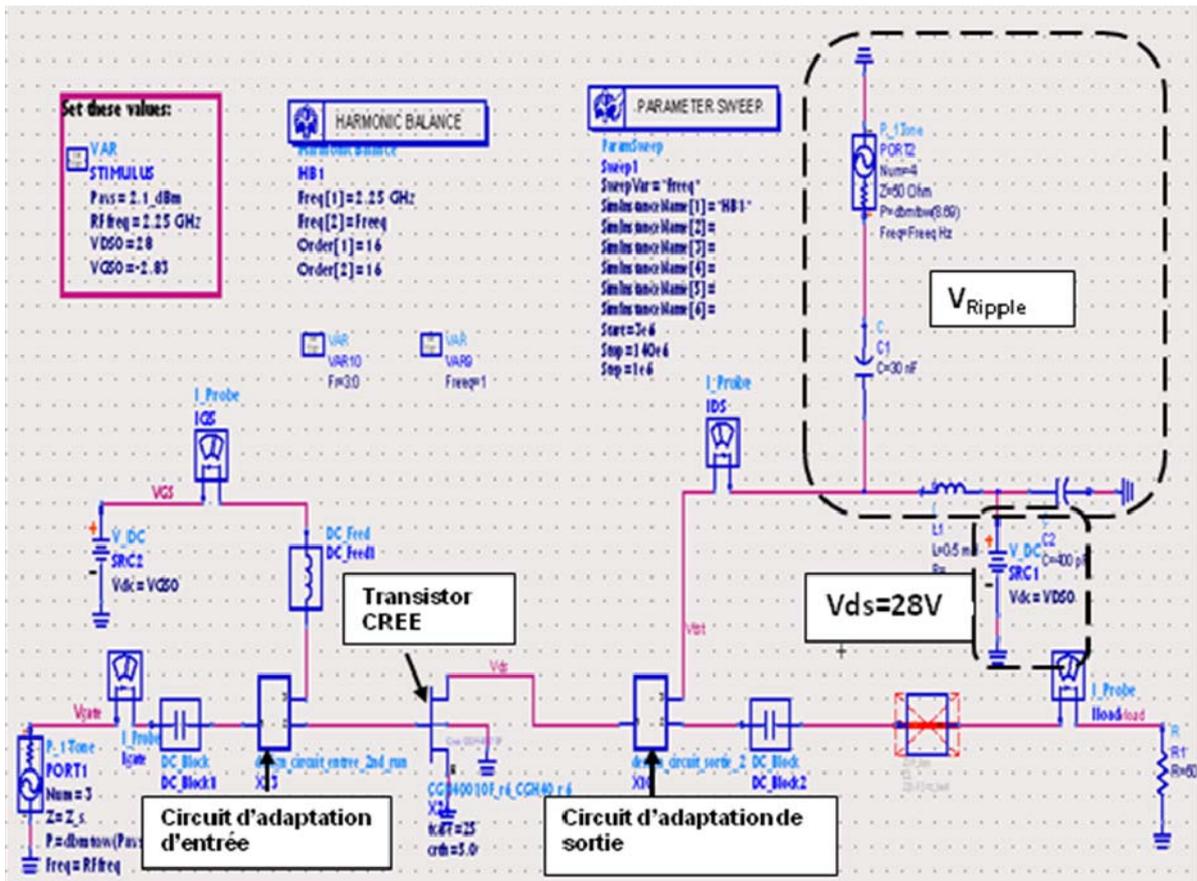


Figure 155: Simulation ADS de la mesure de PSRR

Nous venons de voir que le modèle du transistor et le layout du circuit ont pu être validés par les mesures CW. De même, afin d'être très proche des conditions des mesures lors des simulations, le modèle du Bias Tee a également été inclus. Son circuit équivalent a été déduit d'une mesure de ses paramètres [S] permettant d'obtenir la valeur de self et de condensateurs du modèle dans la simulation HB.

Dans un premier temps, nous avons implanté le réseau de découplage original utilisé par AMCAD sur les deux circuits d'adaptation entrée/sortie. Ce réseau est constitué de quatre condensateurs de valeurs respectives 47 μ F, 4.7nF, 100 pF et 10 pF (**Figure 156**). Toutes ces capacités ont été caractérisées expérimentalement, et leurs éléments parasites (résistance et inductance série) seront pris en compte lors des simulations ADS :

- 47 μ F : Tantale type D, ESL=4nH, ESR=66m Ω
- 4.7nF : X7R 0805, C=4.97nF, ESL=120pH, ESR=65m Ω
- 100pF : COG 0603, ESL=100pH, ESR=46m Ω
- 10pF : COG 0603, ESL=90pH, ESR=60m Ω

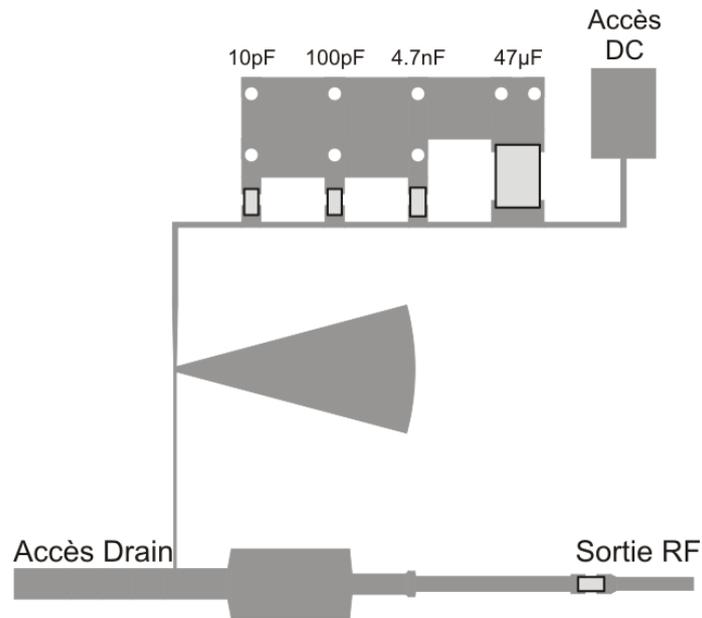


Figure 156: Circuit original de sortie de l'amplificateur

La **Figure 157** présente la comparaison entre le PSRR mesuré et le résultat des simulations ADS, avec le circuit d'adaptation de sortie. Etant donné que d'une part le niveau du PSRR mesuré est très faible, et que d'autre part les modèles constructeurs de transistors sont optimisés pour une utilisation « normale » du composant (en bande RF et pour une topologie en source commune pour ce qui est de ce transistor), on peut considérer que la concordance entre mesures et simulations est très bonne. Elle reste dans une fourchette de 4 dB, marge que l'on peut estimer comme englobant à la fois les imprécisions de la mesure et les limitations des modèles.

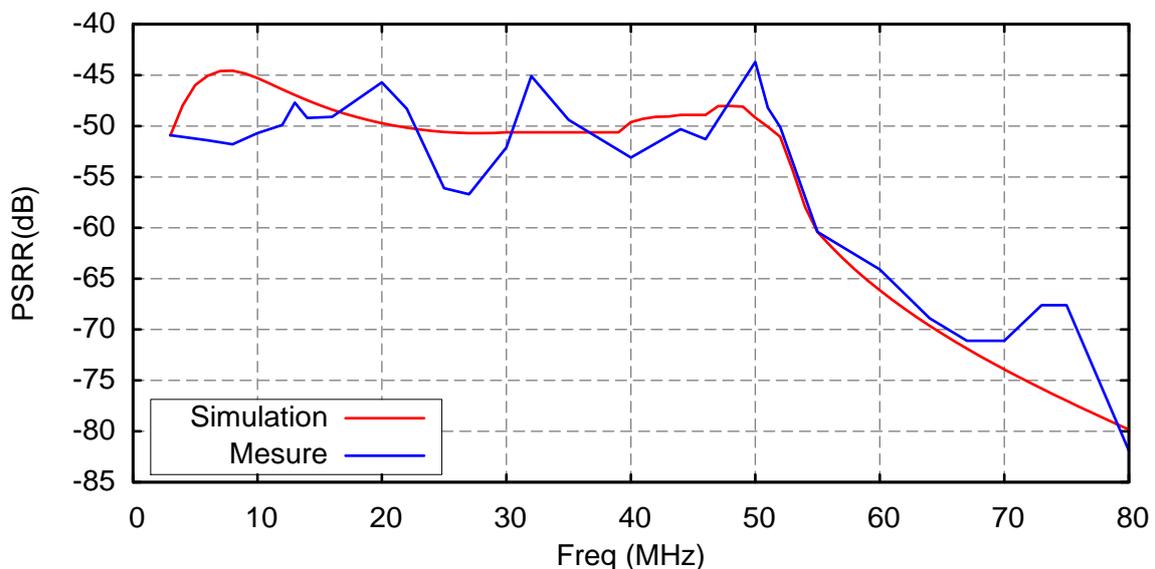


Figure 157: Courbes mesurées et simulées du PSRR à la fréquence de 2.25GHz

La très bonne corrélation entre simulation et mesure du PSRR valide donc encore une fois les modèles utilisés, et en particulier celui du transistor, et nous permet à l'avenir de nous baser sur ces

simulations pour étudier les différents paramètres qui peuvent influencer sur le PSRR de l'amplificateur et en tirer des règles de conception.

IV.2. Relation entre le PSRR et l'impédance de découplage

En tout premier lieu, il paraît évident que le réseau de découplage doit avoir une influence sur le niveau de PSRR. En effet, la simulation de l'impédance entre l'accès de drain du transistor et l'accès de tension DC (**Figure 158**) présente une grande similitude de forme avec les courbes de PSRR (**Figure 157**), en particulier en ce qui concerne la remontée à 50MHz et la décroissance qui suit.

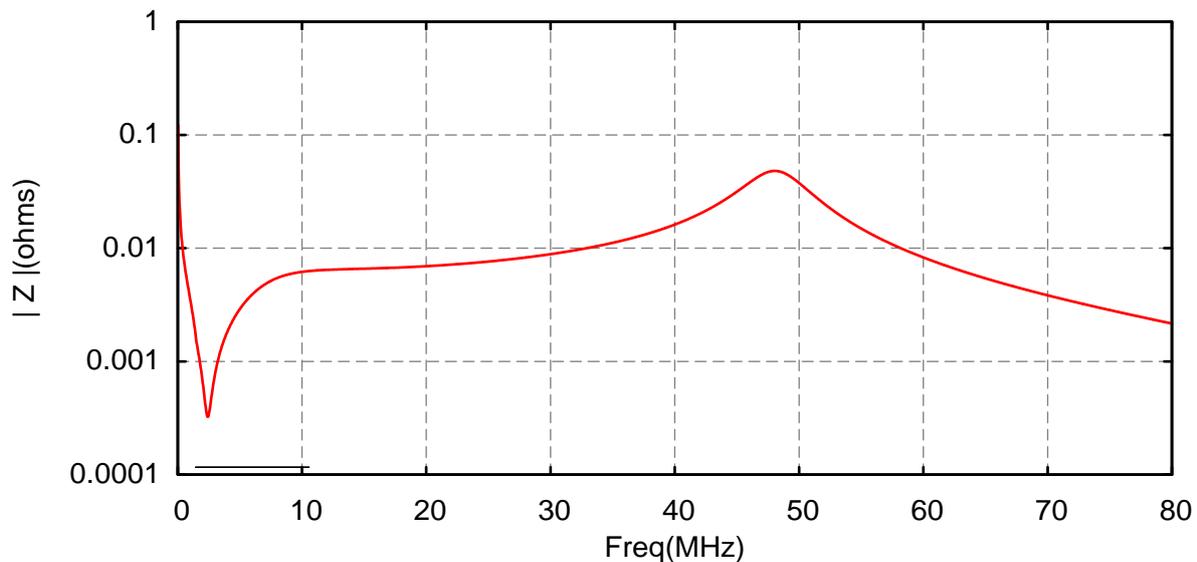


Figure 158: Impédance entre accès DC et drain du transistor (Réseau de quatre condensateurs)

On pressent donc ici une relation entre l'impédance du réseau de découplage et le PSRR, ce que nous allons essayer de confirmer par des mesures complémentaires

IV.3. Influence de la composition du réseau de découplage sur le PSRR de l'amplificateur

Avant toute optimisation de ce circuit de sortie, et afin de valider l'influence du réseau de découplage sur le PSRR, une configuration comportant le seul condensateur de 47 μ F est comparée en simulation avec le réseau originel de quatre condensateurs (47 μ F, 4.7nF, 100pF et 10pF). La **Figure 159** compare l'impédance entre les accès DC (1) et drain du transistor (2) (Cf. **Figure 151**) des deux configurations, et la **Figure 160** compare les PSRR résultant.

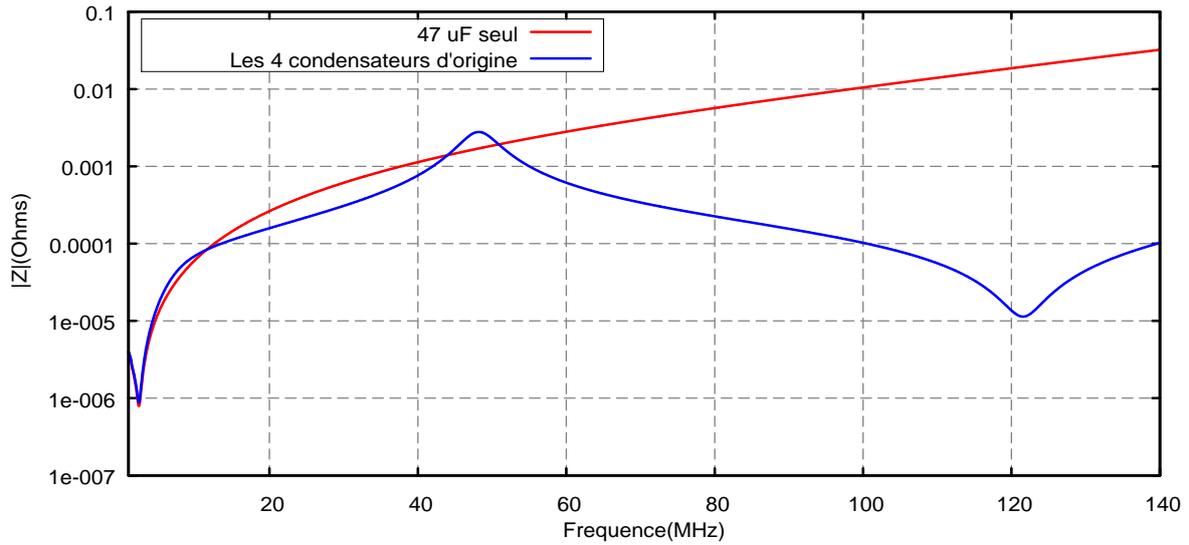


Figure 159: Impédance entre accès 1 & 2 pour les deux configurations de découplage

On observe bien qu'avec la mise en parallèle de plusieurs capacités, l'impédance diminue considérablement (**Figure 159**), et cela a une conséquence directe sur le PSRR, comme le montrent les résultats de simulation (**Figure 160**).

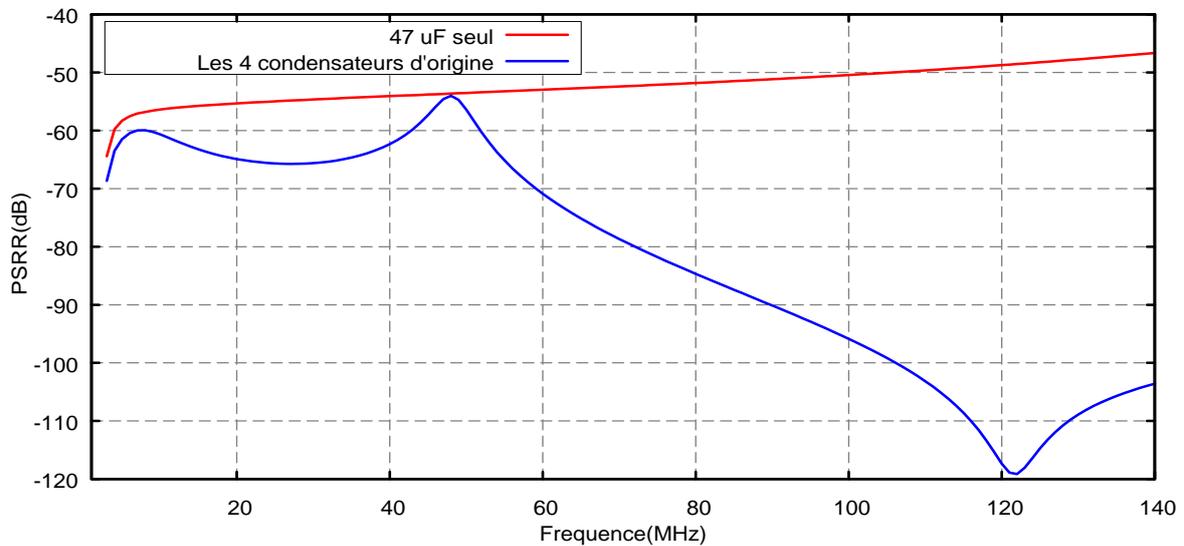


Figure 160: Effet du réseau de découplage sur le PSRR ($f_0=2.25\text{GHz}$)

On retrouve donc bien le fait que le PSRR est directement lié à l'impédance du réseau de découplage. Pour avoir un minimum de PSRR, il est donc nécessaire d'assurer une impédance faible entre l'accès DC et le drain du transistor. Le réseau de découplage doit donc être choisi avec attention, selon la bande sur laquelle on cherche à avoir le minimum de PSRR.

IV.4. Influence de la qualité du réseau de découplage

L'impédance du réseau de découplage semble donc être le facteur principal agissant sur le PSRR. Pour diminuer la valeur de cette impédance, il convient donc de choisir des capacités de découplage avec une faible valeur d'ESR et ESL. Une simulation ADS d'impédance et de PSRR est faite avec les quatre condensateurs originellement implantés (47 μ F, 4.7nF, 100pF et 10 pF), avec et sans leurs éléments parasites (modèle équivalent sans ESR et ESL). Les résultats de simulation présentés sur les figures suivantes montrent que la valeur de l'impédance chute considérablement dans le cas idéal (sans ESL & ESR) (**Figure 161**) avec une conséquence directe sur le PSRR (**Figure 162**).

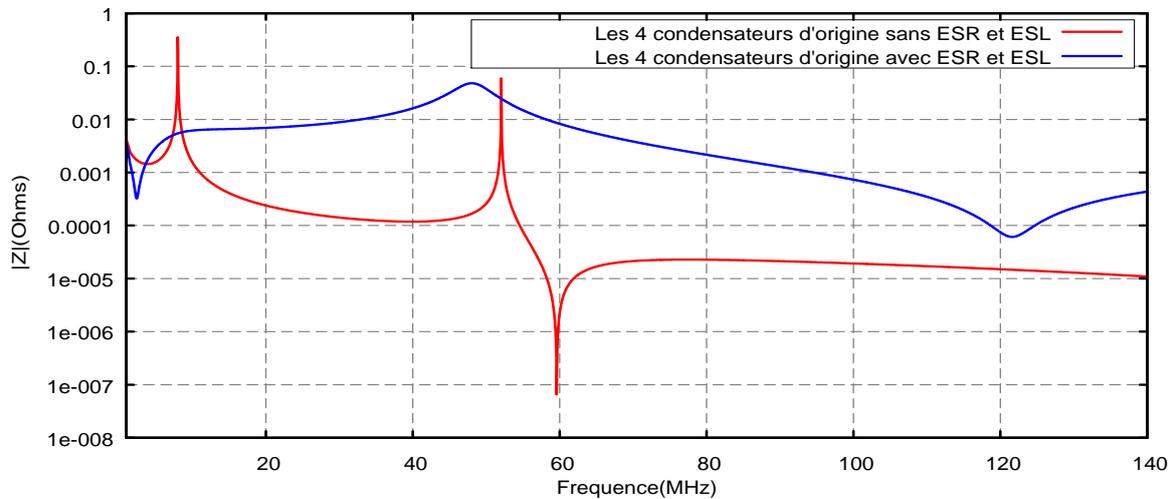


Figure 161: Impédance entre accès 1 & 2 pour les deux configurations de découplage

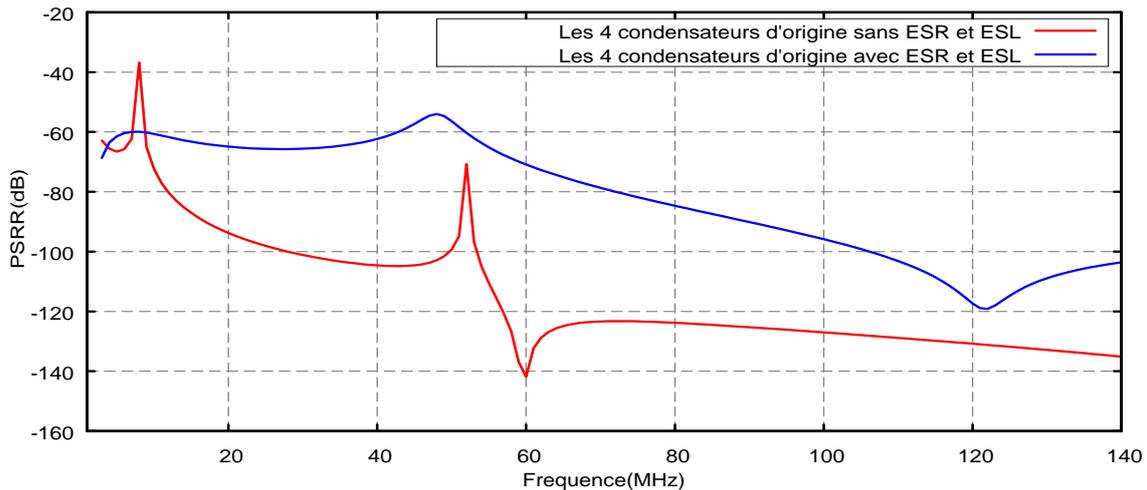


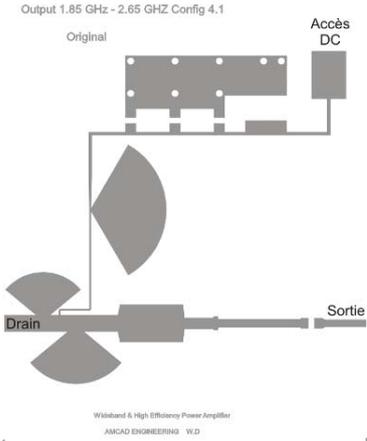
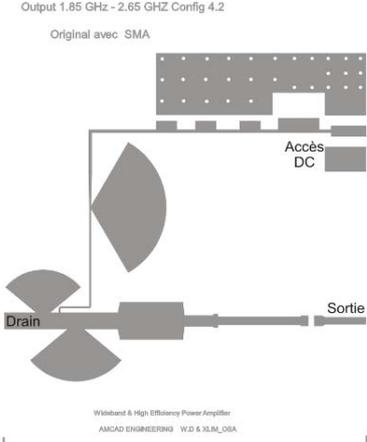
Figure 162: PSRR pour les deux configurations de découplage (avec et sans éléments parasites)
($f_0=2.25\text{GHz}$)

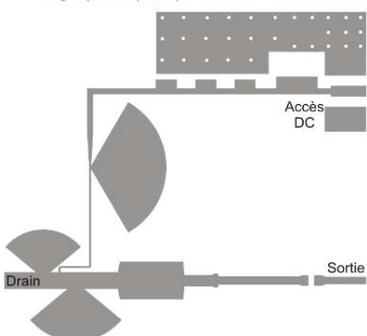
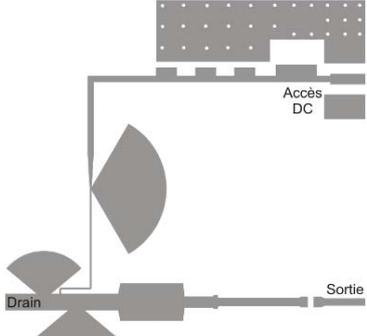
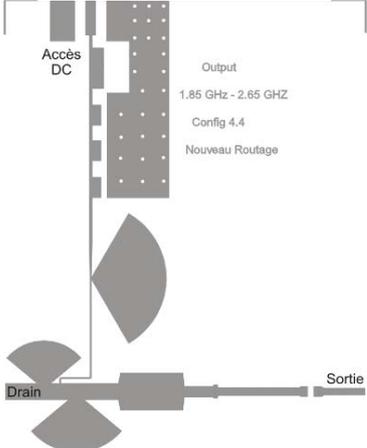
Il vient donc d'être montré au moyen de simulations qu'à la fois le routage du circuit imprimé (nombre de vias) et la constitution du réseau de découplage (nombre et qualité des condensateurs)

avaient une grande influence sur le PSRR de l'amplificateur. Il a donc été décidé de corroborer ces résultats par des expérimentations, et les différentes pistes mentionnées vont être explorées au moyen de différents routages du circuit de sortie de l'amplificateur.

IV.5. Nouveau routage de circuit de sortie de l'amplificateur

Afin de confirmer par la mesure les résultats de simulation concernant l'influence du routage des cartes imprimées et la technologie des condensateurs, les différents routages des circuits de sortie ont donc été redessinés et réalisés. Afin d'optimiser les conditions de mesure, la décision a été prise d'assurer tous les accès DC de l'amplificateur au moyen de prises SMA. Cela permet une meilleure reproductibilité des mesures et évite les selfs parasites des circuits de connexion. Par la même occasion, le circuit imprimé du circuit d'entrée (adaptation d'entrée et polarisation de grille) a été redessiné pour la même raison. Le tableau suivant récapitule les différents circuits de test ainsi réalisés :

	<p style="text-align: center;">Configuration n°1</p> <p>Circuit de sortie original :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Routage identique au circuit AMCAD • Utilisation de condensateurs CMS standards. • Accès DC par fils <p>Utilisé comme référence de comparaison</p>
	<p style="text-align: center;">Configuration n°2</p> <p>Circuit de sortie original, mais avec accès DC par connecteur SMA.</p> <p>La zone de retour de masse des condensateurs de découplage a été légèrement agrandie et des vias plus nombreux ont été pratiqués.</p> <p>Utilisation de condensateurs CMS standards.</p>

<p>Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.3 Largeur piste DC (0.8mm)</p>  <p>Accès DC</p> <p>Sortie</p> <p>Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_GSA</p>	<p>Configuration n°3</p> <p>Même circuit que précédemment (Original avec SMA – configuration n°2), hormis le fait que la piste d'accès DC a été élargie de 0.4mm (dimension d'origine) à 0.8mm, afin de théoriquement réduire l'inductance de la piste DC, et donc l'impédance du réseau de découplage.</p> <p>Utilisation de condensateurs CMS standards.</p>
<p>Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.6 Largeur piste DC (0.8mm) Couplage entre piste DC & papillon 15.8mm/10.8mm</p>  <p>Accès DC</p> <p>Sortie</p> <p>Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_GSA</p>	<p>Configuration n°4</p> <p>Même circuit que précédemment (piste DC de 0.8mm – configuration n°3), mais la piste DC a été éloignée du papillon RF afin d'essayer de minimiser l'éventuel couplage parasite entre la piste DC et le circuit RF.</p> <p>Utilisation de condensateurs CMS standards.</p>
<p>Accès DC</p> <p>Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.4 Nouveau Routage</p>  <p>Sortie</p> <p>Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_GSA</p>	<p>Configuration n°5</p> <p>La piste DC (largeur 0.4mm) a été dépliée et l'accès DC a donc été déporté. Là encore, il s'agit d'essayer de minimiser les couplages parasites entre les parties DC et RF.</p> <p>Utilisation de condensateurs CMS standards.</p>

<p>Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.5 Condensateur X2Y Accès DC Sortie Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_G&A</p>	<p>Configuration n°6</p> <p>Identique au circuit original (configuration n°1), mais les capacités CMS standard ont été remplacées par des condensateurs de type X2Y</p>
<p>Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.7 Condensateurs X2Y Largeur piste DC(0.8mm) Accès DC Sortie Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_G&A</p>	<p>Configuration n°7</p> <p>Même circuit que précédemment (configuration n°6), mais avec une largeur de piste DC de 0.8mm au lieu de 0.4mm</p> <p>Utilisation de condensateurs X2Y</p>
<p>Accès DC Output 1.85 GHz - 2.65 GHz Config 4.9 Nouveau Routage Condesteurs X2Y Sortie Drain</p> <p>Wideband & High Efficiency Power Amplifier AMCAD ENGINEERING W.D & XLM_G&A</p>	<p>Configuration n°8</p> <p>La piste DC (largeur 0.4mm) a été dépliée, pour les mêmes raisons que la configuration n°5</p> <p>Utilisation de condensateurs X2Y</p>

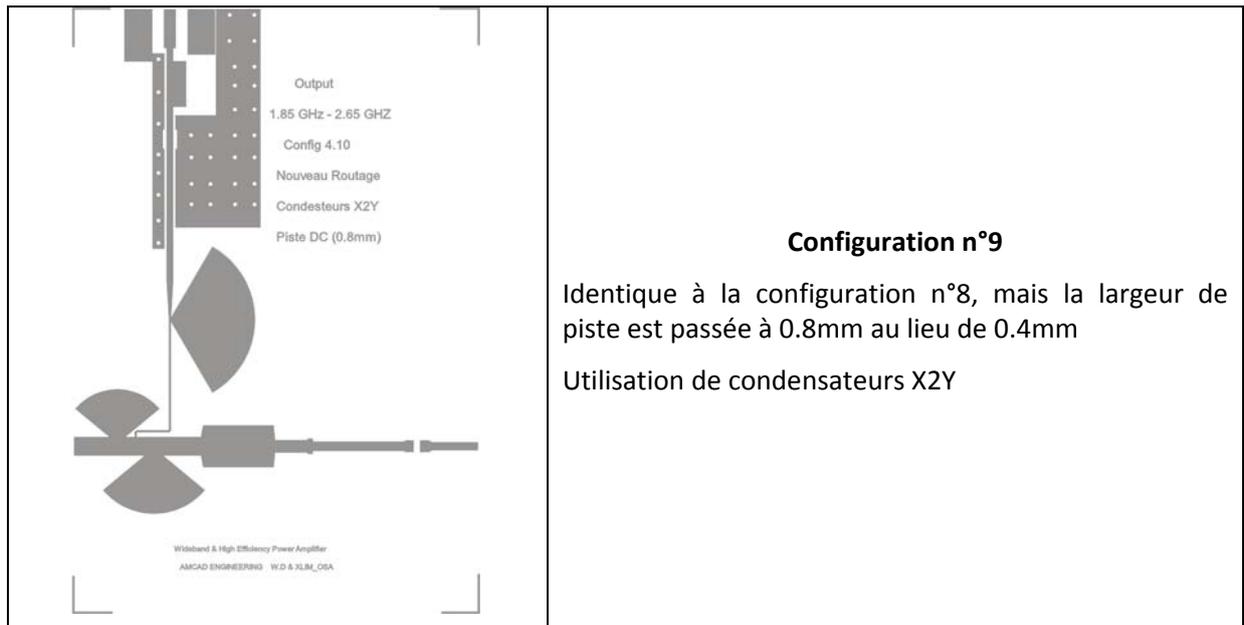


Tableau 4: Différents circuits de test réalisés

La photo suivante présente un exemple des circuits ainsi réalisés.

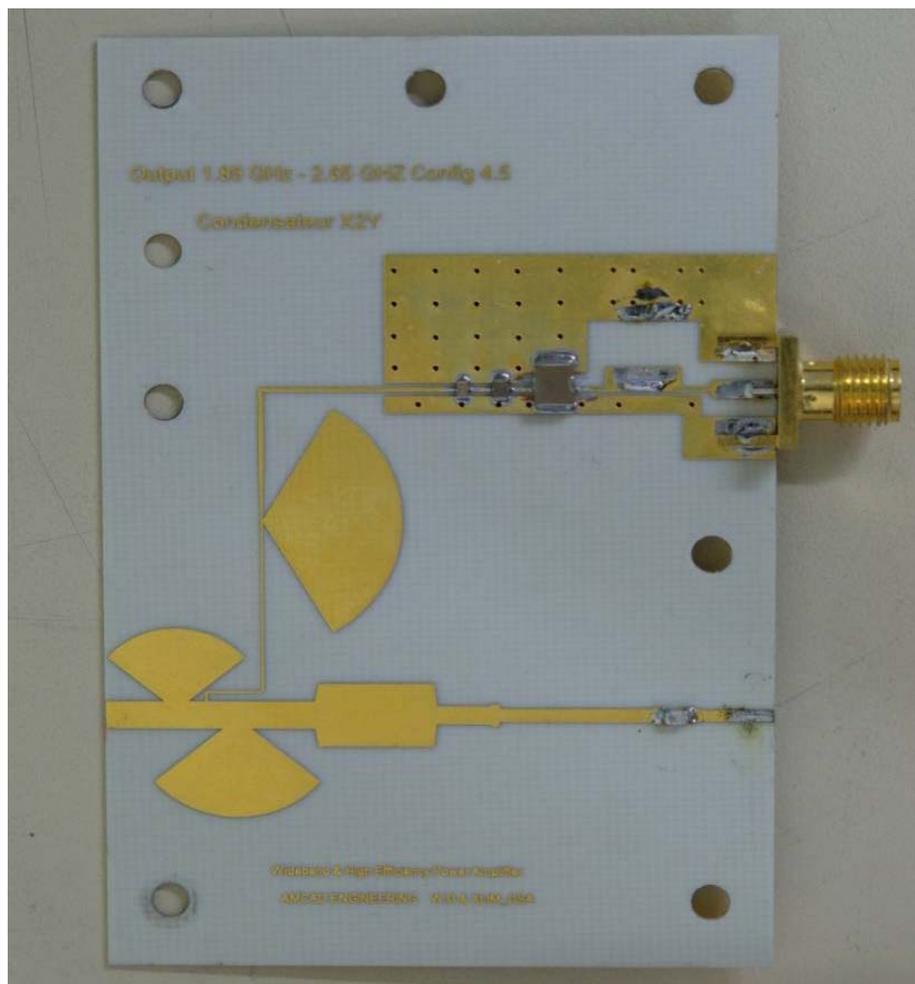


Figure 163: Exemple de nouveau routage pour le circuit de sortie de l'amplificateur

Tous ces circuits ont été câblés et testés sur le banc de mesure en collaboration avec C2S2/XLIM :

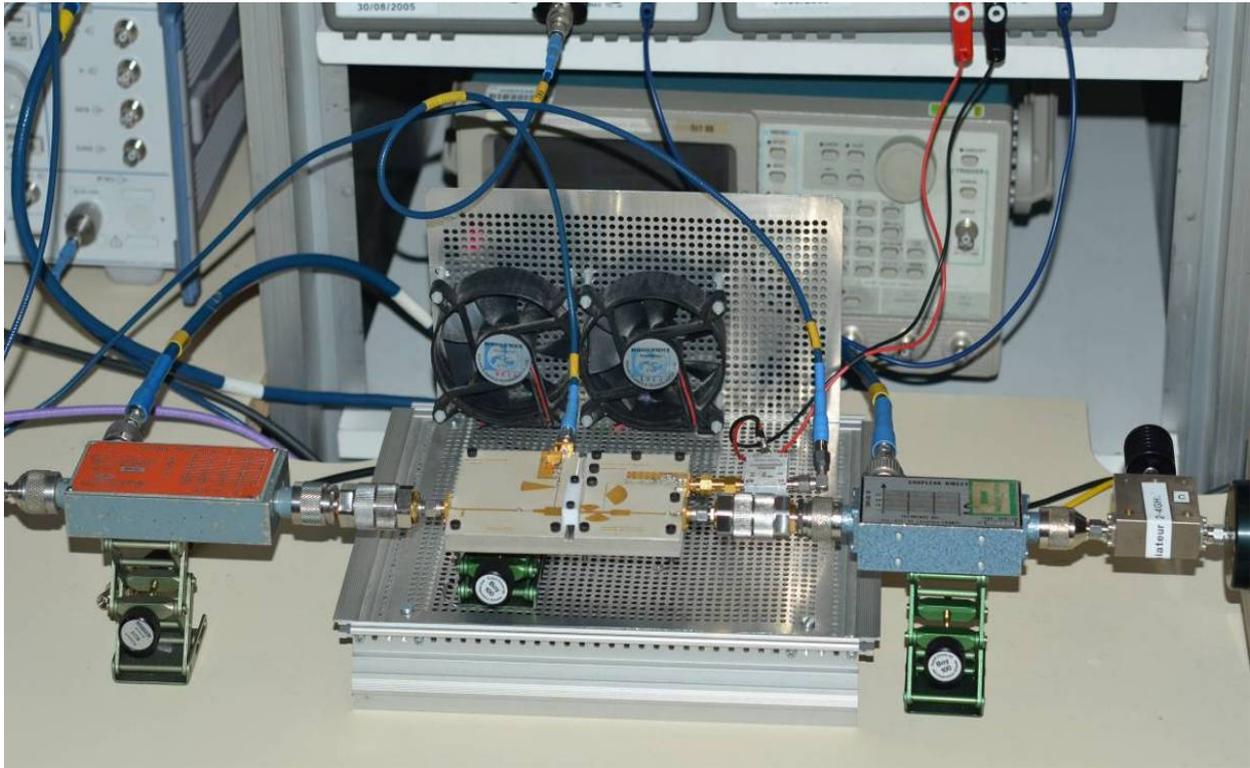


Figure 164: Amplificateur en test pour la mesure du PSRR

Il est à noter qu'au cours de tous les tests que nous avons effectués, c'est le même transistor GaN qui a été utilisé afin de pouvoir comparer les résultats de manière fiable. Pour éviter les dégradations des caractéristiques du transistor liées à des soudures répétitives, le transistor en question était simplement maintenu en contact avec les circuits par un dispositif mécanique, qui peut être aperçu sur la **Figure 164** (le bloc blanc situé au milieu du véhicule de test).

Les différents résultats obtenus sur ces circuits de test vont maintenant être présentés.

IV.5.1. Routage original avec alimentation via connecteur SMA

Pour rappel, ce premier circuit est identique à celui dessiné par AMCAD, à ceci près que l'alimentation DC est assurée par un connecteur SMA, de manière à s'affranchir de l'influence (inductance parasite) des fils de connexion utilisés dans la configuration originelle :

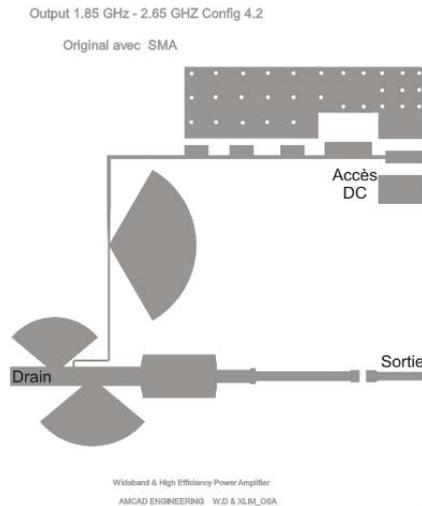


Figure 165: Routage original avec connexion SMA pour l'alimentation DC

Dans tous les cas des circuits imprimés prévus pour accueillir les condensateurs CMS standard, les valeurs et formats originaux employés par AMCAD ont été utilisés, dont nous rappelons ici les valeurs de leurs éléments parasites (déterminés par caractérisation) :

- 47 μ F : Tantale type D, ESL=4nH, ESR=66m Ω
- 4.7nF : X7R 0805, C=4.97nF, ESL=120pH, ESR=65m Ω
- 100pF : C0G 0603, ESL=100pH, ESR=46m Ω
- 10pF : C0G 0603, ESL=90pH, ESR=60m Ω

La figure suivante présente le résultat des mesures comparé aux valeurs données par la simulation :

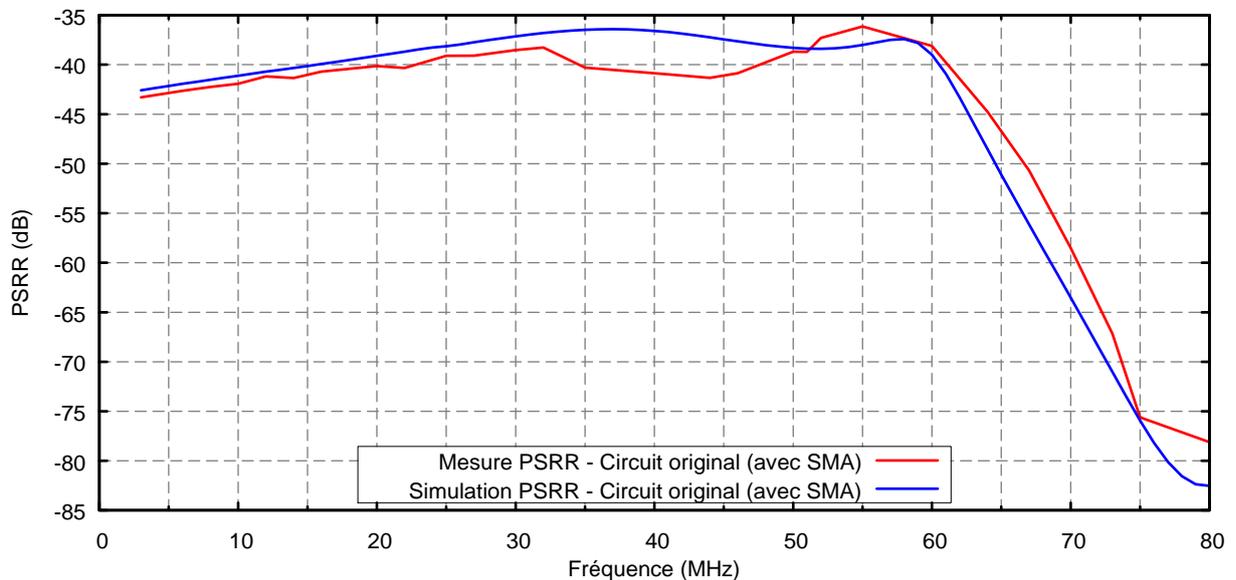


Figure 166: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR du circuit original avec SMA ($f_0=2.25$ GHz)

Compte tenu des faibles niveaux des signaux mesurés, on note une très bonne concordance des courbes, montrant à nouveau la validité des différents modèles utilisés en simulation.

IV.5.2. Routage original avec piste DC 0.8mm de large

Dans le cas précédent, la piste d'alimentation DC était large de 0.4mm. Or nous avons précédemment montré que les performances en PSRR pouvaient être améliorées en diminuant l'impédance du circuit d'alimentation et de découplage. En augmentant la largeur de la piste d'alimentation de 0.4mm à 0.8mm, on diminue l'inductance propre de cette piste – et donc celle du réseau d'alimentation. Le circuit imprimé correspondant est donné sur la **Figure 167**, et la comparaison des résultats de mesure et de simulation est donnée sur la **Figure 168**.

L'accord entre les courbes reste relativement bon, même si la concordance est moins bonne que dans le cas précédent. Si justement l'on compare les résultats obtenus avec la piste de 0.4mm et celle de 0.8mm, comme le montre la **Figure 169**, la simulation montre comme attendu une amélioration du PSRR pour le cas de la piste plus large, alors que la différence est moins marquée pour les mesures. Les résultats sont cependant concordants compte-tenu de la marge d'erreur en mesure.

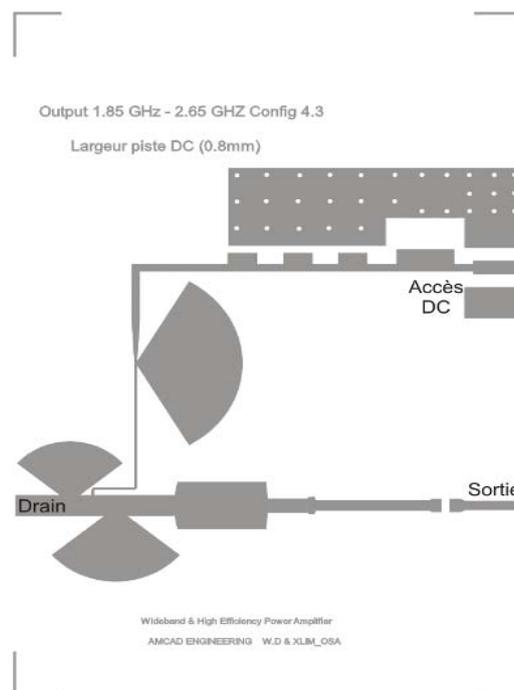


Figure 167: Routage originel avec connexion SMA et piste DC de 0.8mm

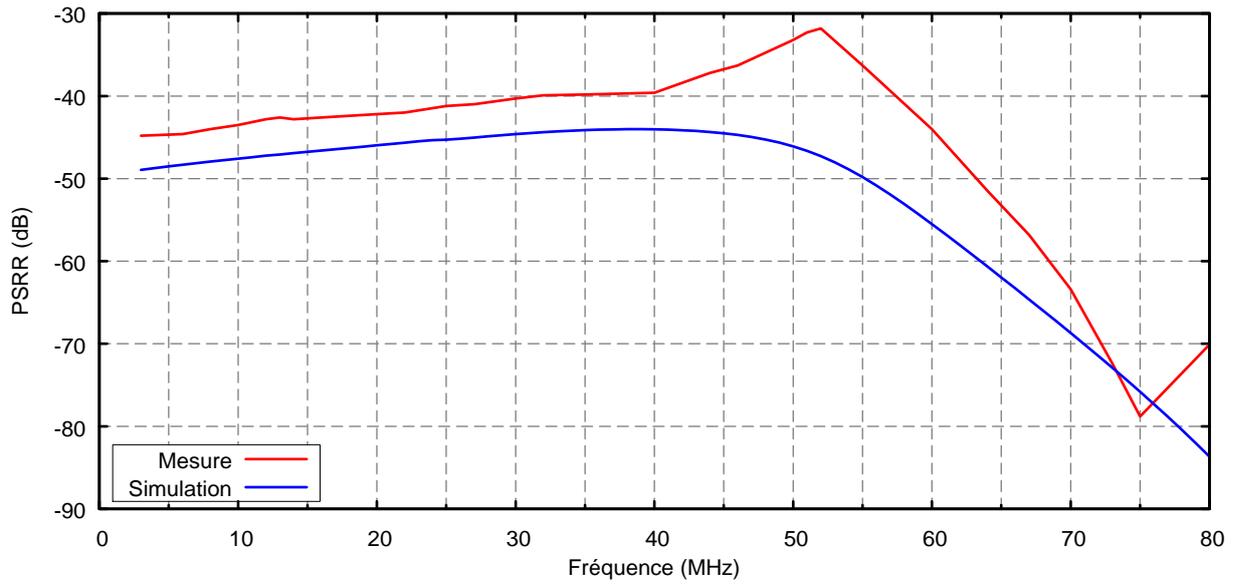


Figure 168: Comparaison Mesure/Simulation pour circuit avec piste DC de 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)

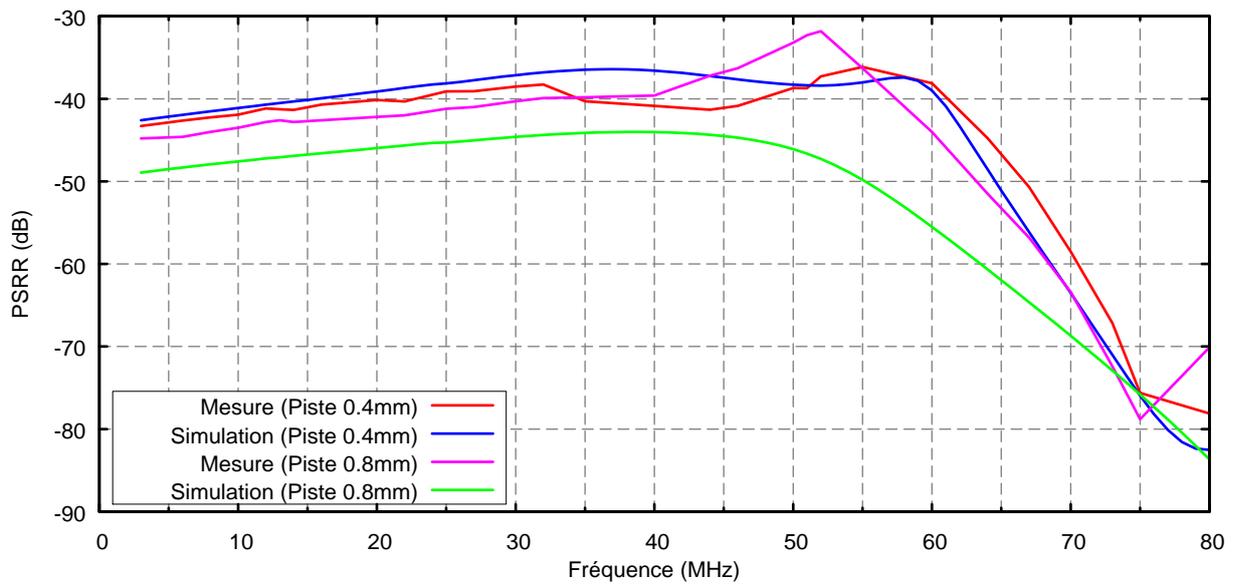


Figure 169: Comparaison Mesure/Simulation pour des pistes DC de 0.4 et 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)

IV.5.3. Routage original avec piste DC de 0.8mm de large éloignée

Dans cette configuration, la piste DC d'une largeur de 0.8mm a été éloignée du « papillon » de drain, ainsi que la montre la figure suivante.

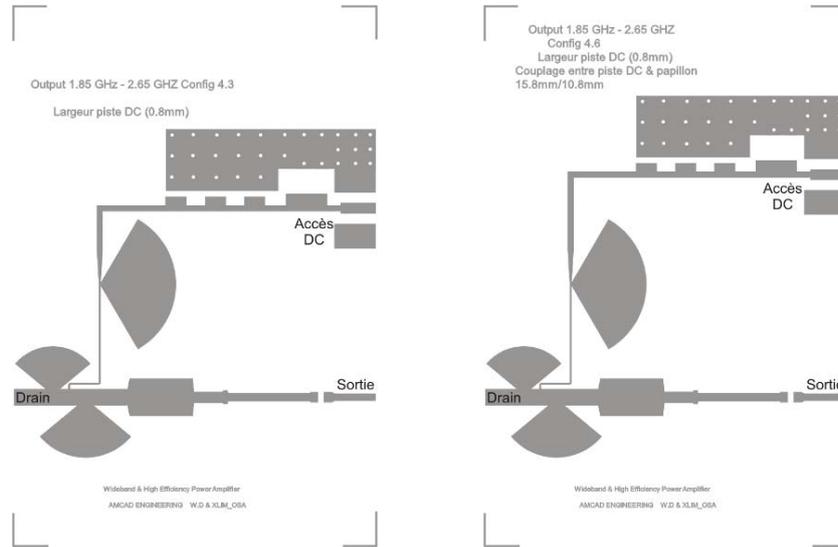


Figure 170: Piste DC « Normale » (à gauche) et éloignée (à droite)

Cette configuration a été choisie afin d'essayer de mettre en évidence l'influence d'un couplage de proximité entre la piste d'alimentation DC et le papillon de drain. Le résultat de ces mesures est comparé avec la simulation sur la **Figure 171**.

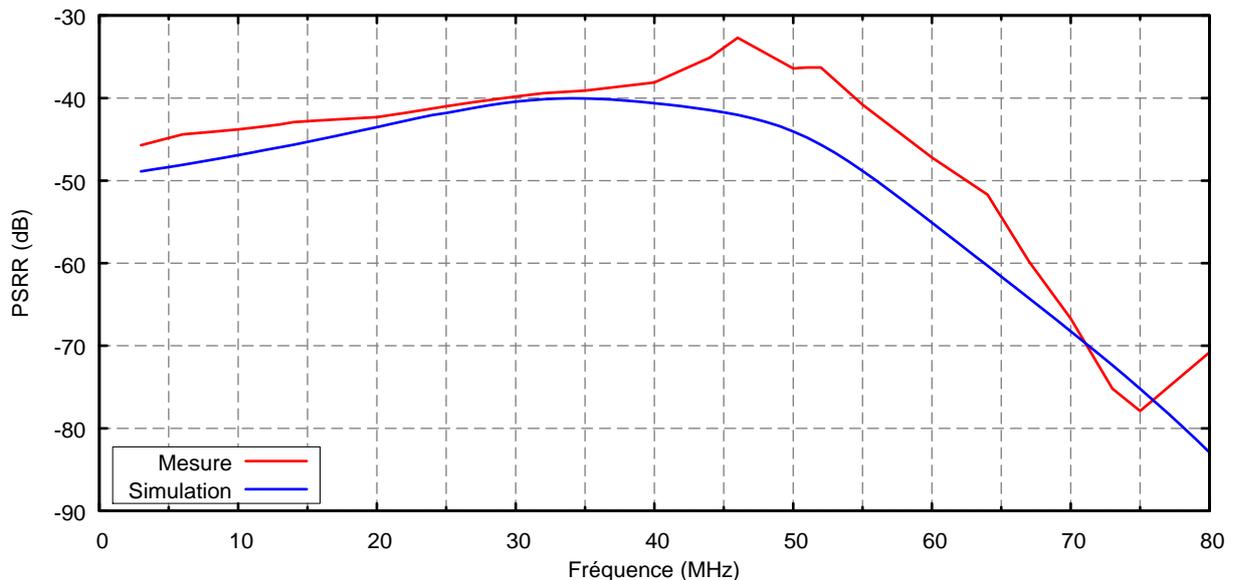


Figure 171: Comparaison Mesure/Simulation pour la piste DC de 0.8mm éloignée ($f_0=2.25\text{GHz}$)

L'accord entre mesure et simulation est relativement correct, sachant que le logiciel ADS utilisé ne prend pas en compte le couplage électromagnétique direct entre éléments, mais

seulement le rallongement de la piste dû à son départ. Si l'on compare les résultats pour les deux configurations (piste proche et piste éloignée, **Figure 172**), un effet est visible sur les simulations : le PSRR augmente légèrement du fait de la dégradation de l'impédance du réseau d'alimentation dû à l'augmentation de l'inductance (longueur de piste supérieure). Par contre, en ce qui concerne les résultats expérimentaux, la différence est très minime.

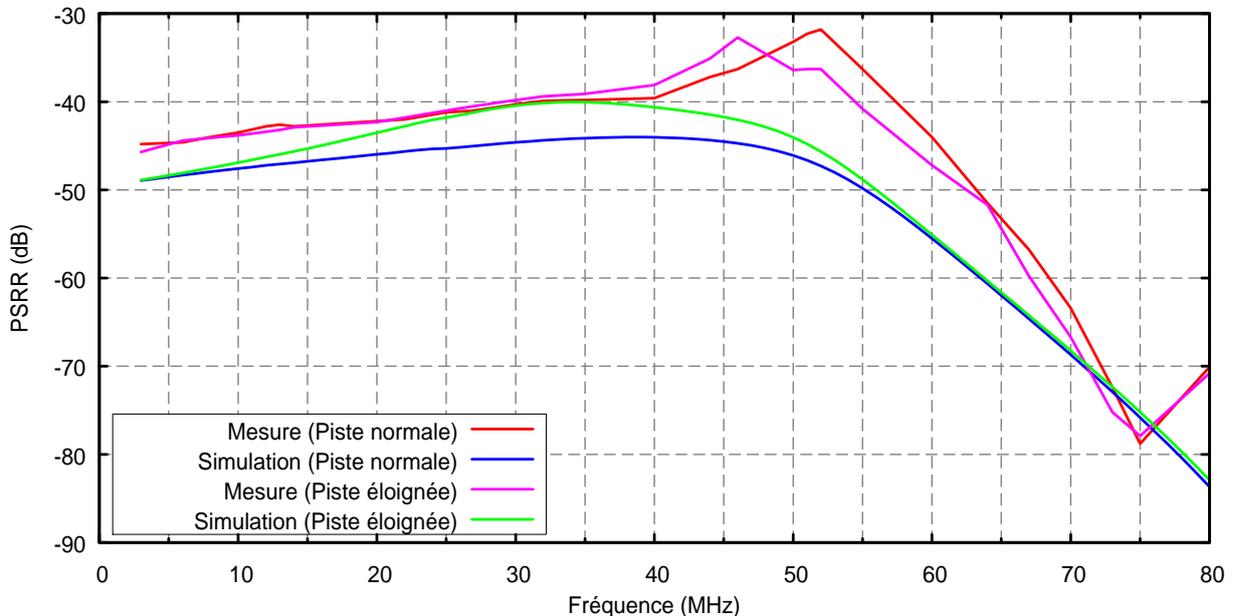


Figure 172: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.8mm proche ou éloignée du papillon de drain ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Des simulations complémentaires, menées à l'aide du logiciel Momentum, et donc tenant a priori compte du couplage électromagnétique, n'ont pas pu mettre en évidence un effet de ce type sur l'impédance de transfert entre l'accès DC et l'accès de drain du transistor. Ces simulations Momentum ont été faites seulement sur une modélisation du circuit imprimé, sans inclure le transistor ou les condensateurs de découplage, ce qui aurait nécessité une simulation conjointe avec ADS. On peut donc en conclure à l'absence d'un couplage de proximité entre la piste d'alimentation DC et le papillon de drain, ou du moins son absence d'influence sur le PSRR.

IV.5.4. Routage avec piste DC dépliée

Dans le même espoir de mettre en évidence un couplage EM de proximité entre la partie DC et la partie RF, la piste d'alimentation DC a été dépliée, et deux circuits imprimés ont été réalisés, l'un avec une piste « normale » de 0.4mm, et l'autre avec une piste DC de 0.8mm.

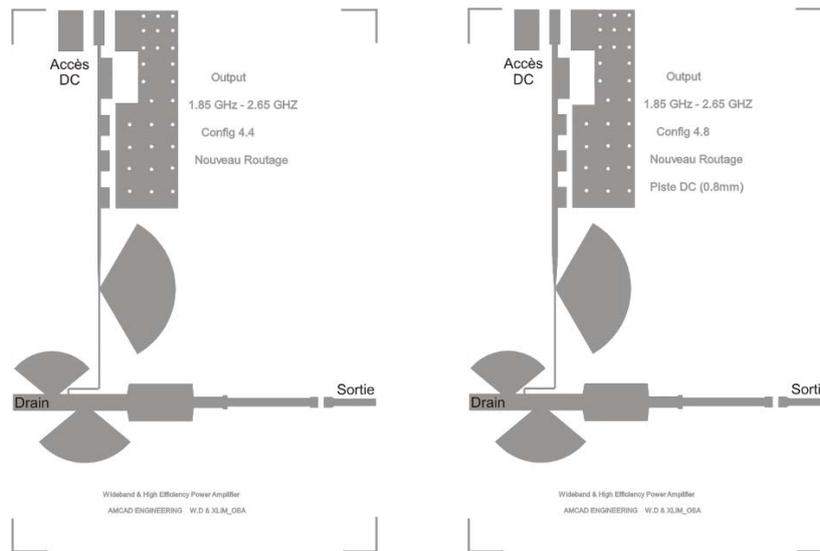


Figure 173: Piste DC dépliée de 0.4mm (à gauche) et 0.8mm (à droite)

La comparaison entre la configuration avec piste « normale » de 0.4 mm (Cf. **Figure 165**) et la même piste dépliée est donnée sur la figure suivante.

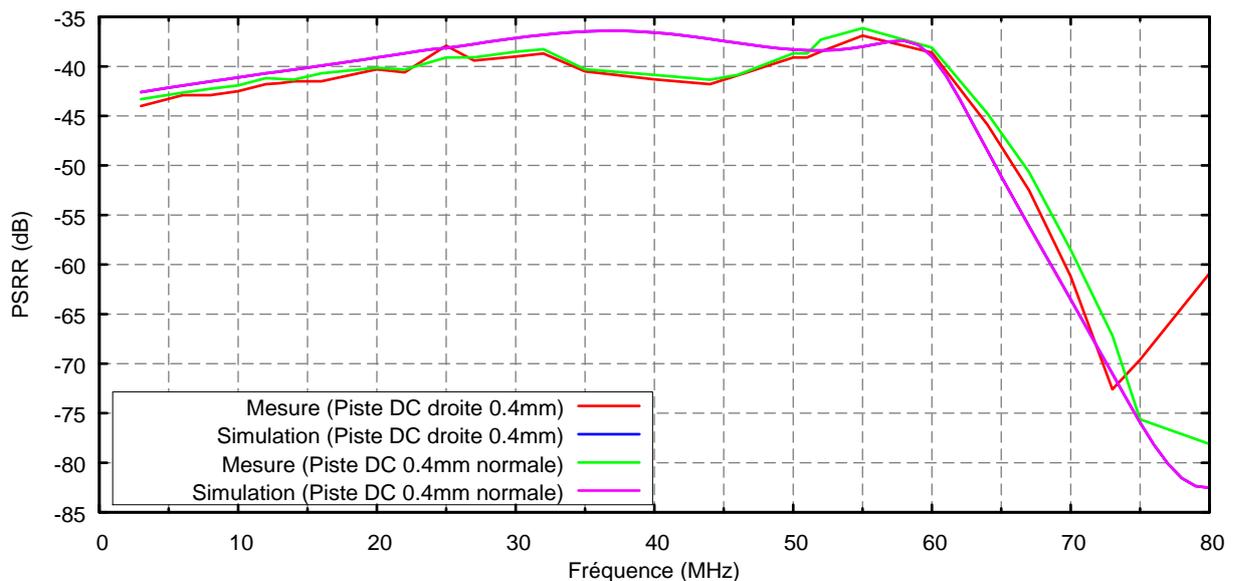


Figure 174: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm droite ou repliée ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Là-encore, la différence mesurée est ténue, et il n'y a aucune différence entre les résultats de simulation, les deux courbes étant quasiment confondues. On peut en conclure qu'en simulation – qui, rappelons-le n'intègre pas les effets du couplage de proximité, l'effet du coude est insignifiant aux fréquences concernées.

La comparaison entre les pistes de 0.4mm et 0.8mm, toutes les deux droites, est donnée sur la figure suivante.

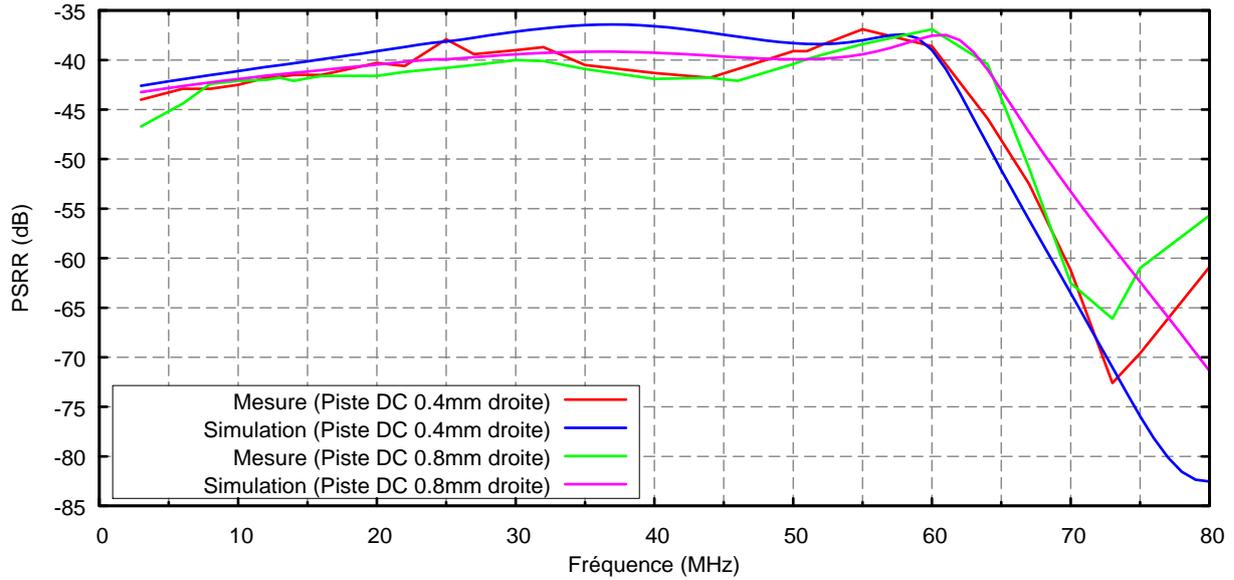


Figure 175: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)

On retrouve à peu de chose près le même comportement que dans le cas de la piste repliée (**Figure 169**), avec une légère différence en mesure, et une différence plus marquée en simulation, à ceci près que la tendance est inversée : en théorie, une piste plus large diminue l'inductance de piste, et donc le PSRR, et c'est l'inverse qui se produit ici.

Mais la contradiction n'est qu'apparente. Si on examine les résultats de la simulation d'impédance Z_{21} entre l'accès DC et l'accès drain du transistor (**Figure 176**), on s'aperçoit que la réduction d'impédance apportée par l'augmentation de la largeur de piste est bien là.

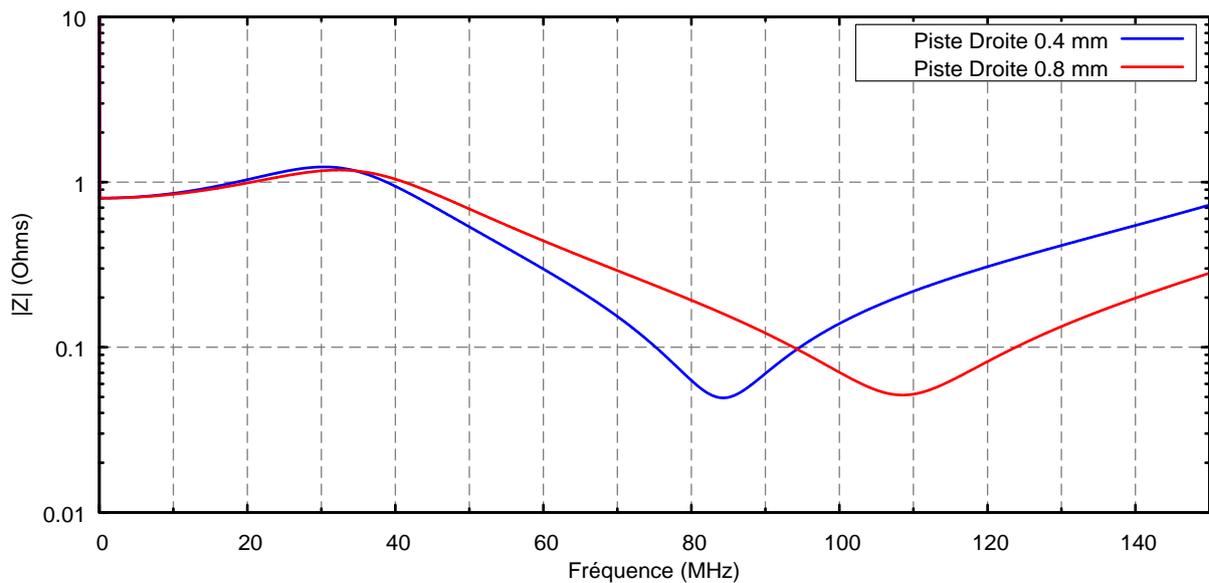


Figure 176: Comparaison de l'Impédance entre accès DC et drain du transistor pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm de large

Le seul problème est qu'elle n'intervient que pour des fréquences plus hautes. En effet, les capacités restant à peu de chose près les mêmes, cette réduction d'inductance a pour résultat de décaler la première fréquence de résonance de 85MHz à environ 110MHz. Au-dessus de cette fréquence de résonance, on constate effectivement une réduction d'impédance non négligeable. Mais, en contrepartie, l'impédance est plus forte – à fréquence égale – quand on se trouve sous la résonance, ce qui est notre cas, et ce qui explique ce comportement a priori contradictoire.

IV.5.5. Routage standard avec condensateurs de types X2Y

Comme exposé précédemment, les mêmes circuits ont été réalisés, mais de manière à pouvoir y utiliser des condensateurs de type X2Y. Le premier circuit reprend le layout original (avec l'utilisation d'un connecteur SMA pour l'alimentation) et une piste DC de 0.4 mm de large :

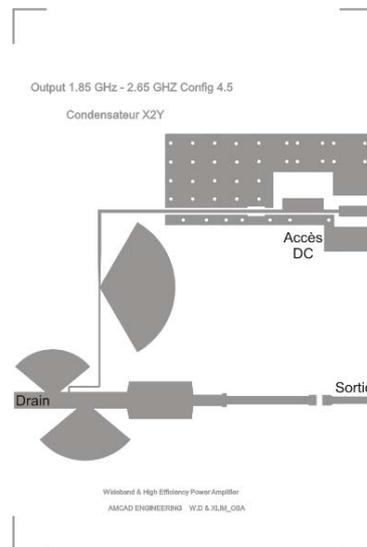


Figure 177: Circuit standard avec utilisation de condensateurs X2Y

Une zone de reprise de masse supplémentaire a donc été ménagée parallèlement à la piste d'alimentation DC pour accueillir ces condensateurs. Seul le condensateur de 47 μ F Tantale a été conservé, et trois condensateurs X2Y ont été choisis de manière à présenter une courbe d'impédance optimale :

- 470 nF X7R 1812 Johanson (C=910.91nF, ESR=5.66 m Ω et ESL=67.51 pH)
- 47 nF X7R 0805 Johanson (C=85.57nF, ESR=23.76 m Ω et ESL=61.02 pH)
- 1 nF X7R 0603 Johanson (C=1.81 nF, ESR=112.60 m Ω et ESL=92.09 pH)

La figure suivante compare les résultats pour ce circuit avec ceux obtenus dans le cas de l'utilisation de condensateurs CMS standards (**Figure 165** et **Figure 166**).

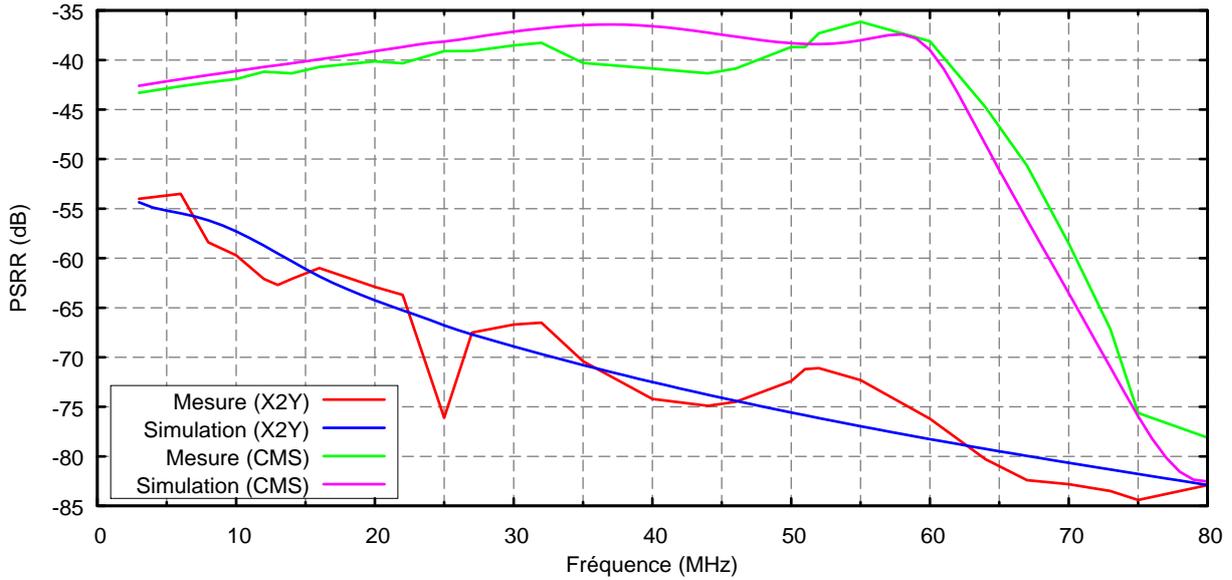


Figure 178: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC droite de 0.4mm ou 0.8mm ($f_0=2.25\text{GHz}$)

On notera d'abord qu'on retrouve encore une fois l'efficacité redoutable des condensateurs X2Y pour le découplage des alimentations. Et malgré les niveaux très faibles de PSRR, la mesure présente un excellent accord avec la simulation. On note tout de même un creux à 25MHz dans le PSRR mesuré que nous ne sommes pas arrivés à reproduire en simulation. Reste que l'amélioration du PSRR est remarquable, ainsi qu'il était prévu en théorie.

IV.5.6. Routage standard avec piste DC de 0.8mm et condensateurs de types X2Y

Il s'agit ici du même circuit que précédemment, mais la piste DC de 0.4mm passe à 0.8mm :

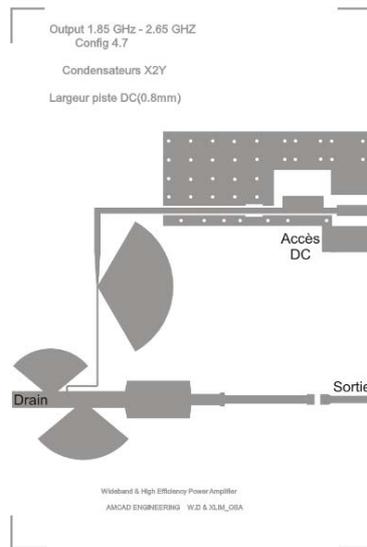


Figure 179: Circuit avec piste DC de 0.8mm et utilisation de condensateurs X2Y

Les résultats suivants sont obtenus :

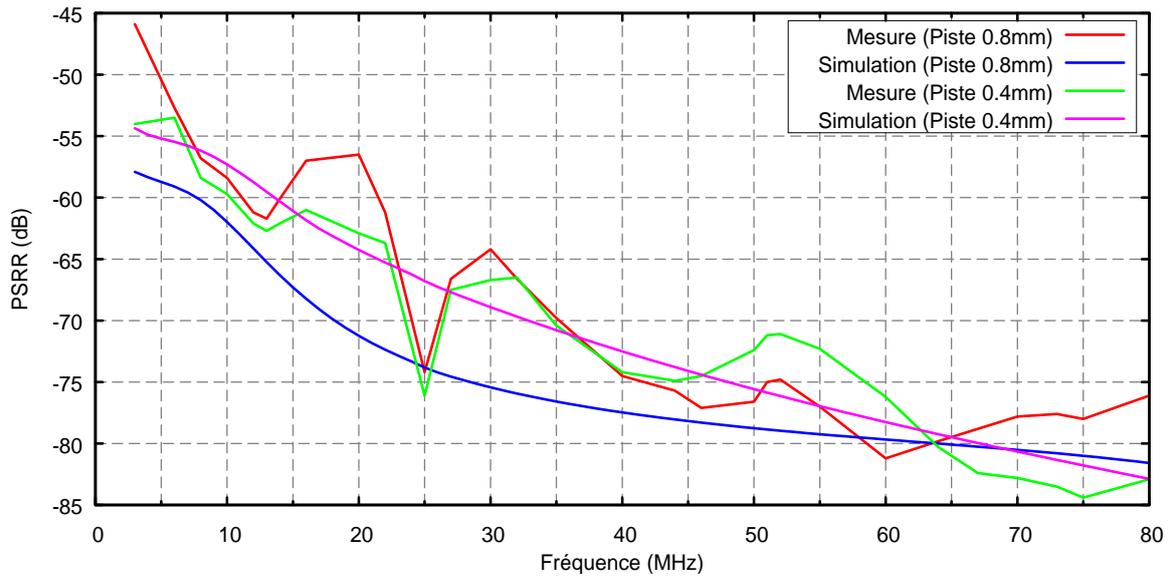


Figure 180: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm ou 0.8mm avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Comme dans le cas des circuits précédents avec condensateurs CMS standard, il n'y a pas de différence notable en mesure entre les deux configurations, et seule la simulation permet de vérifier que la réduction d'inductance due à l'augmentation de largeur de piste réduit le PSRR. Par ailleurs, compte tenu de la difficulté de la mesure à de si faibles niveaux, l'amélioration de PSRR apportée par une inductance de piste plus faible est très probablement masquée par les imprécisions de mesure. Enfin, le creux à 25MHz dans le PSRR expérimental ne semble pas être un artefact de mesure car il est présent dans tous les cas. Et malgré tous nos efforts et de nombreuses simulations complémentaires, nous ne sommes pas arrivés à en comprendre l'origine.

IV.5.7. Piste droite de 0.4mm et 0.8mm avec condensateurs de type X2Y

Comme dans le cas des condensateurs CMS standard, nous avons cherché à savoir si le fait de déplier la piste d'alimentation DC avait une influence sur un éventuel couplage EM de proximité entre les parties DC et RF. Les deux circuits de sortie suivants ont donc été réalisés :

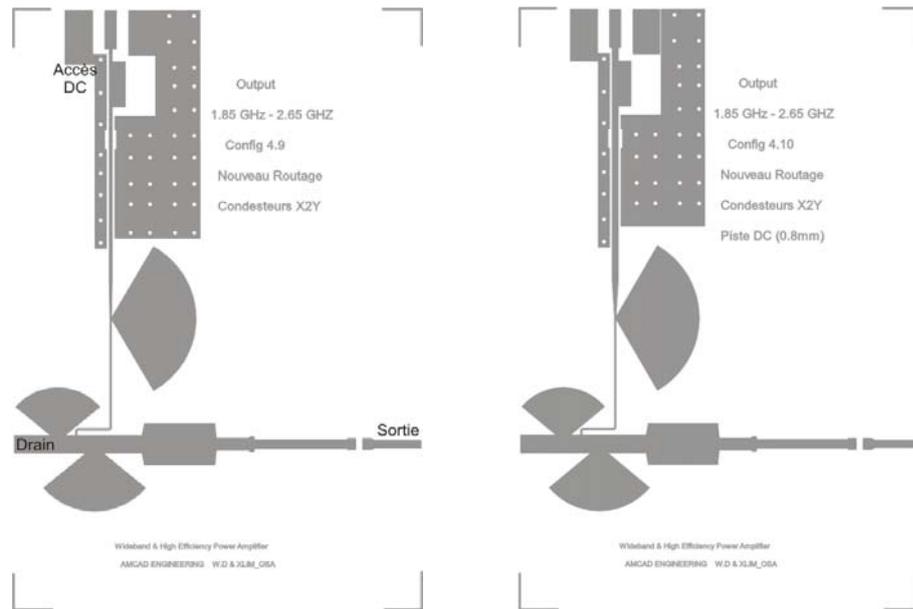


Figure 181: Piste DC dépliée de 0.4mm (gauche) et 0.8mm (droite) avec condensateurs X2Y

La figure suivante compare les résultats de mesure et de simulation pour le circuit avec la piste de 0.4mm coudée ou dépliée :

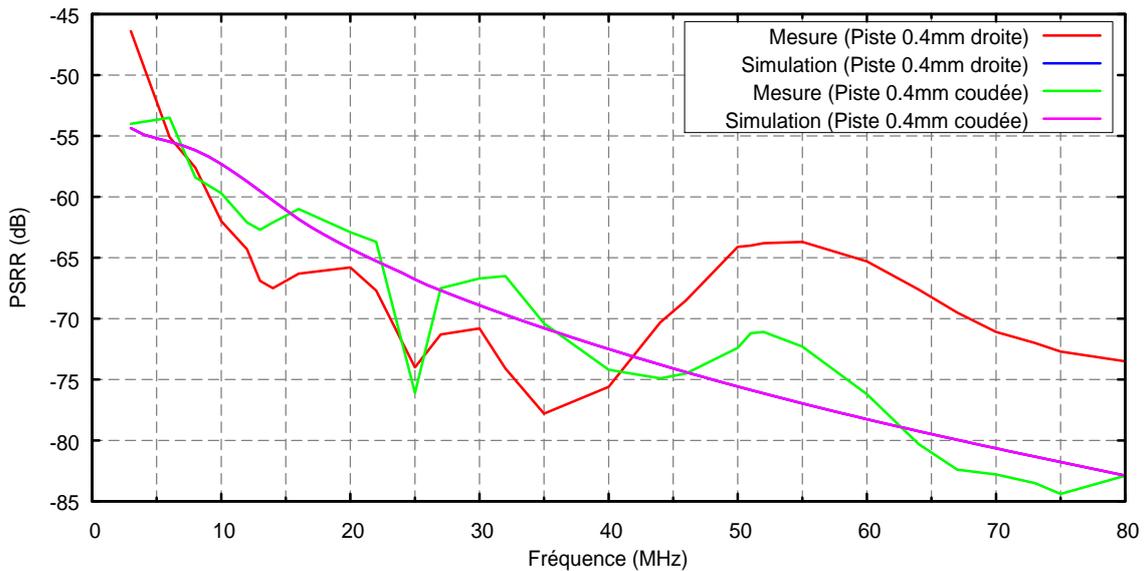


Figure 182: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.4mm coudée ou dépliée avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Comme précédemment (Cf. **Figure 174**), la simulation ne fait pas de différence entre les deux configurations, l'influence du coude étant négligeable à ces fréquences, et l'outil ADS ne tenant pas compte du couplage électromagnétique. Quant aux mesures, il est extrêmement difficile de savoir si les différences observées sont des incertitudes ou l'effet de ce couplage de proximité, mais on observe une bosse au-delà de 40MHz qui semble assez marquée, et pour laquelle nous n'avons pour l'instant aucune explication. Tout comme pour le creux à 25MHz, qui semble être définitivement

présent. Les résultats pour la piste DC de 0.8mm (droite et coudée) sont présentés sur la figure suivante :

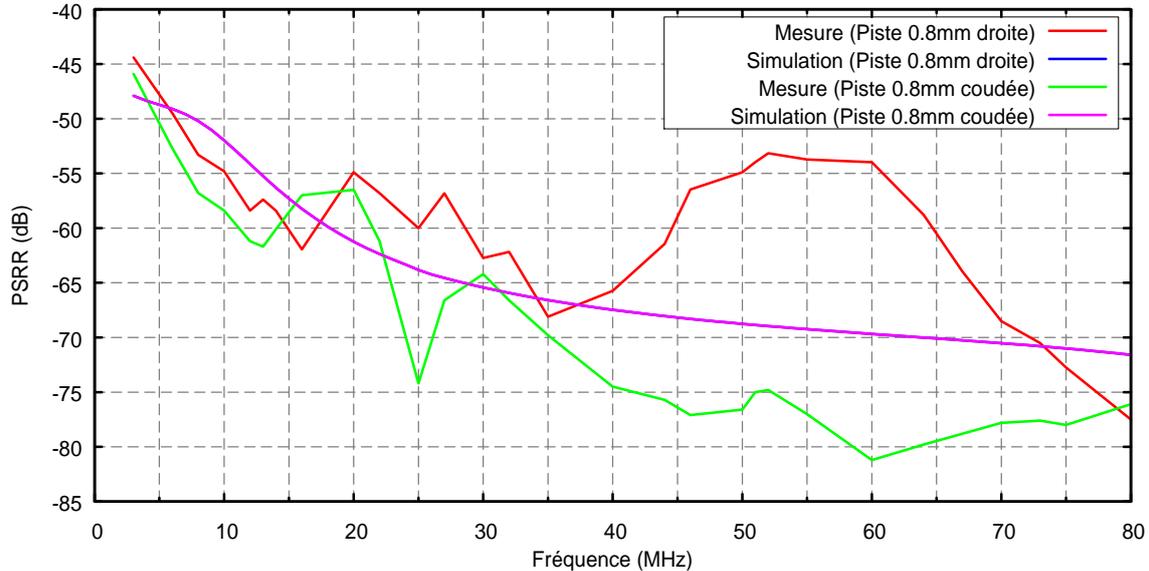


Figure 183: Comparaison Mesure/Simulation pour une piste DC de 0.8mm coudée ou dépliée avec condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Si on retrouve le même comportement en simulation, la différence en mesure est plus marquée que précédemment, et la bosse au-delà de 40MHz est encore plus marquée. Il semblerait donc qu'il y ait un effet, mais nous sommes pour l'instant dans l'incapacité de fournir une explication à ce phénomène. De même, le creux à 25MHz observé en mesures disparaît dans sur une des courbes expérimentales, sans que nous puissions trouver une cause à ce phénomène.

IV.6. Comportement du PSRR en fonction de la puissance et de la fréquence RF

Comme mentionné auparavant, toutes les mesures précédentes ont été effectuées à une fréquence RF de 2.25GHz, c'est-à-dire approximativement au centre de la bande de l'amplificateur, et avec une puissance fixée à 38dBm en sortie de l'amplificateur. Mais nous avons voulu également observer quel était le comportement du PSRR lorsque ces paramètres variaient.

Les mesures ont été effectuées sur le circuit de la **Figure 177**, qui intègre les condensateurs de type X2Y. Tout d'abord, le PSRR a été mesuré à une fréquence RF fixe de 2.25GHz, et la puissance de sortie de l'amplificateur a été réglée à 3 valeurs : 25dBm, 35dBm et 38dBm. Pour une P_{OUT} de 25dB, l'amplificateur se trouve dans sa zone linéaire (Cf. **Figure 149**). Pour une puissance de sortie de 35dBm, on se situe par contre près du point de compression à 1dB, et 38dBm correspond plutôt à un fonctionnement à proximité de la saturation.

La **Figure 184** montre les comparaisons entre mesure et simulation pour cette variation de puissance de sortie.

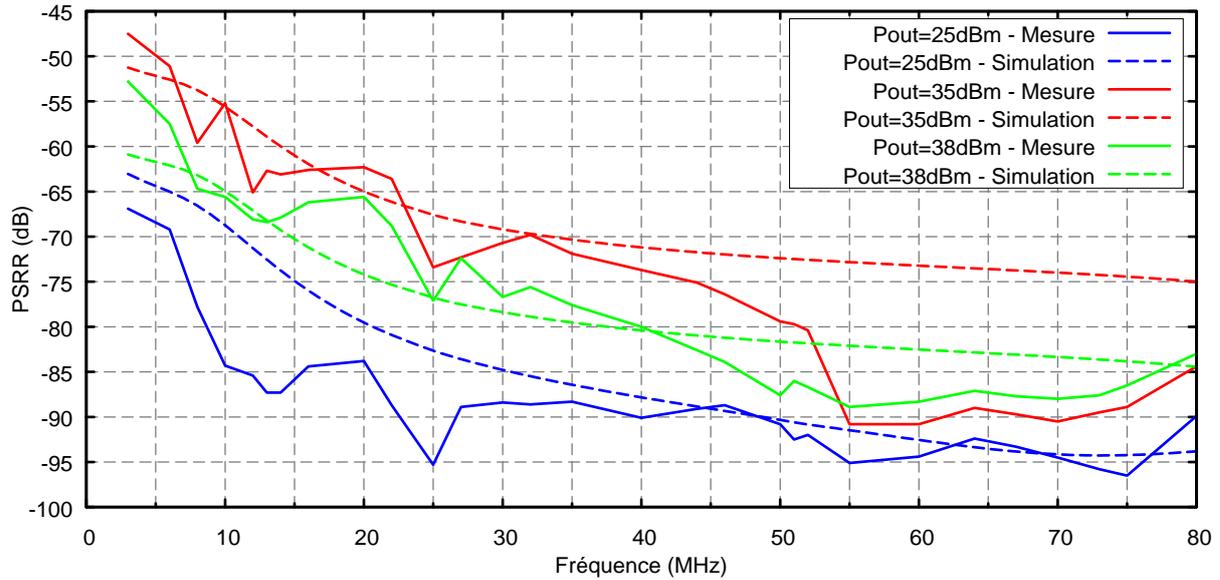


Figure 184: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR dans le cas d'une variation de la puissance de sortie RF ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Les différences entre simulation et mesure sont assez marquées, en particulier en ce qui concerne un P_{OUT} de 35dBm (courbes rouges), pour laquelle la différence s'accroît au dessus de 50MHz. Le comportement global reste cependant le même à savoir que tant en mesure qu'en simulation, le PSRR suit la même tendance d'amélioration : il est le meilleur à 25dBm, se dégrade pour 38dBm, et devient pire pour 35dBm. Cela peut sembler un peu erratique, mais les mesures et les modèles disent la même chose, et on ne peut qu'y voir un effet des non-linéarités de l'élément actif qu'il conviendrait de creuser plus avant.

Lorsqu'on fait varier la fréquence RF à puissance constante (38dBm), on obtient les résultats présentés sur la **Figure 185**. Ici, l'accord entre mesure et simulations est loin d'être bon et, hormis pour la fréquence de 2.25GHz, nous trouvons des résultats peu cohérents, avec des écarts assez énormes (30dB) entre théorie et expérimentation. Nous ne savons pas encore s'il faut incriminer le modèle du transistor ou nos mesures, et des tests complémentaires sont nécessaires. Il est à noter que cette campagne de mesure est récente, ce qui fait que nous n'avons pas encore eu le temps de nous consacrer pleinement à la recherche de la cause de ces différences. Ceci explique également les très légères différences qu'on peut observer sur le PSRR mesuré pour des conditions similaires à celles de la première campagne de mesures ($P_{OUT}=38\text{dBm}$ et $f_0=2.25\text{GHz}$).

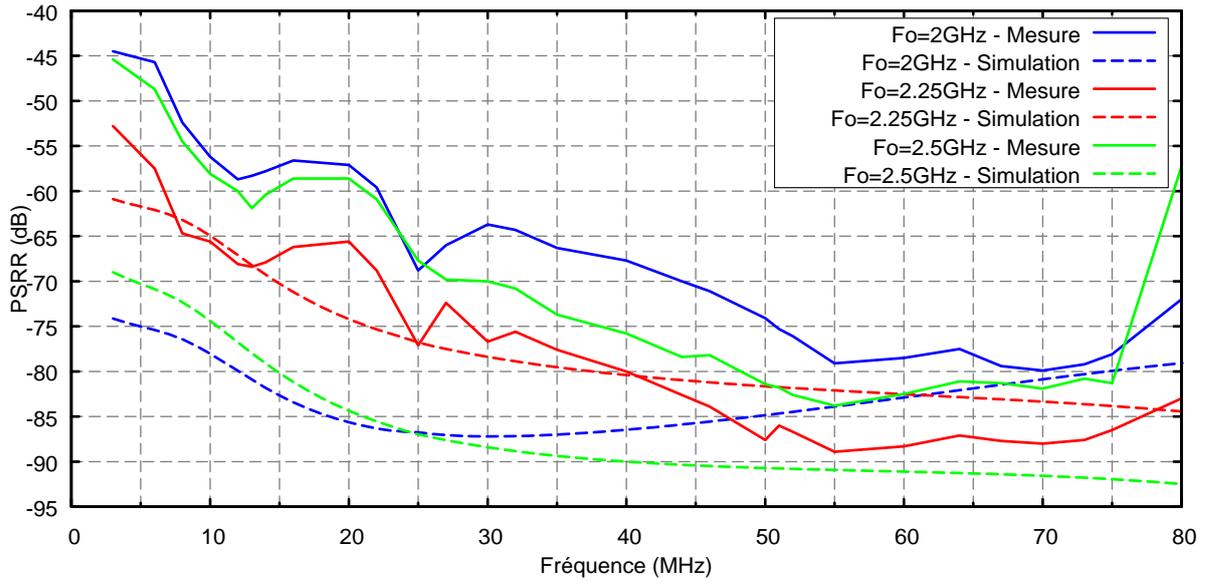


Figure 185: Comparaison Mesure/Simulation pour le PSRR pour une variation de la fréquence RF ($P_{OUT}=38dBm$)

IV.7. Le circuit original de l'amplificateur

Au cours de la première campagne de mesures, des comparaisons ont été faites avec le circuit original afin de se rendre compte si des améliorations substantielles étaient apportées au PSRR grâce aux modifications que nous avons effectuées. En effet, ce circuit particulier avait été également refait à l'identique de manière à effectuer des mesures dans les mêmes conditions lors de la campagne expérimentale

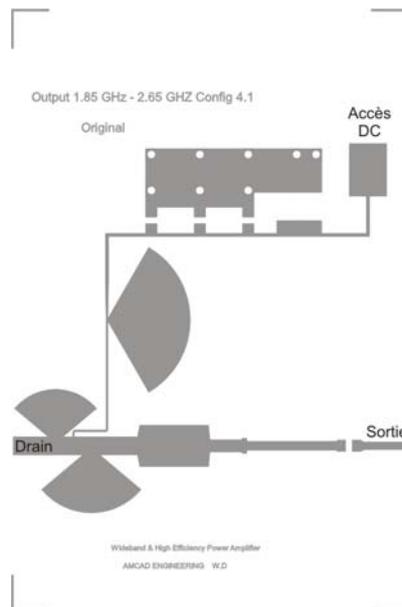


Figure 186: Circuit de sortie original

La figure suivante compare les résultats de mesure principaux pour le même type de circuit (connecteur SMA pour le DC, piste DC soudée de 0.4mm, condensateurs CMS standards ou X2Y) avec le PSRR mesuré sur le circuit original (CMS standards, connexion DC filaire).

Comme précédemment mentionné, on peut noter que le PSRR mesuré est minimisé par l'emploi de capacités de type X2Y. Par contre, il apparaît qu'à capacités de découplage semblables, l'emploi d'un connecteur SMA pour le DC semble avoir un effet néfaste sur le PSRR. En effet, le circuit original – avec accès DC par fils – possède a contrario un meilleur PSRR HF que son homologue connecteurisé...

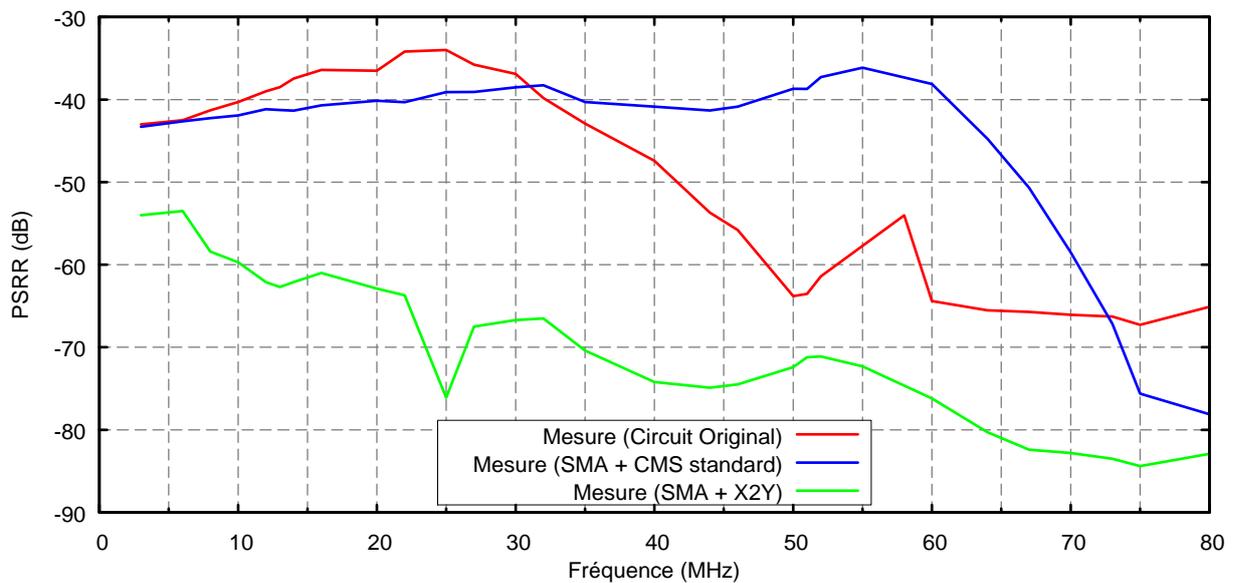


Figure 187: Comparaison des PSRR mesurés pour les trois configurations principales : Circuit original AMCAD, Condensateurs CMS classiques et condensateurs X2Y ($f_0=2.25\text{GHz}$)

Nous avons donc cherché à comprendre l'origine de ce phénomène, et il nous est vite apparu que les fils de connexion entre l'alimentation DC et l'amplificateur semblaient avoir une influence non négligeable. Nous avons donc rajouté en simulation l'inductance équivalente de ces fils, obtenue par une formule approchée, et le résultat de cette simulation est comparé avec la mesure sur la **Figure 188**.

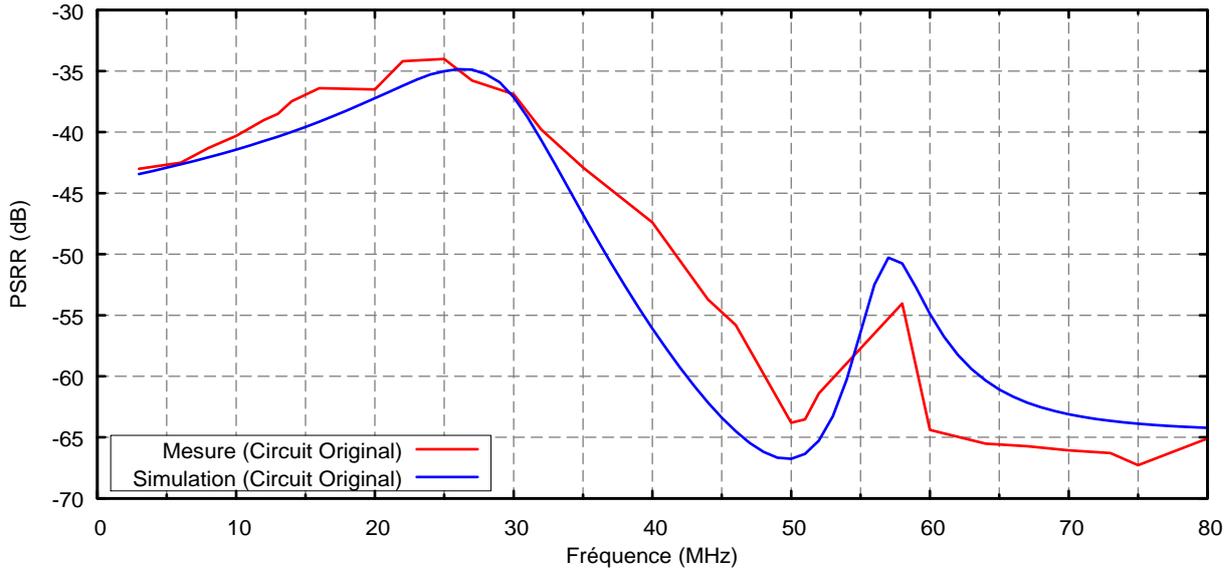


Figure 188: Courbes mesurées et simulées du PSRR du circuit original avec inductances des fils de connexion ($f_0=2.25\text{GHz}$)

L'inductance rajoutée par les deux fils de connexion est de 1.2nH , et cette simple modification permet de retrouver un excellent accord entre la mesure et la simulation. Le côté amusant de la chose est que – le mieux étant l'ennemi du bien – toutes les précautions que nous avons prises pour nous assurer des mesures propres et reproductibles conduisaient dans la plupart des cas (hors capacités X2Y) à des résultats pire que sur le circuit original.

Le côté instructif est que ce type de comportement du PSRR est de très bon augure pour la suite du travail. En effet, dans le cas d'un amplificateur à ET, il est nécessaire de remplacer le réseau de découplage par un filtre laissant passer la modulation d'enveloppe, et le petit filtre LC que nous venons de constituer (inductance des fils + capacités de découplage) a des effets très bénéfiques sur le PSRR. Toute fonction de filtrage sur l'alimentation impactera donc le PSRR, et tout le jeu sera de trouver un bon compromis lors du design du filtre pour l'ET.

V. Filtrage d'alimentation pour amplificateur à Enveloppe

Tracking

Cette dernière partie présente les plus récents développements du projet ALPGA2 concernant l'amplificateur RF. En effet, notre partenaire AMCAD vient de terminer le design final de l'amplificateur de démonstration destiné à l'enveloppe tracking. A cette occasion, nous avons participé au design du filtrage d'alimentation.

Dans le cas de l'ET, l'alimentation DC étant remplacée par l'enveloppe du signal à amplifier, il n'est plus question ici de vouloir couper toutes les fréquences autres que le DC avec un groupe de capacités de découplage. Au contraire, cela nécessite un filtre passe-bas qui laisse passer l'enveloppe et atténue toutes les fréquences supérieures, parmi lesquelles se trouvent tous les résidus de découpage, et dont on désire s'affranchir.

La fréquence de coupure retenue pour ce filtre est de 15MHz, et afin de concilier simplicité du filtre et une pente suffisamment raide, nous avons retenu un filtre du quatrième ordre (pente de 24dB/octave). L'impédance de charge du filtre correspond à l'impédance de l'amplificateur vu de son accès d'alimentation, soit, comme l'indiquent les simulations effectuées par AMCAD, une valeur d'environ 16Ω . Compte tenu de ces données, nous avons abouti au filtre suivant, constitué de deux filtres du second ordre en cascade :

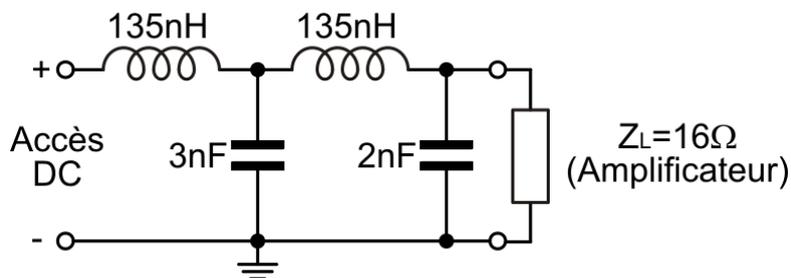


Figure 189: Filtre d'alimentation du 4^e ordre

Comme nous avons dû jongler avec les valeurs normalisées d'inductance et de capacités disponibles auprès des fabricants, la fréquence de coupure du filtre a -3dB est de 14.6MHz, au lieu des 15MHz souhaités. Et son atténuation à 50MHz est de plus de 60dB.

Afin de supporter le courant d'alimentation de l'amplificateur (quelques Ampères), les inductances sont constituées de deux selfs de 270nH en parallèle. Ces selfs ont été choisies pour leur tenue en courant (2.8A en continu et 4.5A crête chacune). Leur faible résistance parasite série ($22\text{ m}\Omega$) est réduite de moitié par la mise en parallèle. Les capacités utilisées sont de type X2Y, choisies

pour leurs excellentes performances. Bien entendu, le design du filtre a été fait en tenant compte des éléments parasites des composants.

La figure suivante présente le circuit imprimé de l'amplificateur qui a été dessiné par AMCAD, et on aperçoit le filtre d'alimentation en haut à droite :

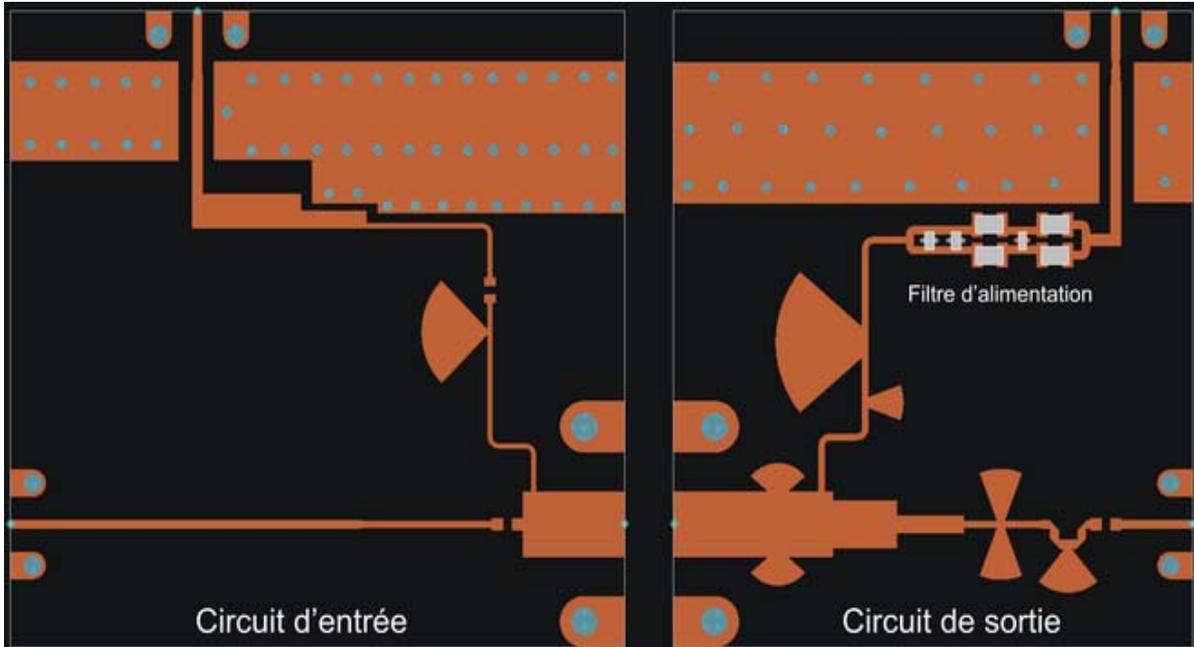


Figure 190 : Circuit imprimé de l'amplificateur à ET (AMCAD)

Le filtre d'alimentation se trouve en haut à droite, et la **Figure 191**, montre un zoom sur cette partie. On peut y voir que l'on a tiré parti de la géométrie particulière des condensateurs X2Y (Cf. Chapitre II) pour à la fois faciliter la mise en parallèle des inductances et effectuer les reprises de masse au plus près des capacités. Le schéma réel du filtre tel qu'il est implanté est donné sur la **Figure 192**, chaque capacité X2Y étant en fait constituée de deux condensateurs de valeur moitié.

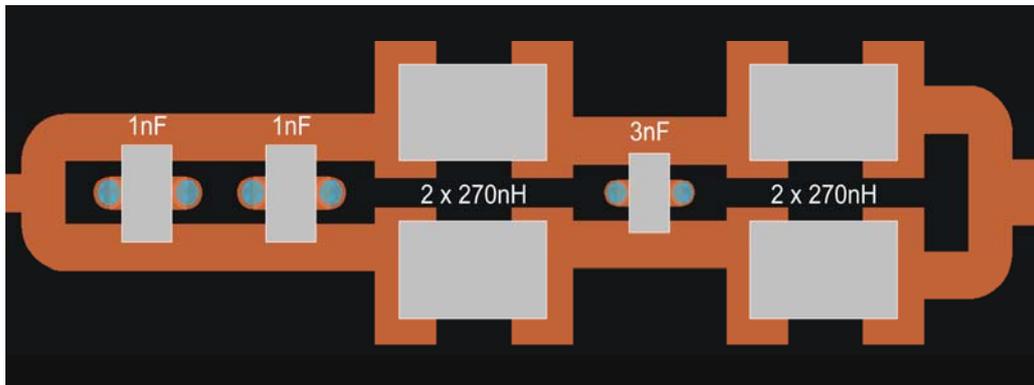


Figure 191 : Implantation du filtre d'alimentation

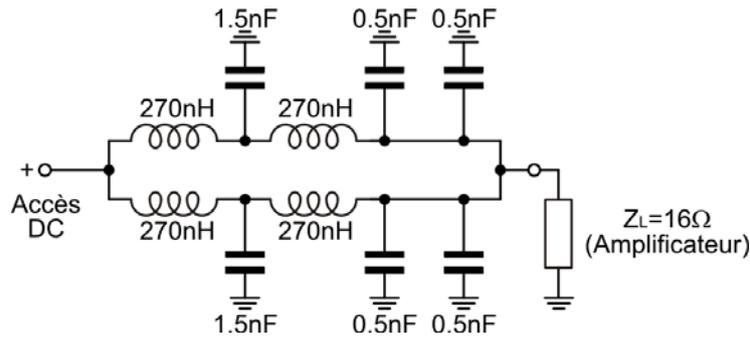


Figure 192 : Schéma réel du filtre d'alimentation

Nous avons l'intention d'effectuer des mesures et des simulations de PSRR sur cet amplificateur intégrant son filtre d'alimentation, mais à l'heure où nous écrivons ces lignes, le design d'AMCAD est très récent et le circuit imprimé de l'amplificateur vient de partir en fabrication, si bien que nous n'avons pas malheureusement pas de résultats de mesure ni de simulation à présenter pour l'instant.

VI. Conclusion

Ce chapitre a présenté une première approche de la modélisation de la réjection du bruit des alimentations par les amplificateurs RF établie à partir d'un amplificateur existant qui a servi à de nombreux tests.

Après avoir défini le taux de réjection de l'alimentation (PSRR) appliqué aux RF, nous avons présenté sa méthode de mesure et le banc de caractérisation qui a été utilisé. Puis l'amplificateur de test a tout d'abord été caractérisé en fonctionnement normal, et l'excellente concordance entre mesures et simulations nous a permis de valider les modèles utilisés (transistor et layout des circuits d'entrée sortie) et l'implantation sous ADS. Nous avons ensuite montré au moyen de simulations qu'à la fois le circuit imprimé et la constitution du réseau de découplage avaient une grande influence sur le PSRR de l'amplificateur.

Afin de pouvoir tester le maximum de configurations possibles, différents circuits d'entrée sortie ont alors été redessinés et réalisés, incluant des connexions par SMA pour la puissance DC, des types de condensateurs de découplage différents (standard ou X2Y), ou des routages différents.

Toutes les mesures effectuées dans ce chapitre ont dans l'ensemble montré une bonne concordance avec les simulations, renforçant notre bonne opinion sur la validité des modèles utilisés, et montrant également que les modèles de transistors RF proposés par les constructeurs sont suffisamment performants pour rendre compte de ces phénomènes de conversion BF vers RF.

Par ailleurs, l'excellent comportement des condensateurs de type X2Y a une nouvelle fois été observé, rendant l'emploi de ce type de capacité presque obligatoire pour les développements à venir. Et parmi les autres points, nous avons pu noter que la minimisation de l'inductance de piste n'a pas, sur le plan pratique, d'influence prépondérante sur le PSRR, alors que c'était le cas sur le papier. On remarquera également que nous n'avons pas pu mettre en évidence une quelconque influence des couplages électromagnétiques de proximité entre parties DC et parties RF des circuits imprimés.

Il reste également certains points à éclaircir, comme la chute localisée du PSRR mesuré à 25MHz ou la bosse qui apparaît à partir de 40MHz dans le cas d'une piste DC droite découplée par des condensateurs X2Y, phénomènes que nous n'avons pas pu élucider jusqu'à présent, malgré toutes les simulations complémentaires que nous avons faites. Il s'agit peut-être là d'une faiblesse des modèles, mais nous envisageons d'effectuer des simulations conjointes Momentum/ADS de façon à prendre en compte les mécanismes de couplage électromagnétiques de proximité, même si nous n'avons pas pu mettre leur effet en évidence sur le plan expérimental.

Enfin, nous attendons de pouvoir faire des mesures et des simulations sur le dernier amplificateur développé par AMCAD et qui intègre un filtre de reconstruction. Nous avons pu juger, presque par accident, de l'efficacité d'un tel filtre sur le PSRR lorsque nous avons dû prendre en compte les inductances des fils de connexion du prototype original et constater l'amélioration du PSRR qu'elles apportaient.

Références

- [1] F. Wang , A. Ojo , D. Kimball , P. Asbeck and L. E. Larson « Envelope tracking power amplifier with pre-distortion linearization for WLAN 802.11g », IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. vol. 3, p.1543 , 2004.
- [2] T.Sowlati , D. Rozenblit , R. Pullela , M. Damgaard , E. McCarthy , D. Koh , D. Ripley , F. Balteanu and I. Gheorghe « Quad-band GSM/GPRS/EDGE polar loop transmitter », IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, p.2179 , 2004.
- [3] P. Reynaert and M. Steyaert « A 1.75-GHz polar modulated CMOS RF power amplifier for GSM-EDGE », IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, p.2598 , 2005.
- [4] J.Stauth and S. Sanders « Power supply rejection for RF amplifiers: Theory and measurements », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, p.2043 , 2007.
- [5] S. Pithadia, S. Lester, « LDO PSRR Measurement Simplified », Application Report SLAA414 (<http://www.ti.com/lit/an/slaa414/slaa414.pdf>), Texas Instruments, July 2009.
- [6] Florian Hämmerle & Steve Sandler « Power Supply Rejection Ratio Measurement Using the Bode 100 and the Picotest J2120A Line Injector », © 2011 Omicron Lab – V1, (http://www.omicronlab.com/fileadmin/assets/application_notes/App_Note_PSRR_V1_0.pdf)
- [7] Florian Hämmerle & Steve Sandler « Power Supply Crosstalk Measurement Using the Bode 100 and the Picotest J2111A Current Injector », © 2011 Picotest.com and OMICRON LAB,(http://www.omicronlab.com/fileadmin/assets/application_notes/App_Note_Crosstalk_V1_0.pdf)
- [8] By John C. Teel « Understanding power supply ripple rejection in linear regulators », Application Report, © 2005 Texas Instruments Incorporated.
- [9] El Mehdi Boujamaa, Yannick Soulie, Frederick Mailly, Laurent Latorre, Pascal Nouet « Réjection du bruit d'alimentation du pont de Wheatstone : application aux MEMS piézorésistifs », Université Montpellier II / CNRS Lab. d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM), 07 Décembre 2010.
- [10] Saad El Dine Mohamad, « Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation », Thèse de l'Université de Limoges, Thèse N° 36-2011, 28 septembre 2011.
- [11] W. Demenitroux and al, « A New Design Flow based on Behavioral Modeling applied to Wideband and Highly Efficient Power Amplifiers with GaN packaged transistors, », Proceedings of the 41st European Microwave Conference.
- [12] Flavie Elmazova, « Contribution à l'étude de l'amplification de puissance en technologie GaN par la technique de Suivi d'Enveloppe », Thèse de l'Université de Limoges, Thèse N°91-2011, 20 décembre 2011.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce manuscrit fait état de la problématique CEM liée à l'amélioration des performances des amplificateurs RF de puissance par le biais de la technique du suivi d'enveloppe assuré par des alimentations à découpage rapide. Tous ces travaux font partie du projet ALPAGA2, réunissant plusieurs partenaires institutionnels et industriels.

Dans le premier chapitre, nous avons fait l'état de l'art de l'amplification RF et montré ses besoins dans le domaine de l'amélioration du rendement. Une des solutions à ce problème passe par la technique du suivi d'enveloppe, qui consiste à faire varier la tension d'alimentation de l'amplificateur avec l'enveloppe du signal à amplifier. Nous avons vu que cela suppose une alimentation de puissance suffisamment rapide pour suivre les variations de ce signal, et c'est pourquoi cette tâche est le plus souvent confiée à des alimentations à découpage qui présentent à la fois une rapidité suffisante et un rendement élevé qui ne détruit pas le rendement global du système. Nous avons donc fait une présentation rapide des différentes topologies des alimentations à découpage et exposé brièvement la cellule de découpage prévue pour être utilisée dans le cadre du projet ALPAGA2.

Un des inconvénients majeurs de ces alimentations à découpage est la pollution électromagnétique (le bruit de commutation) qu'elles produisent lors du découpage du signal DC, et qui peut avoir des effets non négligeable sur le fonctionnement des amplificateurs RF. En effet, un des phénomènes qui peut se produire est, du fait des non linéarités inhérentes aux amplificateurs, la transposition de ce bruit relativement BF vers les fréquences RF, le bruit de hachage se retrouvant alors dans le spectre du signal amplifié. Ce type de comportement est qualifié et quantifié par le taux de réjection du bruit d'alimentation (ou PSRR), dont nous avons donné une première définition.

Un des moyens utilisés pour s'affranchir du bruit résiduel dû à ces alimentations à découpage sont les réseaux de découplage constitués de batteries de condensateurs. Le deuxième chapitre a donc été consacré à l'étude et l'analyse de ces composants. Nous avons tout d'abord caractérisé expérimentalement ces condensateurs de découplage. L'utilisation d'un ARV et d'un analyseur d'impédance, associé à des véhicules de test optimisés, a permis d'obtenir une mesure rigoureuse et reproductible de l'impédance des condensateurs. A cette occasion, nous avons mis en lumière un phénomène assez peu connu, à savoir l'apparition de résonances parasites de ces composants lors de l'application d'une tension continue. De nombreuses mesures nous ont permis de valider expérimentalement les différentes techniques de réduction de l'inductance parasite basées sur des modifications technologiques telles que les capacités à géométrie inversée (RGC) ou la technologie X2Y. Cette dernière tient toutes ses promesses de faible inductance, et semble devenir de fait une solution incontournable pour le découplage en haute fréquence. Nous avons profité des mesures que

nous avons faites pour établir un modèle équivalent de ces condensateurs de découplage (RLC). Et finalement, la mise en parallèle de condensateurs a montré, et ce aussi bien expérimentalement que théoriquement, que la réduction de l'inductance parasite apportée par cet arrangement était tout à fait effective, et qu'elle était même maximisée par l'utilisation de capacités de type X2Y.

Dans un troisième chapitre, nous avons validé le bon fonctionnement et la performance de la cellule de commutation retenue pour ALPAGA2. Cette cellule a été pour nous l'occasion d'évaluer en situation l'efficacité des différents condensateurs de découplage et celle des règles de routage sur la réduction du bruit de hachage. Nous avons tout d'abord vérifié les très bonnes performances des condensateurs de type X2Y sur le découplage, et montré qu'un bon routage est absolument obligatoire pour assurer un fonctionnement optimal de la cellule avec moindre de bruit de hachage possible. Cela passe par un choix judicieux des condensateurs de découplage à employer, des longueurs de pistes limitées, des réseaux de découplage au plus près des sources de bruit, des retours à la masse de faible impédance, &c... Nous avons également présenté une première technique de modélisation des bruits de hachage basée sur la reconstruction du signal de bruit à partir des réponses indicelles des circuits. Cette technique donne d'excellents résultats, et de plus est tout à fait adaptée à un signal de découpage de type PWM ou de fréquence variable.

Enfin, le quatrième chapitre était consacré à la réjection du bruit de hachage par les amplificateurs RF. Nous avons tout d'abord défini le PSRR (taux de réjection du bruit d'alimentation) et présenté le banc de mesure développé pour accéder à cette quantité. Puis l'amplificateur de test à transistor GaN que nous avons utilisé a été décrit. Nous avons ensuite caractérisé cet amplificateur en fonctionnement normal en mesurant ses caractéristiques de gain et de rendement. La concordance entre les résultats de ces mesures et ceux issus de simulations ADS a permis de valider les modèles utilisés, qu'il s'agisse du transistor ou du layout des circuits. Cette validation a été confirmée par les premiers résultats sur le PSRR, qui ont montré un très bon accord entre théorie et expérimentation. Ceci confirmait que le modèle du transistor était apte à rendre de compte de ce phénomène, et nous permettait de faire des simulations exploratoires pour essayer de mieux cerner les mécanismes impliqués. A cette occasion, nous avons pu confirmer une corrélation directe entre l'impédance du réseau de découplage et le PSRR, la diminution de l'impédance entraînant une amélioration de ce paramètre.

Des circuits de test complémentaires ont donc été conçus par simulation, réalisés, implantés sur l'amplificateur, et mesurés. Les conclusions que nous en avons tirées sont de plusieurs ordres : tout d'abord, le lien direct entre le PSRR et l'impédance présentée par le réseau de découplage est confirmé, et à ce titre, l'utilisation de condensateurs de type X2Y améliore le PSRR de façon

remarquable. D'un autre côté, et de manière un peu surprenante, il semble que les règles de routages précédemment édictées (minimisation de l'inductance de piste, nombre de retours à la masse, &c...) n'ont comparativement que peu d'effet. De même, nous n'avons pas réussi à mettre en évidence un quelconque effet des couplages électromagnétiques de proximité entre l'accès DC et la partie RF de l'amplificateur.

Certains points mériteraient également d'être développés. En effet, nous avons pu observer certains phénomènes (« creux » de PSRR à 25MHz, remontée de ce paramètre dans certaines configurations) que nous ne sommes pas encore capables d'expliquer, et des simulations complémentaires utilisant des outils EM « full wave » seraient nécessaires, ce que nous n'avons pu réaliser faute de temps. De même, certaines configurations de mesure ne cadraient pas avec les simulations (effet de la puissance de sortie sur le PSRR, par exemple), et nous ne savons pas encore s'il faut incriminer le modèle de transistor ou nos mesures (ou les deux).

Au cours de nos mesures, nous nous sommes rendu compte que le circuit d'origine – non optimisé – avait un PSRR meilleur que nos circuits (hormis dans le cas du découplage à base de X2Y) pour lesquels nous avons recherché à dessein les meilleures configurations possibles. Ce résultat surprenant venait du fait que les inductances présentées par les fils d'alimentation du circuit original contribuaient beaucoup plus efficacement à l'amélioration du PSRR que les petites modifications d'inductance de piste que nous avons pu faire. Et ironiquement, le filtre passe-bas constitué par la self des fils et le réseau capacitif de découplage est non seulement plus efficace, mais laisse également présager du PSRR final d'un amplificateur à ET qui comporte un tel type de filtre à son entrée DC.

Et à ce propos, nous avons finalement présenté le filtre passe-bas adapté à l'amplificateur à ET qui vient juste d'être développé pour le projet ALPAGA2. Ces développements sont malheureusement trop récents pour que nous ayons des résultats à présenter, mais l'expérience acquise permet d'espérer un bon taux de réjection hors bande. Si le planning est tenu, nous devrions avoir des premiers résultats d'ici un mois (et donc pour la soutenance de thèse).

D'autres résultats récents que nous souhaiterions mentionner ici concernent la cellule de découpage développée dans le cadre de ce projet ALPAGA2. Bien que nous n'en soyons aucunement les auteurs, nos travaux y ont apporté quelque contribution. Tout d'abord, la cellule de découpage présentée chapitre III a été retravaillée par III-V Lab et le département C2S2 d'XLIM afin d'en faire un circuit hybride encapsulé dans un boîtier, ainsi que le montre la figure suivante.

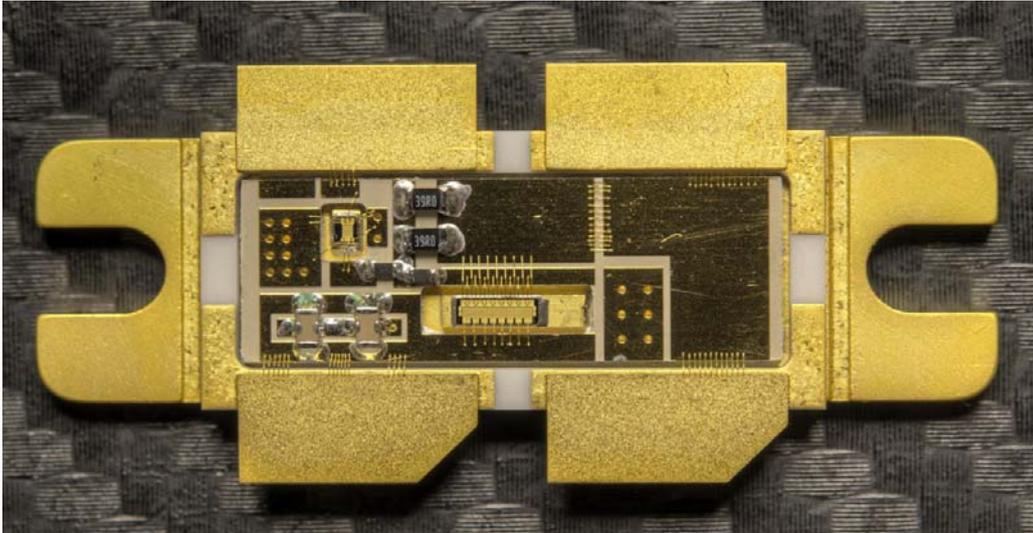


Figure 193: Cellule de commutation en circuit hybride

Les transistors utilisés sont d'origine III-V Lab et sont environnés par des composants CMS classiques, et on peut y apercevoir en bas à droite deux condensateurs X2Y qui découplent l'accès d'alimentation au plus près du transistor de puissance. La cellule ainsi constituée a montré qu'elle pouvait fonctionner tout à fait correctement jusqu'à une dizaine de MHz.

Parallèlement, notre partenaire III-V Lab, toujours en collaboration avec XLIM-C2S2, expérimentait la fabrication d'une version monolithique de la cellule, c'est-à-dire d'un composant intégrant tous les composants sur une même puce semi-conductrice. Ils sont récemment arrivés à mettre un tel composant au point, et il est présenté sur la figure suivante :

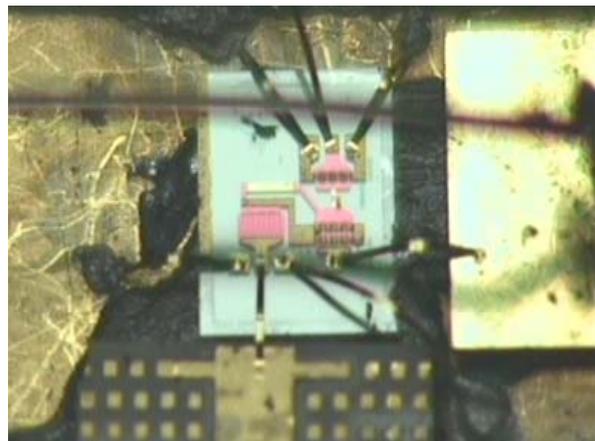
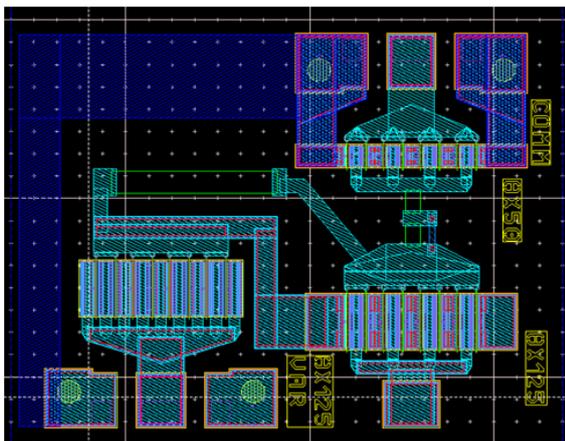


Figure 194: Cellule de commutation en circuit monolithique

Sur la figure ci-dessus (à gauche), le transistor d'entrée est situé en haut à droite, le transistor de puissance en bas à droite, et en bas à gauche se trouve la diode permettant la mise en parallèles de plusieurs cellules (pour l'éventualité d'un enveloppe tracking discret).

Les capacités en puissance de cette cellule sont moindres que celles de la précédente, mais cette cellule-ci a des temps de commutation (fronts de montée et de descente) inférieurs à 2ns, et a surtout prouvé être capable de fonctionner jusqu'à une fréquence de découpage de 100MHz, avec un rendement de plus de 60% (sous 30V) (Figure 195), et pour une fréquence de hachage de 50MHz, le rendement atteint 77%. On est donc là à proximité des spécifications visées en termes de fréquence de découpage.



Figure 195: Tension de sortie de la cellule de commutation monolithique sous 30V pour une fréquence de découpage de 100MHz (Source III-V Lab)

En résumé, ce travail a permis de jeter quelques bases sur le problème assez peu abordé de la prise en compte du bruit d'alimentation lors de la conception d'amplificateurs RF, tout en débouchant sur des réalisations concrètes. De plus, cette étude a eu le mérite de faire se rencontrer deux disciplines qui étaient jusqu'alors assez disjointes, et de montrer à chacune les problématiques qui se posaient à l'autre. Nous espérons que ces deux domaines seront plus souvent appelés à se rencontrer, étant donné que les alimentations à découpage, accompagnées de leur bruit de commutation, sont de plus en plus utilisées comme sources d'énergie en RF, et ce même dans les cas où on ne fait pas appel à l'Enveloppe Tracking.

Résumé

Les travaux de cette thèse s'intéressent aux problèmes CEM liés aux alimentations à découpage destinés à la polarisation d'amplificateurs de puissance RF. Ces alimentations à découpage, de par leur principe, génèrent un bruit de hachage qui risque d'avoir des répercussions non négligeables sur le fonctionnement des amplificateurs RF.

Après une présentation générale du problème, la caractérisation et la modélisation des réseaux de découplage sont réalisées afin de justifier le choix d'une solution de découplage susceptible d'être utilisés pour diminuer le bruit de hachage, en mettant l'accent sur les technologies récemment développées pour minimiser les éléments parasites, et en particulier l'inductance. L'étape suivante concerne la mise en œuvre d'un convertisseur DC-DC, avec une étude des différents paramètres influant sur le niveau de bruit (constitution des réseaux de découplage, routage du circuit, etc.). Par la même occasion, une modélisation du bruit de hachage est menée afin de permettre d'intégrer ce paramètre au cours des simulations effectuées lors du développement du système global.

Une dernière partie du travail développé ici présente une méthodologie de caractérisation du taux de rejection de l'alimentation (PSRR-Power Supply Rejection Ratio) pour les amplificateurs RF, avec une étude de l'influence de différentes configurations (découplage, routage) des circuits de sortie de l'amplificateur sur le niveau de PSRR.

Mot clés : Compatibilité Electromagnétique (CEM), Amplificateurs de puissance RF, Alimentations à découpage, Condensateurs de découplage, Envelope Tracking (ET), Taux de réjection d'alimentation, Power Supply Rejection Ratio (PSRR).

Abstract

The work of this thesis addresses EMC problems related to switching power supplies, which are used as bias control of RF power amplifiers. Such supplies generate a chopping noise that may have a significant impact on the RF amplifier operation.

Following a general presentation of the issue, the characterization and modeling of decoupling capacitors are achieved in order to justify the choice of such a decoupling network that is suitable for supply noise decoupling, while focusing on recently developed technologies to minimize parasitic elements, especially the inductance. The next step concerns the study of a DC-DC converter operation, with an analysis of the different parameters that can decrease the switching noise level (decoupling network composition, PCB routing, etc.). Switching noise modeling is the performed to allow integrating this parameter in the simulations during the development of the global system.

Eventually, the last part of this work presents a characterization methodology for PSRR (Power Supply Rejection Ratio) of RF power amplifiers. A study of the influence of different configurations (decoupling, routing) of the matching output circuit on the PSRR level was performed.

Keywords: Electromagnetic Compatibility (EMC), RF Power Amplifiers (PAs), Switched-Mode power Supply (SMPS), Decoupling Capacitors, Envelope Tracking (ET), Power Supply Rejection Ratio (PSRR).