



**HAL**  
open science

# Technique alternative de test pour les interrupteurs MEMS RF

H.N. Nguyen

► **To cite this version:**

H.N. Nguyen. Technique alternative de test pour les interrupteurs MEMS RF. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. Français. NNT : . tel-00422654

**HAL Id: tel-00422654**

**<https://theses.hal.science/tel-00422654>**

Submitted on 8 Oct 2009

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

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

**INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**  
N° attribué par la bibliothèque 978-2-84813-133-7

**T H E S E**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble**

**Spécialité : « Micro et Nano Électronique »**

préparée au laboratoire TIMA

dans le cadre de l'École Doctorale «**Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal**»

présentée et soutenue publiquement

par

**Hoang-Nam NGUYEN**

le 06 juillet 2009

**TITRE**

Technique alternative de test pour les interrupteurs MEMS RF

**DIRECTEUR DE THÈSE : Salvador MIR**  
**CO- DIRECTEUR DE THÈSE : Emmanuel SIMEU**

**JURY**

M. B. Courtois, Président  
M. P. Nouet, Rapporteur  
M. J. Machado da Silva, Rapporteur

*A mes parents,  
A mes beaux parents,  
A mon épouse,  
A ma fille.*

## Remerciements

Tout d'abord, je voudrais adresser tous mes remerciements, ainsi que toute ma gratitude, à mon directeur de thèse, Salvador MIR et mes deux co-directeurs de thèse, Libor RUFER et Emmanuel SIMEU, pour m'avoir accueilli dans l'Equipe RMS du Laboratoire TIMA, et accompagné au cours de la thèse avec leurs conseils, leurs aides, et leurs encouragements précieux.

Je tiens à remercier monsieur Pascal NOUET, monsieur José MACHADO DA SILVA et monsieur Christophe KELMA, qui m'ont fait l'honneur d'être mes rapporteurs et mon examinateur, pour leur lecture attentive et pour toutes leurs remarques constructives sur le manuscrit. Je voudrais adresser un grand merci à monsieur Bernard COURTOIS, d'avoir accepté d'être là en tant que Président du Jury.

Je tiens à remercier Robin ROLLAND, Aurélien MORALES et Alexandre CHAGOYA qui m'ont accueilli au CIME, et qui m'ont beaucoup « supporté » pour mes travaux expérimentaux.

Je pense à ma famille qui m'a apporté un soutien important, non seulement sur l'aspect sentimental, mais également par les encouragements dont j'avais besoin pour mener à bien ce travail. Un grand merci à mes collègues Rafik KHEREDDINE, Nourredine AKKOUCHE et tous mes collègues de l'Equipe RMS et mes amis vietnamiens pour leurs coopérations dans le travail, et leurs aides pour la correction de cette thèse.

## Table de matières

Chapitre 1 Introduction.....	1
1.1 Microsystèmes et leurs domaines d'applications.....	1
1.2 Microsystèmes RF .....	3
1.3 Test de microsystèmes .....	3
1.4 Objectif de thèse et organisation du manuscrit.....	4
Chapitre 2 Dispositifs MEMS RF .....	7
2.1 Introduction.....	7
2.2 Commutateurs et interrupteurs.....	7
2.2.1 Interrupteur de type série.....	11
2.2.2 Interrupteur de type parallèle .....	12
2.2.3 Exemples d'interrupteurs .....	12
2.3 Capacités variables .....	15
2.3.1 Capacités à variation d'entrefer.....	16
2.3.2 Capacités à variation de surface .....	17
2.3.3 Capacités à variation du diélectrique .....	18
2.4 Inducteur .....	19
2.5 Résonateurs .....	22
2.6 Filtres .....	25
2.6.1 Filtre en peigne.....	25
2.6.2 Filtre de type pont électrostatique.....	26
2.6.3 Filtres à base d'ondes acoustiques .....	27
2.7 Conclusions.....	27
Chapitre 3 Test de MEMS RF : état de l'art.....	29
3.1 Introduction.....	29
3.2 Types de tests selon les vecteurs appliqués .....	31
3.2.1 Test fonctionnel.....	31
3.2.2 Test structurel.....	32
3.2.3 Test alternatif .....	32
3.3 Les métriques de test.....	33
3.4 Résumé des défauts et des mécanismes des défaillances pour les MEMS .....	35
3.4.1 Défauts de fabrication .....	35
3.4.2 Mécanismes de défaillance et défauts en opération .....	35
3.5 Défauts et mécanismes de défaillances pour les MEMS RF .....	36
3.5.1 Dégradation et contamination du contact.....	37
3.5.2 Charge du diélectrique .....	37
3.5.3 Collage .....	38
3.5.4 Déformation plastique et fatigue des microstructures suspendues.....	38
3.5.5 Electromigration.....	39
3.6 Test pour la caractérisation des interrupteurs MEMS RF .....	39
3.6.1 Résistance du contact .....	39
3.6.2 Capacité électrique .....	39
3.6.3 Vitesse d'interruption.....	40
3.6.4 Fréquence de résonance, chocs et vibration.....	40
3.6.5 Tension d'actionnement et de décollage.....	40
3.6.6 Accumulation de charge.....	41
3.6.7 Robustesse dans l'état ON .....	41
3.6.8 Robustesse vis-à-vis de la puissance RF .....	42
3.6.9 Herméticité de l'encapsulation.....	42
3.6.10 Durée de vie .....	42
3.7 Procédures de test des interrupteurs MEMS RF .....	43

3.8 Techniques de DFT pour les MEMS .....	45
3.8.1 Auto test intégré de MEMS.....	45
3.8.2 DFT pour les MEMS RF .....	48
3.9 Conclusions.....	48
Chapitre 4 Modélisation d'un interrupteur MEMS RF .....	51
4.1 Introduction.....	51
4.2 Modélisation de la partie électromécanique .....	52
4.2.1 Actionnement électrostatique.....	53
4.2.2 Eléments réduits du modèle de commutateur .....	54
4.2.3 Modèle dynamique d'un interrupteur.....	58
4.3 Modélisation de la partie RF.....	60
4.3.1 Interrupteur avec un contact capacitif.....	61
4.3.2 Interrupteur avec un contact ohmique.....	62
4.4 Simulation d'un interrupteur MEMS RF .....	64
4.4.1 Cas d'étude 1 .....	65
4.4.2 Cas d'étude 2.....	68
4.5 Conclusions.....	74
Chapitre 5 Test alternatif d'un interrupteur MEMS RF .....	75
5.1 Introduction.....	75
5.2 Techniques de test basées sur l'apprentissage automatique .....	76
5.2.1 Techniques de test basées sur la classification.....	76
5.2.2 Test alternatif .....	77
5.3 Techniques de régression.....	79
5.3.1 Modèle régressif multiple linéaire.....	79
5.3.2 Modèle régressif polynomial.....	80
5.3.3 Modèle non-linéaire par rapport aux paramètres .....	81
5.3.4 Technique de Descente du Gradient.....	82
5.3.5 Technique de Levenberg-Marquardt.....	83
5.4 Test alternatif d'un interrupteur MEMS RF .....	84
5.4.1 Extraction des caractéristiques de basse fréquence.....	85
5.4.2 Estimation des paramètres S .....	88
5.5 Résultats de simulation du test alternatif d'un interrupteur capacitif .....	90
5.5.1 Prédiction du paramètre Isolation – $S_{21\_OFF}$ .....	91
5.5.2 Prédiction du paramètre Perte d'insertion ( $S_{21\_ON}$ ) .....	95
5.5.3 Prédiction du paramètre Taux de réflexion ( $S_{11\_ON}$ ).....	95
5.6 Estimation récursive pour la surveillance en fonctionnement.....	96
5.7 Conclusions.....	100
Chapitre 6 Validation expérimentale de la technique de test .....	101
6.1 Introduction.....	101
6.2 Spécifications de l'interrupteur Teravicta TT712.....	101
6.3 Mesure des performances de l'interrupteur Teravicta .....	103
6.3.1 Carte d'évaluation .....	104
6.3.2 Bancs de test.....	106
6.3.3 Résultats de mesures .....	107
6.4 Prédiction des paramètres S pour un échantillon expérimental .....	111
6.5 Prédiction des paramètres S pour un échantillon généré par simulation .....	112
6.5.1 Prédiction du paramètre Isolation ( $S_{21\_OFF}$ ).....	112
6.5.2 Prédiction du paramètre Perte d'insertion ( $S_{21\_ON}$ ) .....	114
6.5.3 Prédiction du paramètre Taux de réflexion ( $S_{11\_ON}$ ).....	114
6.6 Conclusions.....	115
Chapitre 7 Conclusions et perspectives .....	117
7.1 Conclusions.....	117

7.2 Perspectives .....	118
Annexe A Modèles Matlab des interrupteurs MEMS RF pour le fonctionnement basse fréquence .....	121
A.1 Cas d'étude 1 : micro-poutre.....	121
A.2 Cas d'étude 2 : Teravicta TT712.....	124
Annexe B Modèles Matlab des interrupteurs MEMS RF pour la simulation haute fréquence .....	129
B.1 Cas d'étude 1 : micro-poutre.....	129
B.2 Cas d'étude 2 : Teravicta TT712.....	129
Annexe C Programmes Matlab .....	131
C.1 Génération de paramètres pour la simulation statistique .....	131
C.2 Calcul des paramètres.....	132
Bibliographie .....	133

## Liste des symboles

$a$	Position d'électrode
$A$	Aire de l'électrode mobile
$A_{ON}$	Amplitude du signal à la sortie dans l'état fermé
$A_{OFF}$	Amplitude du signal à la sortie dans l'état ouvert
$b$	Longueur de superposition entrée/sortie RF
$c$	Espace d'entrée/sortie RF
$C_{ON}$	Capacité du contact dans l'état fermé
$C_{OFF}$	Capacité du contact dans l'état ouvert
$C_P$	Capacité entre l'entrée et la sortie du contact
$C_{ratio}$	Rapport des capacités $C_{ON}$ et $C_{OFF}$
$C_S$	Capacité variable entre la partie mobile et électrode RF
$C_t$	Capacité de détecteur d'enveloppe
$d$	Largeur de superposition entrée/sortie RF
$d_{contact}$	Diamètre de contact Teravicta
$D_{disque}$	Diamètre de disque Teravicta
$d_{trou}$	Diamètre de trou Teravicta
$e$	Vecteur d'erreur de régression
$E$	Champ électrique
$E_{Ni}$	Module de Young ( $Si_3N_4$ )
$\varepsilon$	Erreur de régression
$\varepsilon_0$	Permittivité du vide
$F_{amortiss}$	Force proportionnelle à l'amortissement
$F_e$	Force électrostatique
$F_r$	Force élastique
$g$	Distance instantanée entre les électrodes
$H$	Hauteur de poutre
$I$	Isolation ( $S_{21\_OFF}$ )
$IL$	Perte d'insertion ( $S_{21\_ON}$ )
$k$	Rigidité de la structure
$L$	Longueur de poutre
$L_a$	Longueur de segment inférieur du bras
$L_b$	Longueur de segment extérieur du bras
$L_S$	Inductance du contact
$m$	Masse de la partie mobile

$ME$	Erreur moyenne ( $\sqrt{MSE}$ )
$MSE$	Erreur quadratique moyenne (Mean Square Error)
$r$	Coefficiente d'amortissement (résistance mécanique)
$\rho_{Ni}$	Densité $Si_3N_4$
$Q$	Charge électrique
$R_S$	Résistance du contact
$RL$	Taux de réflexion ( $S_{11\_ON}$ )
$R_t$	Résistance de détecteur d'enveloppe
$\sigma$	Contrainte résiduelle
$\theta$	Coefficient de régression
$T$	Épaisseur de poutre
$t_d$	Épaisseur du diélectrique sur électrode DC
$t_c$	Épaisseur du diélectrique sur le contact
$T_{ON}$	Temps de transition de l'état ouvert à l'état fermé
$T_{OFF}$	Temps de transition de l'état fermé à l'état ouvert
$t_{leg}$	Épaisseur de bras
$V_A$	Tension d'actionnement
$V_P$	Tension appliquée
$u_z$	Déplacement effectué
$v_z$	Vélocité
$w$	Longueur d'électrode
$W$	Largeur de poutre
$w_{leg}$	Largeur de bras
$\omega_0$	Fréquence de résonance
$X$	Vecteur des régresseurs
$Y$	Vecteur des performances prédites
$Z_0$	Impédance caractéristique
$Z_1$	Impédance d'entrée

## Liste des figures

Figure 2.1 Interrupteur : (a) de type parallèle et (b) de type série.....	8
Figure 2.2 Relation entre la tension appliquée et la distance entre les électrodes [21].....	10
Figure 2.3 Interrupteur de type série : (a) schéma de principe et (b) circuit équivalent [20]...	11
Figure 2.4 Interrupteur : (a) de type parallèle et (b) son circuit électrique équivalent [20]. ....	12
Figure 2.5 Interrupteur latéral.....	13
Figure 2.6. Schéma d'un interrupteur commercial Teravicta.....	13
Figure 2.7 Schéma et photographie d'un interrupteur de type parallèle (a, b) de l'Université Nationale de Taiwan [27] ; et d'un interrupteur de type série avec DC contact (c, d) du laboratoire MIT Lincoln, Lexington, Etats Unis [28]. ....	14
Figure 2.8 Interrupteur thermique-électrostatique [31].....	15
Figure 2.9 Capacité variable MEMS RF par réglage de distance [34].....	16
Figure 2.10 Capacité variable avec la structure des peignes de Rockwell [39]. ....	18
Figure 2.11 Structure de la capacité à variation du diélectrique [40].....	18
Figure 2.12 Différentes formes de l'inducteur planaire : (a) zigzag, (b) boucle, (c) spirale circulaire, (d) spirale carrée, (e) spirale symétrique, (f) spirale polygonale [18]. ....	19
Figure 2.13 Modèle de circuit électrique équivalent simplifié d'un tour d'inducteur spiral carré [41]. ....	20
Figure 2.14 Structure 3D d'un inducteur : (a) inducteur avec noyau, (b) inducteur vertical [18]. ....	21
Figure 2.15 Structure d'inducteur : (a) spiral multicouches [45], (b) spiral suspendu [46] et (c) circulaire suspendu. ....	21
Figure 2.16 Structure d'inducteur variable par l'effet thermique [47]. ....	21
Figure 2.17 Résonateur à faible facteur de qualité en forme de : (a) pont fixé de deux côtés ; (b) pont libéré sur les deux côtés et (c) résonateur de facteur de qualité élevé en type de disque [50]. ....	22
Figure 2.18 Résonateur : (a) type-LC ; (b) à cavité et (c) de diélectrique [49]. ....	23
Figure 2.19 Résonateur : (a) de type pont C-C et (b) son circuit électrique équivalent [54]. ...	24
Figure 2.20 Photo MEB et réponse en fréquence de deux résonateurs couplés [49]. ....	24
Figure 2.21 Filtre en peigne : (a) en série et (b) en parallèle [58]. ....	25
Figure 2.22 Résonateur : (a) des 2 portes et (b) son circuit équivalent [58]. ....	26
Figure 2.23 Circuit équivalent d'un filtre avec un réseau de résonateurs [59].....	26
Figure 2.24 (a) Filtre à base de résonateurs de type pont [18] et (b) circuit électrique équivalent simplifié du filtre [55]. ....	26
Figure 3.1 Principe de test fonctionnel [61]. ....	31
Figure 3.2 Principe de test structurel [61]. ....	32
Figure 3.3 Principe de test alternatif.....	33
Figure 3.4 Tension d'actionnement : (a) lors de l'opération normale et (b) lors de l'opération avec une accumulation de charge. ....	41
Figure 3.5 Environnement de test de plaquettes d'interrupteurs MEMS RF ohmiques dans le domaine temporel [80]. ....	43
Figure 3.6 Le principe du test électrique de la durée de vie (ELT) pour les interrupteurs MEMS RF [71]. ....	44
Figure 3.7 Quelques principes de base pour auto-test : (a) force électrostatique dans un accéléromètre piézo-résistif, (b) mise en action thermique d'un capteur de pression, (c) et (d) force électrostatique dans un accéléromètre capacitif, (e) et (f) auto test d'un imageur infrarouge, (g) et (h) poutre MEMS avec son méthode d'auto test pseudo-aléatoire. ....	47
Figure 3.8 Capteur d'humidité pour les tests d'herméticité. ....	48
Figure 4.1 Schéma de fonctionnement d'un interrupteur MEMS RF capacitif.....	52
Figure 4.2 Poutre avec un côté encastré et avec une force concentrée sur le côté libre.....	56
Figure 4.3 Poutre avec la force répartie partiellement au milieu.....	56

Figure 4.4 Entrée électrique pour l'actionnement de l'interrupteur.....	59
Figure 4.5 Modèle Simulink de la partie électromécanique d'un interrupteur capacitif.....	60
Figure 4.6 Modèle électrique d'un interrupteur latéral étendu de type séries avec 2 électrodes. .....	60
Figure 4.7 Circuit équivalent de la partie RF d'un interrupteur capacitif.....	61
Figure 4.8 Modèle Simulink de la partie RF d'un interrupteur capacitif.....	62
Figure 4.9 Circuit équivalent de la partie RF d'un interrupteur résistif : (a) état ouvert et (b) état fermé.....	63
Figure 4.10 Modèle Simulink complet d'un interrupteur capacitif.....	64
Figure 4.11 Résultats de la simulation du modèle dynamique d'un interrupteur du cas d'étude1 avec contact capacitif : (a) une période du signal d'actionnement (4 kHz), (b) déplacement de la poutre, (c) capacité entre les électrodes, (d) charge électrique entre les électrodes et (e) signal RF de la sortie (fréquence 1 GHz).....	67
Figure 4.12 Paramètres-S pour le cas d'études 1.....	67
Figure 4.13 Interrupteur SPDT Teravicta : (a) état OFF et (b) état ON.....	68
Figure 4.14 Géométrie d'un bras de l'interrupteur Teravicta.....	69
Figure 4.15 Interrupteur Teravicta : (a) vue de dessus, (b) l'électrode et les contacts, et (c) vue de côté.....	71
Figure 4.16 Modèle Simulink de la partie électromécanique de l'interrupteur Teravicta.....	71
Figure 4.17 Résultats de la simulation du modèle dynamique d'un interrupteur du cas d'étude2 avec contact résistif : (a) une période du signal d'actionnement (2 kHz), (b) déplacement de la poutre, (c) capacité entre les électrodes, (d) charge électrique entre les électrodes et (e) signal RF de la sortie (fréquence 1 GHz).....	72
Figure 4.18 Comparaison du temps de transition – TON.....	73
Figure 4.19 Paramètres-S pour le cas d'étude 2.....	73
Figure 5.1 Exemple de classification dans un espace à deux signatures.....	77
Figure 5.2 Principe générique du test alternatif.....	78
Figure 5.3 Schéma de principe de la méthode proposée.....	85
Figure 5.4 Capteur d'enveloppe : (a) interrupteur MEMS RF de type série avec contact capacitif et un capteur d'enveloppe et (b) modèle électrique équivalent.....	85
Figure 5.5 Résultats de la simulation de l'interrupteur capacitif : (a) tension d'actionnement, (b) déplacement de l'interrupteur et (c) le signal RF de la sortie.....	86
Figure 5.6 Détecteur d'enveloppe: (a) modèle électrique et (b) modèle SIMULINK.....	86
Figure 5.7 Résultats de simulation du capteur d'enveloppe : (a) signal d'actionnement ; (b) signal RF à la sortie; (c) signal du détecteur d'enveloppe et (d) signal indicateur d'état de l'interrupteur.....	87
Figure 5.8 Définition des caractéristiques de sortie de basse fréquence. $T_{OFF}$ : temps total de montée ; $T_{ON}$ : temps total de descente ; $A_{ON}$ indique l'amplitude de l'enveloppe dans l'état fermé et $A_{OFF}$ indique l'amplitude de l'enveloppe dans l'état ouvert.....	88
Figure 5.9 Estimation des paramètres-S.....	89
Figure 5.10 Prédiction du paramètre $S_{21\_OFF}(I)$ avec régresseurs $T_{ON}$ et $T_{OFF}$ avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) modèle régressif polynomial avec des puissances de régresseurs, (b) modèle régressif polynomial avec des puissances et des produits entre les régresseurs (interactions), et (c) modèle complexe avec des logarithmes.....	91
Figure 5.11 Prédiction du paramètre $S_{21\_OFF}(I)$ avec régresseurs $A_{ON}$ et $A_{OFF}$ avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) modèle régressif polynomial simple, (b) modèle régressif complexe, et (c) meilleur modèle.....	93
Figure 5.12 Prédiction du paramètre $S_{21\_OFF}(I)$ avec régresseurs $T_{ON}$ , $T_{OFF}$ , $A_{ON}$ et $A_{OFF}$ avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) et (b) modèle régressif complexe avec des logarithmes et des exponentiels et (c) modèle polynomial simple....	94
Figure 5.13 Fenêtre glissante d'estimation récursive.....	98

Figure 5.14 Simulation d'évaluation récursive pour détection de faute en-ligne utilisant l'algorithme de fenêtre glissante.....	99
Figure 6.1 Interrupteur Teravicta TT712 : (a) photos de la face avant et arrière et (b) sa section schématique.....	102
Figure 6.2 Géométrie d'un commutateur TT712 de Teravicta (2 interrupteurs).....	102
Figure 6.3 Caractéristiques RF de l'interrupteur Teravicta TT712.....	103
Figure 6.4 Carte de test Teravicta TT712-68CSP-EB : (a) schéma de connexion et (b) photo de la face avant.....	104
Figure 6.5 Circuit électrique de la carte d'évaluation Teravicta TT712-68CSP-EB.....	105
Figure 6.6 Photo de la carte d'évaluation NXP : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	105
Figure 6.7 Banc de test No.1.....	106
Figure 6.8 Banc de test No.2.....	106
Figure 6.9 Banc de test No.3.....	107
Figure 6.10 Signal de la mesure expérimentale : $T_{ON}$ et $T_{OFF}$ .....	107
Figure 6.11. Le signal de sortie de l'interrupteur (courbe rouge) affecté par le rebondissement.....	107
Figure 6.12 Anomalies de certains résultats de test (signal d'actionnement – rouge, signal à la sortie de la pompe de charge – bleu, signal RF à la sortie d'interrupteur – vert) : (a) causés par la structure d'interrupteur et (b) causés par le signal d'actionnement.....	108
Figure 6.13 Délai entre le signal d'alimentation (rouge) et le signal d'actionnement (bleu) : (a) état fermé (ON) et (b) état ouvert (OFF).....	109
Figure 6.14 Calcul du temps de transition par Matlab : (a) $T_{ON_I}$ et $T_{ON_x}$ et (b) $T_{OFF}$ .....	109
Figure 6.15 Distribution du temps $T_{ON}$ d'un échantillon.....	110
Figure 6.16 Distribution du temps $T_{OFF}$ d'un échantillon.....	110
Figure 6.17 Mesure de paramètres $S$ .....	111
Figure 6.18 Prédiction de $S_{2I}$ de l'interrupteur Teravicta.....	111
Figure 6.19 Meilleurs modèles de prédiction des paramètres $S$ : (a) isolation - $I$ , (b) perte d'insertion – $IL$ et (c) taux de réflexion - $RL$ .....	113

## Liste des tableaux

Tableau 3.1 Mécanismes de défaillances des interrupteurs MEMS RF.....	37
Tableau 3.2 Résumé des articles sur le test des interrupteurs MEMS RF.....	50
Tableau 4.1 Dimensions de l'interrupteur simulé dans le cas d'étude 1.....	65
Tableau 4.2 Paramètres physiques de l'interrupteur simulé en cas d'étude 1.....	65
Tableau 4.3 Caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'étude 1..	66
Tableau 4.4 Résultats de la simulation en cas d'étude 1.....	68
Tableau 4.5 Dimensions de l'interrupteur simulé pour le cas d'étude 2.....	69
Tableau 4.6 Caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'étude 2..	72
Tableau 4.7 Résultats de la simulation en cas d'étude 2.....	74
Tableau 5.1 Résultats de prédiction du paramètre Perte d'insertion – $IL$ .....	95
Tableau 5.2 Résultats de prédiction du paramètre Taux de Réflexion – $RL$ .....	96
Tableau 6.1 Spécifications de l'interrupteur Teravicta TT712 (Température ambiante $T_A=25^\circ\text{C}$ ).....	103
Tableau 6.2 Résumé des performances de l'interrupteur Teravicta.....	111
Tableau 6.3 Résultats de prédiction du paramètre Isolation – $I$ .....	112
Tableau 6.4 Résultats de prédiction du paramètre Perte d'insertion – $IL$ .....	114
Tableau 6.5 Résultats de prédiction du paramètre Taux de Réflexion – $RL$ .....	114



# Chapitre 1

## Introduction

### 1.1 Microsystèmes et leurs domaines d'applications

Le développement des technologies intégrées permet actuellement la réalisation de dispositifs hautement miniaturisés. Ces dispositifs intègrent des composants très hétérogènes matériel-logiciel sur un support de type SoC (System-on-Chip) ou bien SiP (System-in-Package). Les composants matériels sont aussi très divers : numériques, analogiques, mixtes, RF ou microsystèmes. Un microsystème est un dispositif de taille micrométrique qui réalise une fonction de capteur ou d'actionneur dans un domaine d'énergie non électrique (thermique, mécanique, chimique, optique, magnétique), éventuellement incluant une microélectronique d'interface de conditionnement des signaux électriques. L'appellation MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) est aussi typiquement utilisée pour des microsystèmes fonctionnant dans le domaine mécanique. Il existe aussi des appellations spécifiques pour d'autres domaines des microsystèmes : MOEMS (Micro-Opto-Electro-Mechanical Systems) dans le domaine optique, bioMEMS dans le domaine biologique, etc.

Les microsystèmes sont utilisés dans plusieurs domaines civils comme l'informatique, l'automobile, la médecine, la biologie, les télécommunications et l'aérospatial aussi bien que dans les domaines militaires. L'expansion des marchés microsystèmes a été très importante ces dernières années. Par exemple, d'après l'agence Wicht Technologie Consulting (WTC), le marché de capteurs pour l'automobile a atteint 1,6 milliards US dollars en 2006, ce qui le place au deuxième rang des applications microsystèmes. Ce marché pourrait atteindre 2,3 milliards US dollars en 2011 [1].

L'électronique domestique et les dispositifs informatiques (tête d'imprimante à jet d'encre, disque dur des ordinateurs, les micro-miroirs des projecteurs vidéo, etc.) qui sont liés à l'évolution des ordinateurs représentent actuellement le plus grand marché des microsystèmes. Les nouvelles générations de disque dur basé sur des MEMS se développent à cause de la nécessité toujours croissante de stockage des données [2]. Les têtes des imprimantes à jet d'encre dominent les nouvelles techniques d'impression. Dans ces dispositifs, une électrode est placée sur un substrat qui inclut une cavité pour l'encre, permettant la génération d'une force électrostatique qui agit sur les gouttes d'encre [3]. Le projecteur vidéo DMD (Digital Micro-miroir Device) utilise une matrice de micro-miroirs pour changer la direction de la lumière. La matrice crée des points d'image (pixels) de bonne

qualité. Dans un avenir proche, l'écran DMD va remplacer l'écran plat TFT LCD (Thin Film Transistor Liquid Crystal Display) par sa qualité HDTV (Haute Définition Télévision).

L'industrie automobile est un autre domaine d'application important des dispositifs microsystemes [1], [4], [5]. Le déclencheur d'airbags a été un des premiers dispositifs microsystemes appliqués dans ce domaine. Le cœur du déclencheur est formé d'un accéléromètre, dont le coût a été fortement réduit par les technologies de fabrication. Par exemple, l'airbag de la voiture Tata, actuellement la voiture la moins chère du monde, a un prix de 10 US dollars seulement [6]. La micro-valve pour l'injection de fuel ou gaz est un autre dispositif microsysteme utilisé dans l'industrie automobile. La micro-valve contrôle le débit d'entrée d'essence ou du gaz dans le moteur. En outre, on peut utiliser des capteurs piézo-résistifs MEMS pour mesurer la pression des pneus [6]. Finalement, un autre exemple d'application de MEMS dans l'industrie automobile inclut un gyromètre qui est utilisé avec le compteur kilométrique dans un système de position GPS (Global Positioning System) [7].

Les microsystemes se développent également dans le domaine des télécommunications. Les nouvelles générations d'appareils de télécommunications contiennent des nouveaux dispositifs tels que le commutateur, la capacité variable, l'inducteur, le résonateur et le filtre [8], [9] MEMS. Ils sont intégrés sur le même substrat afin d'augmenter la fréquence de fonctionnement, de sélectionner la fréquence, de diminuer les parasites, de diminuer la taille, etc. Bien évidemment, les téléphones portables se trouvent parmi les appareils de télécommunications qui bénéficient de ces nouveaux dispositifs. Aussi, le téléphone portable peut être équipé d'un minidisque dur ou d'un appareil photo numérique, avec des encombrements de plus en plus faibles.

Les domaines de la chimie, la biologie et des applications liées à la santé se développent vite avec l'aide de MEMS. Les analyses et soins sont des demandes fréquentes liées à la santé humaine. Des appareils de ces domaines qui contiennent des microsystemes sont, par exemple, le tensiomètre, le capteur d'analyse chimique du sang, le système de micro-injection et le dispositif de stimulation cardiaque (pacemaker). Le tensiomètre est un capteur microsysteme qui mesure la pression sur la veine [10]. Le système de micro-injection contient de petites aiguilles qui portent le médicament. Ce système, très mince peut être collé à la surface de la peau. Il est fréquemment équipé de capteurs d'analyse chimique [11]. Le stimulateur cardiaque est un dispositif implanté dans l'organisme délivrant des impulsions électriques au cœur. L'ensemble du stimulateur cardiaque contient un accéléromètre qui mesure l'activité cardiaque du patient. Un signal de stimulation du cœur est envoyé au patient en fonction de son mouvement [12].

Enfin, le domaine aérospatial est un domaine qui exige un haut niveau de sécurité et une grande fiabilité, donc les prix de ses dispositifs sont élevés. Les dispositifs microsystemes qui ont trouvé une application dans ce domaine comprennent l'accéléromètre, le gyromètre, le micro-propulseur, les capteurs de pression, les capteurs thermiques, etc. Les accéléromètres et les gyromètres sont utilisés pour la surveillance et pour le contrôle des mouvements des nano-satellites. Ils existent des projets de recherche, dans ce domaine, qui suggèrent des micro-propulseurs qui produisent des faibles forces pour imposer à un nano-satellite le mouvement demandé [13]. D'autres capteurs fournissent des informations d'environnement des satellites et vaisseaux spatiaux comme la pression, la température, etc.

Dans l'avenir, les dispositifs microsystemes réaliseront des tâches plus complexes que celles typiques d'un simple capteur ou actionneur, incluant en particulier des fonctions complexes avec leur propre alimentation et leur connexion sans fil avec le processeur central.

## 1.2 Microsystèmes RF

Les microsystèmes RF s'étendent de plus en plus. Ils apparaissent autour de nous, particulièrement dans le domaine des télécommunications dans les téléphones portables, des modems d'Internet haut débit, des antennes et des systèmes de navigation (GPS). Les dispositifs microsystèmes RF en comparaison avec les composants RF traditionnels sont plus petits et plus légers, et leur fiabilité et leur stabilité sont plus élevées. Ils consomment moins d'énergie et leurs prix sont plus bas. Avec le développement des technologies de fabrication, les microsystèmes remplacent de plus en plus des dispositifs RF traditionnels [14]. Actuellement, dans le monde plus de 120 organismes et 60 centres de recherche étudient les MEMS RF. D'après WTC, le marché de microsystèmes RF a atteint 450 millions de dollars US en 2007 et devrait atteindre environ 1,1 milliard de dollars US en 2009 [15].

La recherche sur les microsystèmes RF en Europe a commencé à se développer dix ans plus tard qu'aux Etats Unis. De plus, les ressources publiques en Europe sont quatre fois plus petites qu'aux Etats Unis, et deux fois plus petites qu'en Asie [16]. Cela révèle le défi pour l'Europe d'accélérer le développement des technologies de fabrication des microsystèmes RF, en particulier des commutateurs et des capacités variables.

## 1.3 Test de microsystèmes

Le passage d'un produit ou d'un dispositif de la recherche vers la commercialisation est un processus long. Il peut prendre des années pour les microsystèmes. La raison d'une telle durée est le besoin d'un très haut degré de stabilité et de fiabilité. Or, il manque de techniques et de dispositifs d'instrumentation et de mesure adaptés. Comment réaliser par exemple le contrôle du vieillissement d'un commutateur à 20 milliards de cycles ? Enfin, les problèmes de packaging interviennent aussi dans cette durée.

Les principaux types de test d'un microsystème sont le test fonctionnel et le test structurel lors de la production. Les autres tests sont principalement le test de la fiabilité et le test du packaging. Le test structurel est le fait d'analyser et de contrôler physiquement les structures de dispositifs les erreurs dues aux processus de fabrication ou les erreurs dues aux caractéristiques des matériaux employés (module de Young, coefficient de Poisson, coefficient d'expansion de la température, etc.) Il y a plusieurs techniques d'analyse d'erreurs. La plupart d'entre elles sont utilisées dans les tests des circuits intégrés (SEM, FIB, TEM, SAM, etc.).

Le test fonctionnel a pour objet de vérifier les spécifications du dispositif (le gain, les paramètres- $S$ , etc.). Les tests fonctionnels et structurels sont souvent utilisés en fin de fabrication avant l'utilisation du dispositif. Mais les tests pendant le processus d'utilisation sont aussi importants parce que la structure du dispositif peut se dégrader pendant l'utilisation. Les techniques employées pour le test fonctionnel utilisent principalement des mesures électriques (mesures de tension, intensité, résistance, capacité, etc.). En général, la conception des microsystèmes doit être harmonisée avec la mise en place des techniques de test.

Le test de fiabilité a pour objet de contrôler que les dispositifs satisfont aux spécifications et à la durée de vie prévue. Normalement, ce test de fiabilité est inclus dans le test fonctionnel mais cela peut dépendre des exigences du test de fiabilité ou du test fonctionnel.

Le test de packaging a pour objet de contrôler la mise en boîtier des produits et il vient à la suite du test structurel ou/et du test fonctionnel. C'est seulement après le test de packaging que l'on connaît la qualité du produit.

Selon les types de microsystèmes, il est nécessaire d'avoir les équipements de test adaptés (ainsi les dispositifs de test d'un microsysteme optique sont différents de ceux d'un microsysteme RF) pour réaliser les différents tests. En général, les techniques de test d'un microsysteme sont développées en même temps que le microsysteme lui-même, ceci afin de diminuer les prix (les tests peuvent représenter une partie très importante du prix du produit). Les équipements de test pour les microsystèmes représentent donc un marché très important.

### **1.4 Objectif de thèse et organisation du manuscrit**

Cette thèse a été préparée dans le cadre d'un travail de recherche financé par le projet européen NANOTEST du programme MEDEA+. Une collaboration avec l'entreprise NXP à Caen a été mise en place pendant ce projet avec le but d'étudier les dispositifs MEMS RF et leurs techniques de test. Le but de cette thèse a été de proposer une méthode de test pour les interrupteurs MEMS RF afin de faciliter celui-ci dans des systèmes intégrés en technologies de type SiP et de diminuer le coût final du test. La possibilité de surveiller le fonctionnement de l'interrupteur pendant son opération est aussi d'intérêt dans ce projet.

Les expériences effectuées pendant ce travail ont été réalisées sur les commutateurs commerciaux développés par l'entreprise Teravicta. La carte de test nécessaire pour la démonstration de la méthode a été fournie par l'entreprise NXP. Les contributions de cette thèse ont visé la modélisation comportementale des interrupteurs MEMS RF et le développement d'une approche permettant le test de ces composants dans les applications SiP. La méthode proposée devra permettre de tester des spécifications en fréquence RF à travers des mesures faites en basse fréquence. Cette opération sera basée sur l'extraction de fonctions de régression qui lient les performances en haute fréquence (paramètres-S) et les caractéristiques en basse fréquence (temps de fermeture, temps d'ouverture, etc.). Une telle méthode pourra apporter un gain significatif lors du test des systèmes intégrés hétérogènes avec des composants MEMS RF.

L'organisation du manuscrit est la suivante. Après ce premier chapitre qui présente l'introduction générale, le deuxième chapitre présentera un état de l'art des dispositifs MEMS RF, où nous nous focaliserons sur les commutateurs MEMS RF, en particulier ceux qui utilisent une micro-structure de type poutre. L'actionnement de ces interrupteurs est basé sur la conversion électrostatique et le contact est soit résistif, soit capacitif.

Le troisième chapitre présentera l'état de l'art du test des dispositifs MEMS. En particulier, nous présentons, dans ce chapitre, les méthodes de test des dispositifs MEMS RF que nous avons trouvés dans la littérature.

Le quatrième chapitre s'intéressera à la modélisation d'un interrupteur MEMS RF. L'objectif principal de cette thèse est la présentation et la validation d'une méthode de test de ces dispositifs. Pour cette raison, nous devons construire un modèle du comportement de l'interrupteur qui sera de type électrostatique utilisant une poutre à contact capacitif ou résistif. Nous allons considérer les caractéristiques électromécaniques qui définissent le comportement à base fréquence (la masse, la constante de ressort, le coefficient d'amortisseur,

la capacité, etc.) et les caractéristiques à fréquence RF de la ligne de transmission et du contact RF. Enfin, la simulation d'interrupteur sera réalisée en Matlab/Simulink.

Une nouvelle technique de test alternatif d'un interrupteur MEMS RF est présentée au cinquième chapitre. Des techniques de régression linéaire et non linéaire sont présentées dans ce chapitre. Par la suite, la technique de test est développée en utilisant ces fonctions de régression pour la prédiction des performances haute fréquence à partir de mesure simples obtenues en base fréquence. L'évaluation du test est réalisée à la fin du Chapitre en utilisant une simulation statistique de type Monte Carlo.

Le sixième chapitre montrera des résultats obtenus sur un commutateur commercial de l'entreprise Teravicta.

Enfin, dans le dernier Chapitre, nous concluons ce manuscrit par une synthèse de nos travaux, des résultats obtenus et les perspectives.



## Chapitre 2

### Dispositifs MEMS RF

#### 2.1 Introduction

L'acronyme « MEMS RF » est un terme commun pour différents types de dispositifs fabriqués par des techniques de micro-usinage. Parmi des exemples de ces dispositifs, nous pouvons citer les capacités variables, les inducteurs, les commutateurs, les interrupteurs, les résonateurs, les filtres électromécaniques et les filtres à ondes acoustiques. Les dispositifs MEMS RF sont appliqués majoritairement dans le domaine de télécommunication. Ils font partie des téléphones mobiles, des radars, des satellites, de la radio militaire, etc. En comparaison, avec des dispositifs RF traditionnels, les MEMS RF offrent des avantages apportés par leurs tailles. Ils sont plus petits, ils consomment moins, et ils sont moins chers. Le marché des MEMS RF a le potentiel de devenir le plus grand marché du domaine des composants MEMS. Nous allons présenter brièvement, dans ce chapitre, plusieurs dispositifs MEMS RF qui couvrent les principales applications du domaine. De façon plus détaillée, nous allons développer le sujet du commutateur et de l'interrupteur. Dans le cas des interrupteurs, la solution MEMS est intéressante car on obtient des performances accrues par rapport à la solution microélectroniques.

#### 2.2 Commutateurs et interrupteurs

La tâche d'un commutateur consiste en un changement de la direction du signal RF, tandis que la tâche d'un interrupteur est de « laisser passer » ou d'arrêter le signal RF. En conséquence, un commutateur est composé de deux ou plusieurs interrupteurs. Donnons comme un exemple, le commutateur du type SPDT<sup>1</sup> qui a une entrée et deux sorties [17]. La structure d'un commutateur SPDT est développée à base de deux interrupteurs, chacun assume la responsabilité de « laisser passer » le signal à la sortie correspondante. Nos travaux de recherche se focalisent sur la structure la plus simple d'un commutateur. Donc, dans cette thèse, le terme « interrupteur » peut être remplacé par le terme « commutateur » et vice versa. En principe, la structure d'un interrupteur est simple. Elle doit permettre soit d'établir, soit d'interrompre une connexion entre des lignes de transmission du signal RF placées à l'entrée et à la sortie de l'interrupteur.

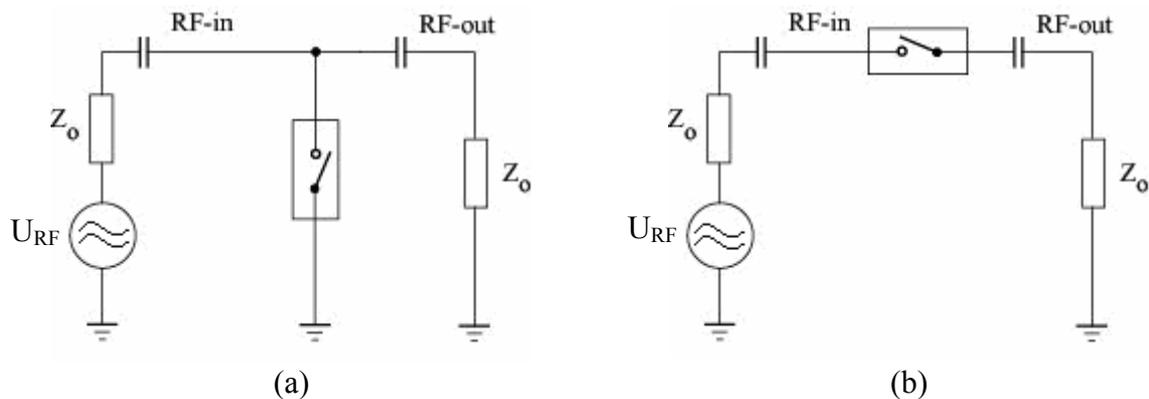
---

<sup>1</sup> Single Pole, Double Through

Il existe quatre critères pour caractériser un interrupteur :

- *Type du contact de la ligne de signal RF* : Nous pouvons distinguer deux types d'interrupteurs : à contact résistif - « métallique-métallique », à contact capacitif - « métallique-diélectrique-métallique ».
- *Forme de la structure* : Nous pouvons identifier l'interrupteur avec la structure d'un « pont » (voir la Figure 2.4 (a)), l'interrupteur avec la structure d'une « poutre » (voir la Figure 2.3 (a)) et l'interrupteur avec la structure d'une « membrane » (voir la Figure 2.6).
- *Configuration* : L'interrupteur peut être inséré dans un circuit en configuration soit « série », ou « parallèle ». La Figure 2.1 montre un exemple d'un interrupteur de type parallèle et de type série.
- *Caractère de la force d'actionnement utilisée pour changer l'état d'interrupteur* : Cette force peut être d'origine électrostatique, électromagnétique, électrothermique et piézoélectrique. Il existe également des types hybrides qui combinent des forces d'actionnement afin de diminuer le temps de transition.

Chaque type d'interrupteur a des avantages et des inconvénients. Les interrupteurs MEMS RF ont certains avantages par rapport aux interrupteurs monolithiques. Ils sont caractérisés par une perte d'insertion faible ( $\leq 0,5 \text{ dB}$  contre  $1-2 \text{ dB}$  pour un interrupteur microélectronique), d'une isolation élevée ( $\leq -30 \text{ dB}$ ) et ils consomment peu d'énergie pour leur fonctionnement. Néanmoins, la gamme de fréquences d'interrupteurs MEMS RF est plus basse que celle des interrupteurs monolithiques et leur vitesse de réponse est plus lente. L'interrupteur électrostatique a des avantages grâce à sa simplicité. Malgré sa faible consommation, il a une exigence de la tension d'actionnement relativement élevée ( $40-70 \text{ V}$  contre  $2-4 \text{ V}$  pour un interrupteur monolithique). La situation est différente dans le cas d'un interrupteur électromagnétique qui fonctionne à une basse tension mais il consomme plus d'énergie.



**Figure 2.1** Interrupteur : (a) de type parallèle et (b) de type série.

Grâce au développement des techniques de micro-usinage en volume et micro-usinage en surface, nous pouvons fabriquer des dispositifs MEMS RF d'une structure en trois dimensions de façon précise. La conception d'un interrupteur est dirigée par l'ensemble des paramètres suivants [18] :

- **Durée de transition ( $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ )** : temps de passage de l'état ouvert (off) à l'état fermé (on) et vice versa : mesuré par le niveau du signal RF à la sortie par rapport à son niveau maximum à partir de la variation du signal d'actionnement (90 % pour l'état ON et 10 % pour l'état OFF).

- **Durée de déclenchement (vitesse de déclenchement)<sup>2</sup>** : temps mesuré entre 50 % de la tension d'actionnement et 90 % de l'enveloppe du signal RF pour l'état fermé ou entre la disparition du signal d'actionnement et 10 % de l'enveloppe du signal RF pour l'état ouvert.
- **Impédance caractéristique** : impédance d'entrée et de la sortie correspondante à celle du circuit RF.
- **Bande de fréquence** : bande passante de l'interrupteur limitée par deux fréquences de coupure.
- **Perte d'insertion ( $IL^3$ )** : affaiblissement du signal RF mesuré par le rapport d'énergie à la sortie et d'énergie à l'entrée d'interrupteur ; mesuré dans l'état « on » ; si les pertes de retour sont faibles, sa valeur est proche au paramètre  $S_{21\_ON}$ .
- **Isolation ( $I$ )**: rapport d'énergie à la sortie et d'énergie à l'entrée d'interrupteur, mesurée dans l'état « off » par le paramètre  $S_{21\_OFF}$ .
- **Taux de réflexion ( $RL^4$ )** : énergie du signal RF réémise vers la source ; mesurée à l'entrée dans l'état « on » par le paramètre  $S_{11\_ON}$  (ou à la sortie par le paramètre  $S_{22}$ ).
- **Tension d'actionnement ( $V_P$ )** : tension électrique utilisée pour actionner l'interrupteur.
- **Durée de vie** : temps pendant lequel le composant fonctionne de façon fiable.
- **Fréquence de résonance ( $\omega_0$ )** : fréquence de résonance mécanique, dépend de la constante de ressort et la masse mobile de l'interrupteur.
- **Tenue en puissance RF<sup>5</sup>** : mesure d'efficacité exprimée par le point de compression à 1 dB qui est une caractéristique essentielle pour décrire la linéarité d'un circuit électronique. Le point de compression à 1 dB est défini par le niveau maximum de puissance du signal à l'entrée pour lequel le signal à la sortie diffère de 1 dB par rapport à la réponse linéaire.
- **Transitoires de commutation** : indicateur de la qualité de l'interrupteur lié à la non linéarité du dispositif. Ce paramètre est caractérisé par des pics de tension dans le signal d'entrée ou de sortie dus au changement de la tension d'actionnement.

Les cinq paramètres suivants : la perte d'insertion  $IL$ , le taux de réflexion  $RL$ , l'isolation  $I$ , le  $T_{ON}$  et le  $T_{OFF}$  sont les paramètres les plus importants pour décrire la qualité d'un interrupteur. La perte d'insertion et le taux de réflexion sont calculés typiquement par les équations suivantes [19] :

$$IL = S_{21} = \frac{-2Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.1)$$

$$RL = S_{11} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.2)$$

où  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont les paramètres-S,  
 $Z_1$  est l'impédance d'entrée,  
 $Z_0$  est l'impédance caractéristique.

Les interrupteurs qui utilisent la force d'actionnement électrostatique ont deux électrodes dont une est placée sur la partie mobile (le pont, la poutre ou la membrane) et la deuxième est

<sup>2</sup> Switching Rate

<sup>3</sup> Insertion Loss

<sup>4</sup> Return Loss

<sup>5</sup> Power Handling

placée sur le substrat. Une tension  $V_A$  appliquée entre deux électrodes crée une force électrostatique  $F_e$  qui peut être calculée par l'équation suivante [18], [20] :

$$F_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 A E^2 = \frac{\epsilon_0 A V_A^2}{2g^2} \quad (2.3)$$

où  $V_A$  : tension appliquée,  
 $g$  : distance instantanée entre les électrodes,  
 $A$  : aire de l'électrode mobile,  
 $\epsilon_0$  : permittivité du vide,  
 $E$  : champ électrique.

La force élastique  $F_r$  a une direction opposée à la force électrostatique et elle est proportionnelle à la déformation :

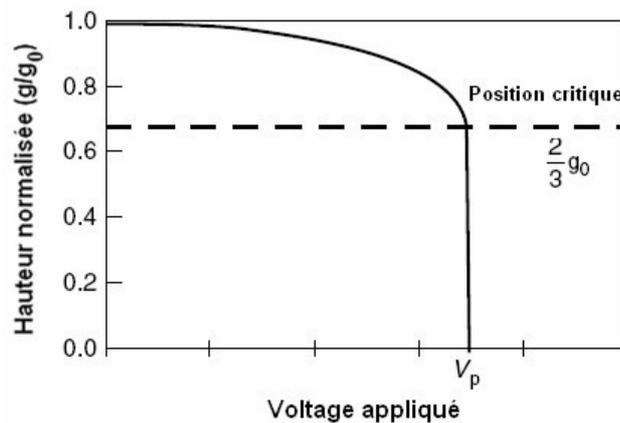
$$F_r = -k(H - g) = -ku_z \quad (2.4)$$

où  $k$  est la rigidité de la structure

Comme le montre l'équation (2.3), la force électrostatique  $F_e$  dépend de la tension appliquée  $V_A$ . Si la force électrostatique est plus grande que la force de rappel  $F_r$ , l'élément mobile de l'interrupteur se déforme jusqu'au point d'instabilité montré dans la Figure 2.2. Ce point d'instabilité peut être exprimé soit par la tension  $V_P$  ou par la distance entre les électrodes égale à  $2/3$  de la distance initiale  $g_0$ . La tension  $V_P$  peut être obtenue à l'aide de l'équation suivante [18], [20] :

$$V_P = \sqrt{\frac{8kH^3}{27\epsilon_0 A}} \quad (2.5)$$

Dans le cas d'un interrupteur, la tension  $V_P$  correspond à la tension minimale nécessaire pour établir un contact physique entre les électrodes.



**Figure 2.2** Relation entre la tension appliquée et la distance entre les électrodes [21].

La valeur de la tension appliquée  $V_A$  par rapport à la tension  $V_P$  a un effet sur la vitesse de l'interrupteur exprimée par le paramètre  $T_{ON}$ . Avec l'objectif de diminuer la tension  $V_A$ , nous pouvons chercher les conditions qui favorisent une faible valeur de la tension  $V_P$ . Etant donné que cette tension dépend de trois paramètres définis par la géométrie et par des matériaux de l'interrupteur, nous pouvons agir sur :

- choix des matériaux de l'élément mobile afin d'obtenir une constante de ressort (rigidité)  $k$  faible.

- distance initiale  $g_0$  entre les électrodes.
- surface de l'électrode

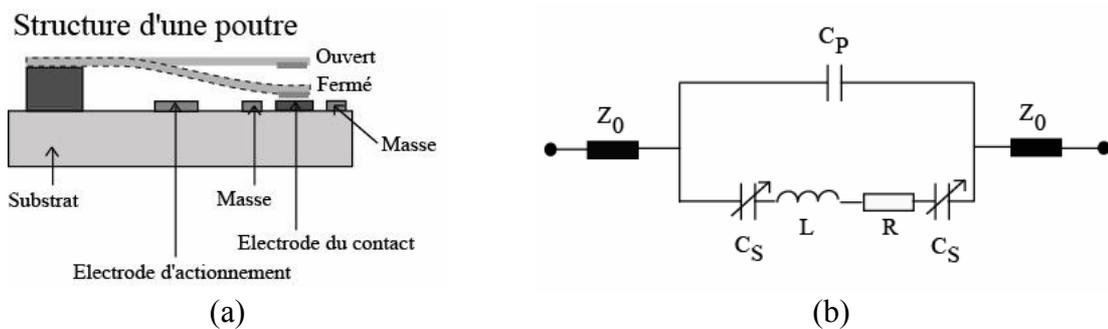
L'augmentation de la surface d'électrode n'est pas convenable car nous voulons minimiser l'encombrement du dispositif. La diminution de la distance  $g_0$  n'est pas favorable car le taux de réflexion ( $RL$ ) va augmenter. Nous pouvons jouer avec le troisième paramètre, la constante du ressort  $k$  qui doit rester petite pour des faibles valeurs de la tension  $V_P$ .

### 2.2.1 Interrupteur de type série

L'interrupteur de type série est souvent formé de deux structures : une poutre ou un pont. Dans le premier cas, montré sur la Figure 2.3 (a), la poutre est fixée sur un côté et l'autre côté est suspendu au-dessus de la ligne de transmission à une distance  $g_0$ .

Deux couples d'électrodes sont placés sur le substrat et sur la poutre respectivement. Un couple d'électrodes est utilisé pour fléchir la poutre vers le bas. Pour cela, une tension  $V_A$  appliquée entre les électrodes produit une force électrostatique calculée par l'équation (2.3). Si la déformation de la poutre est suffisante, un contact entre le deuxième couple d'électrodes s'établit. Ce contact va connecter l'entrée et la sortie de la ligne de transmission RF à l'aide du deuxième couple d'électrodes. La Figure 2.3 (b) montre le modèle électrique de cet interrupteur.

La déformation de la poutre créée par la force électrostatique provoque une force de rappel calculée par l'équation (2.4). Cette force agissant dans le sens opposé que la force électrostatique doit rester, dans le cas d'un interrupteur, plus faible que cette force d'actionnement. Afin de vérifier cette condition, la tension appliquée  $V_A$  doit être plus grande que la tension minimale  $V_P$ , calculé par l'équation (2.5).



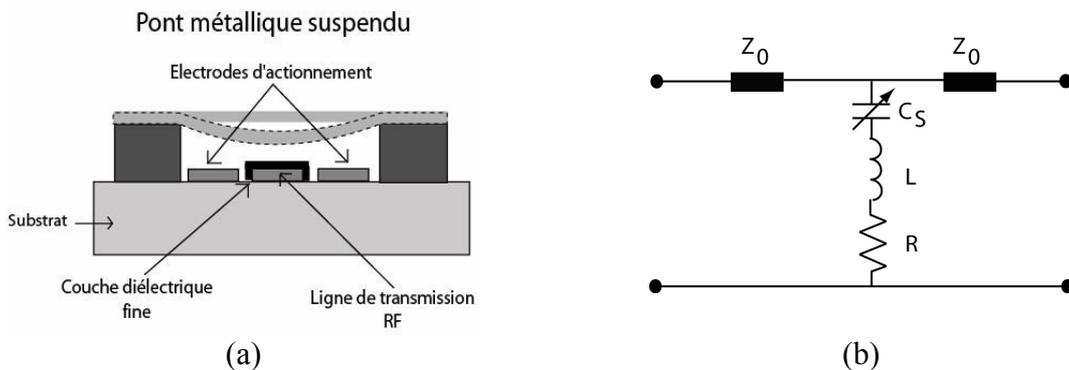
**Figure 2.3** Interrupteur de type série : (a) schéma de principe et (b) circuit équivalent [20].

Les interrupteurs conçus à la base des poutres ont des avantages par rapport aux ceux qui utilisent des ponts. Leur tension d'actionnement  $V_A$  est généralement plus faible et leur temps de transition  $T_{ON}$  est plus court.

Ce dernier avantage peut être expliqué par l'absence de la contrainte compressive (contrainte interne  $\sigma$ ) dans la structure de la poutre. Donc, sa rigidité  $k$  est plus petite que celle correspondant d'un pont. La plupart des interrupteurs de type série utilisent la structure d'une poutre.

### 2.2.2 Interrupteur de type parallèle

La plupart des interrupteurs de type parallèle ont une structure en pont, avec ses deux côtés encastrés dans le substrat. Ce pont, souvent métallique, se trouve au-dessus de la ligne de transmission RF et est orienté en perpendiculaire par rapport à elle. Une électrode est placée sur le pont, et l'autre est fixée au substrat. Le pont est déformé par l'effet d'une tension appliquée entre ces deux électrodes. Le contact entre la ligne de transmission et le pont, établi par la déformation du pont, crée en conséquence un court-circuit du signal RF. Souvent, la basse électrode est couverte d'une fine couche de diélectrique (environ 1000 Angstrom) en nitrure de silicium ou en STO (SrTiO<sub>3</sub> - Strontium Titanate Oxyde). Cette couche est utilisée pour éviter le contact direct « métallique- métallique » afin de diminuer la friction statique (stiction) et également d'éviter un court-circuit pour la tension DC. La structure du pont, peut contenir des ouvertures pour optimiser l'amortissement dû à l'air propagé par l'espace entre les électrodes, ce qui augmente la souplesse finale du pont.



**Figure 2.4** Interrupteur : (a) de type parallèle et (b) son circuit électrique équivalent [20].

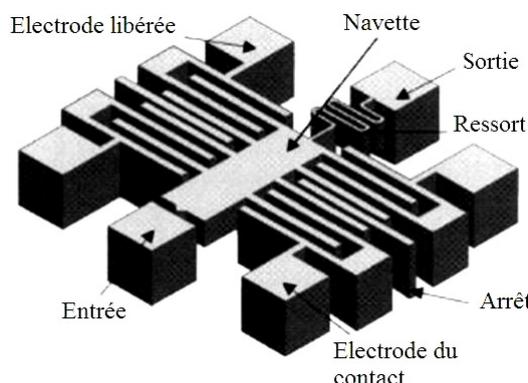
La Figure 2.4 (a) montre un interrupteur de type parallèle, avec une structure en pont. Le modèle électrique de cet interrupteur est montré dans la Figure 2.4 (b). Le contact entre le pont et la ligne de transmission est représentée par une résistance  $R$ , une inductance  $L$  et une capacité variable  $C_S$ . Dans la position de repos, la valeur de  $C_S$  est faible et est égale à  $C_{up}$ . Pendant la déformation du pont, la valeur de  $C_S$  augmente et dans sa position finale elle est égale à  $C_{down}$ . La ligne de transmission est représentée par deux impédances  $Z_0$ . Une analyse et une description plus précise du modèle d'un interrupteur MEMS seront présentées dans le Chapitre 4.

### 2.2.3 Exemples d'interrupteurs

Différents interrupteurs ont été développés par des centres de recherche et plusieurs modèles sont fabriqués de façon industrielle. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons quelques exemples d'interrupteurs pour démontrer leur diversité en termes de formes, géométrie, matériaux utilisés et paramètres.

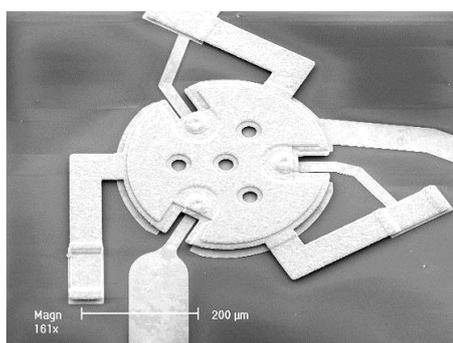
La Figure 2.5 présente une nouvelle génération, l'interrupteur latéral. La structure de cet interrupteur est basée sur une poutre qui exerce son mouvement dans le plan latéral. Cette solution augmente la durée de vie et facilite la fabrication. Le bloc central de l'interrupteur sert de conducteur pour le signal RF. Ce bloc est mis en mouvement par une force électrostatique créée par la structure des peignes [22]. Une autre structure latérale est présentée par Kang [23]. Un commutateur SPDT avec deux interrupteurs de type poutre

latérale est présenté par Tang [24]. Liu [25] montre une structure plus complexe composée de deux poutres orientées de façon perpendiculaire.



**Figure 2.5** Interrupteur latéral.

La Figure 2.6 montre un interrupteur avec une structure de membrane circulaire [17]. Nous avons choisi cet interrupteur commercialisé par l'entreprise Teravicta pour la validation de notre méthode de test. Ce choix a été principalement dirigé par l'accessibilité des échantillons et par la qualité de la documentation technique fournie par le producteur. Il s'agit d'un interrupteur de type série, sa membrane circulaire est suspendue par trois bras. Son contact est métallique.



**Figure 2.6.** Schéma d'un interrupteur commercial Teravicta.

Microlab aux Etats-Unis a développé un interrupteur à contact ohmique qui est actionné par la force électromagnétique [26]. Cet interrupteur contient une structure en poutre bistable. L'actionnement de la poutre est fait à l'aide du champ magnétique généré dans l'inductance. L'avantage de cet interrupteur est une faible perte d'insertion.

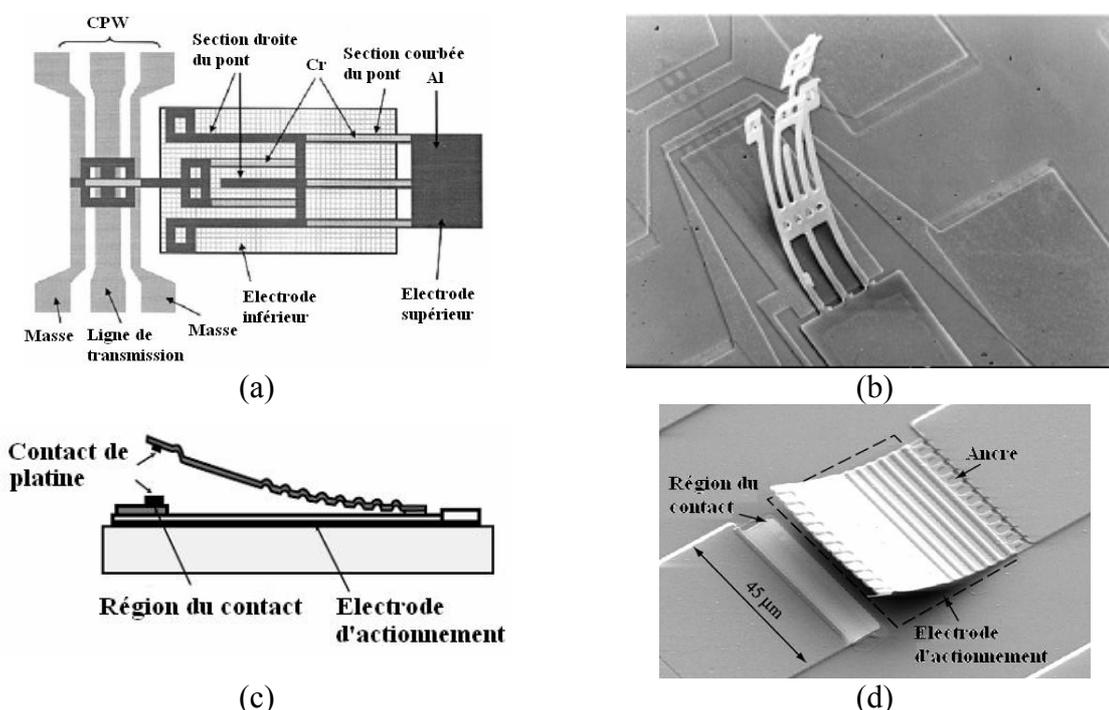
Chang *et al.* de l'Université Nationale de Taiwan ont développé un interrupteur courbé, voir Figure 2.7 (a), basé sur la différence de contrainte dans deux matériaux composant le dispositif dans l'état normal (aluminium et chrome) [27]. La Figure 2.7 (b) montre une photo de cet interrupteur. Si une tension DC est appliquée entre deux électrodes, la partie mobile sera attirée grâce à l'effet de couplage et connectera la ligne de transmission avec la masse. Si la tension est enlevée, la contrainte d'interrupteur tire la poutre vers le haut. Cet interrupteur nécessite une tension élevée, et son temps de transition est long.

Une autre version d'un interrupteur courbé, basée sur des différences de contraintes des couches matérielles est montrée dans la Figure 2.7 (c) et la Figure 2.7 (d). Cet interrupteur fabriqué par le laboratoire Lincoln [28] est composé de trois couches différentes avec la ligne

de transmission directement sur la poutre (in-line). La gamme de fréquences de cet interrupteur est étendue jusqu'au DC.

Shen et Feng de l'université Illinois, Etats-Unis, ont proposé une structure mobile en forme d'un pont libre de deux côtés [29]. Cette structure permet de baisser la tension d'actionnement.

L'entreprise Cronos Integrated Microsystems (MEMSCAP aujourd'hui) fabrique un interrupteur thermique [30]. Une résistance de chauffe qui est placée au-dessous du pont en nickel produit une chaleur qui déforme le pont. Cette déformation crée un contact entre l'entrée et la sortie RF. L'interrupteur consomme 150-250 mW et son temps de transition est relativement long, égal à 6-10 ms.



**Figure 2.7** Schéma et photographie d'un interrupteur de type parallèle (a, b) de l'Université Nationale de Taiwan [27] ; et d'un interrupteur de type série avec DC contact (c, d) du laboratoire MIT Lincoln, Lexington, Etats Unis [28].

La plupart des interrupteurs utilise un seul type de force d'actionnement (électrostatique, électromagnétique, etc.). Il existe des interrupteurs hybrides utilisant deux ou plusieurs types de force d'actionnement. L'interrupteur dans la Figure 2.8 développé au centre de recherche LETI en est un. Il joint la force électrostatique et la force thermique pour fléchir un pont [31]. Dans un premier temps, une tension DC est appliquée sur la résistance thermique au pied du pont. L'effet bimétallique provoqué par la température crée un fléchissement du pont. Dans un deuxième temps, la tension sur la résistance thermique est arrêtée afin de diminuer la consommation et une tension DC est connectée entre les électrodes pour créer la force électrostatique qui gardera la déformation du pont. Ce dispositif nécessite une tension d'actionnement égale à 10V. Le temps de transition est de 300μs, l'isolation à 2GHz est de 40dB. Cet interrupteur est utilisé dans des téléphones mobiles.

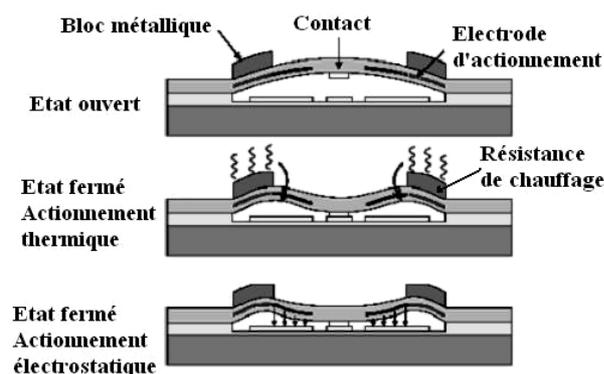


Figure 2.8 Interrupteur thermique-électrostatique [31].

Les commutateurs sont souvent construits à base de plusieurs interrupteurs. Kang a utilisé une conception de quatre interrupteurs latéraux avec une structure des peignes pour créer un commutateur SP4T (single-pole-4-through) [32]. Dans les années 1990s, le laboratoire Hughes Research a également développé un commutateur SP4T [33]. C'est un commutateur avec une structure circulaire. La ligne de transmission est associée à un rotor et elle est placée au milieu. Le rotor est mis en mouvement sous une tension appliquée sur l'électrode. Ce commutateur nécessite d'une tension élevée (environ 100 V), et son temps de transition est long.

## 2.3 Capacités variables

La capacité variable (varactor) est un élément souvent utilisé dans les systèmes de télécommunication pour contrôler des paramètres électriques des amplificateurs à bas bruit (LNA<sup>6</sup>), pour des générateurs et des contrôleurs des fréquences comme par exemple dans des oscillateurs contrôlés en tension (VCO<sup>7</sup>). Les VCO demandent une large gamme de réglage, suffisamment large pour couvrir entièrement la bande de fréquence d'intérêt. Actuellement, il existe un grand choix de capacités variables discrètes à base de silicium ou d'arséniure de gallium. Ces éléments ont une bande de fréquences allant jusqu'à 30 MHz, le facteur de qualité est de l'ordre de 30 à 60 et le taux de variation de capacité est entre 4 et 6.

Il y a un besoin de concevoir des capacités variables en technologie MEMS, même s'il est actuellement difficile d'obtenir les paramètres demandés. Ce besoin vient du potentiel du composant MEMS d'avoir un facteur de qualité très élevé<sup>8</sup> ( $Q \approx 100-400$ ), de résister aux tensions RF élevées et du faible coût de fabrication. Un autre avantage par rapport aux capacités variables monolithiques réside dans une basse perte d'insertion.

Une capacité avec deux électrodes ayant l'aire de surface  $A$ , séparées d'une distance  $d$ , est égale à :

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.6)$$

où  $\epsilon$  est la permittivité de diélectrique entre les électrodes. Pour faire varier la capacité du condensateur, il existe trois moyens : la variation de la distance  $d$  entre les électrodes

<sup>6</sup> Low Noise Amplifier

<sup>7</sup> Voltage Controlled Oscillator

<sup>8</sup> High-Q

(condensateur à variation d'entrefer), la variation de la surface  $A$  des électrodes (condensateur à variation de surface) et la variation de la permittivité  $\epsilon$  entre les électrodes.  
La force utilisée pour la variation de la capacité peut être d'origine électrostatique, thermique ou piézoélectrique.

### 2.3.1 Capacités à variation d'entrefer

Les capacités variables de ce groupe varient la distance entre les deux électrodes pour obtenir une valeur souhaitée de capacité. La structure de cette capacité variable est composée d'une électrode fixe et d'une électrode suspendue placée sur une poutre ou sur un pont. Le réglage de la distance entre les électrodes et donc de la capacité est effectué par l'actionnement électrostatique, électrothermique ou piézoélectrique.

Une structure simple de la capacité variable avec deux plaques parallèles séparées d'une couche d'air comme diélectrique est montrée sur la Figure 2.9. Elle utilise la force électrostatique, créée par l'application d'une tension continue ( $V_{DC}$ ) entre deux plaques.

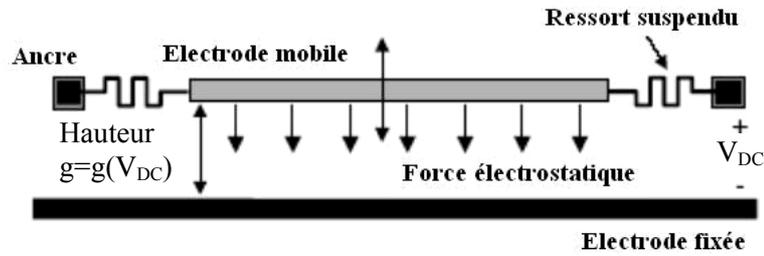


Figure 2.9 Capacité variable MEMS RF par réglage de distance [34].

Pour  $V_{DC} = 0$ , la distance initiale est égale à  $d$ . Si  $V_{DC}$  augmente, la distance entre les deux plaques devient égale à  $(d - x)$ . La valeur de la capacité  $C$  entre les deux plaques peut être calculée par l'équation (2.7). La force électrostatique  $F_e$  qui est générée entre les deux plaques est égale à :

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V_{DC}^2 = \frac{C V_{DC}^2}{2(d - x)} \quad (2.7)$$

La raideur  $k_e$  provenant de la force électrostatique est égale à :

$$k_e = \frac{\partial F_e}{\partial x} = \frac{C V_{DC}^2}{(d - x)^2} \quad (2.8)$$

L'application d'une tension électrique entre deux électrodes génère une force élastique  $F_r$  dans le sens opposé à la force électrostatique. La raideur correspondante est  $k_r$ . La force élastique  $F_r$  est proportionnelle à  $x$  :

$$F_r = k_r x \quad (2.9)$$

En équilibre, les forces  $F_e$  et  $F_r$  sont égales, donc :

$$k_r x = \frac{1}{2} k_e (d - x) \quad (2.10)$$

La raideur  $k_e$ , peut être exprimée à l'aide de  $k_m$ , comme :

$$k_e = \frac{2k_r x}{(d - x)} \quad (2.11)$$

L'équation (2.11) vérifie si la distance  $x$  atteint  $d/3$ , un tiers de la séparation entre les électrodes. Comme pour le cas des interrupteurs, la valeur correspondante de tension  $V_{DC}$  (pour  $x = d/3$ ) est appelée la tension d'actionnement ( $V_P$ ). Si la tension appliquée continue à augmenter au delà de  $V_P$ , la distance  $x$  dépassera le point critique de  $d/3$ , le système devient instable et l'électrode suspendue contactera l'électrode fixe. L'effet de collage limite la gamme de réglage des capacités à variation d'entrefer à 50%.

Une structure de trois électrodes permet d'obtenir une valeur de capacité qui n'est pas limitée par la distance critique de  $d/3$  [34]. Cette structure comporte une électrode suspendue et deux électrodes fixées au-dessous. Une électrode fixe et l'électrode suspendue forment une capacité variable, tandis que l'autre fournit la force électrostatique nécessaire pour la variation de distance. Les électrodes d'actionnement forment un condensateur dont l'entrefer est plus grand que celui du condensateur variable, de manière à éviter le phénomène de collage. Avec cette structure, la gamme de réglage de capacité atteint 70% (à 1MHz).

Une autre solution permettant d'augmenter la gamme de réglage en utilisant une structure de trois électrodes avec deux entrefers (double air gap) est décrite en [35]. Une électrode mobile est suspendue entre deux électrodes fixes. La gamme de réglage obtenue par cette configuration est égale à 87 %. La fabrication des condensateurs variables à double entrefer nécessitent une multiplication des étapes de dépôt - photolithographie - gravure ainsi qu'une étape de polissage coûteuse par CMP afin de planariser la couche sacrificielle. Toutes ces étapes supplémentaires augmentent le coût final du composant.

La variation de distance  $d$  par un effet électrothermique a été proposée par Harsh [36]. Les actuateurs électrothermiques qui sont placés sur les bras en polysilicium d'une plaque suspendue varieront la hauteur de cette plaque. Parmi des inconvénients de cette approche peuvent être citées la vitesse faible et la consommation augmentée de l'énergie.

Maher [37] montre une capacité variable avec une structure comportant quatre couches métalliques et deux couches en poly silicium. Ce système fonctionne grâce à la différence entre les contraintes résiduelles de chaque couche métallique. La gamme de réglage obtenue par cette solution peut aller jusqu'à 460% (à 1GHz).

Park [38] a proposé une structure piézoélectrique utilisée pour régler la distance  $d$ . La ligne de transmission coplanaire CPW sur le substrat est utilisée comme une électrode fixe. Une membrane qui intègre un actionneur piézoélectrique (en PZT) est suspendue au-dessus de la ligne de transmission. Les effets piézoélectriques déforment la membrane, celui-ci change la distance entre deux électrodes. Donc, la capacité est variable. La capacité MEMS avec un actionnement piézoélectrique a des avantages de la faible tension de commande et de la linéarité du réglage de la capacité.

### 2.3.2 Capacités à variation de surface

La variation de la surface d'électrodes en regard est souvent réalisée à l'aide d'une structure à peignes, voir la Figure 2.10 (a). Deux électrodes en peigne aux doigts entrelacés créent une capacité variable. Une tension statique appliquée entre ces deux électrodes génère une force

électrostatique. Cette force varie le degré d’insertion des peignes et donc la surface en regard entre les électrodes. Un exemple de réalisation de ce type de capacité variable est montré dans la Figure 2.10 (b).

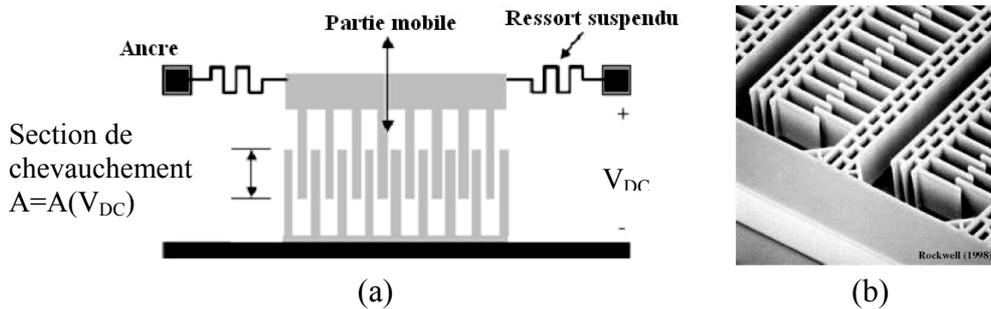


Figure 2.10 Capacité variable avec la structure des peignes de Rockwell [39].

Les capacités à variation de surface présentent certains avantages par rapport aux autres approches. Le fonctionnement de ces structures n’est pas limité par l’effet de collage, ce qui permet d’obtenir une gamme de réglage élevée. Une grande valeur de capacité peut être obtenue par le fait de multiplication des doigts connectés en parallèle (plusieurs centaines). Le procédé de fabrication de ces structures peut être simplifié à quelques niveaux de masque. La tenue à la puissance RF ne varie pas avec la capacité car l’entrefer reste constant. Les tensions d’actionnement peuvent être relativement faibles. Nous pouvons constater quelques inconvénients de l’approche à variation de surface : une taille assez importante des dispositifs, fonctionnement limité aux basses fréquences et une sensibilité aux accélérations.

### 2.3.3 Capacités à variation du diélectrique

Une approche basée sur la variation de la couche diélectrique afin changer la capacité entre deux électrodes est proposée par Yoon de l’Université de Michigan [40]. La Figure 2.11 montre une structure avec deux électrodes fixes. Les deux électrodes sont métalliques pour minimiser leur résistance et maximiser le facteur de qualité  $Q$ . Une plaque diélectrique est suspendue entre les deux électrodes et attachée au substrat à l’extérieur des deux électrodes via une structure élastique. Si une tension continue est appliqué entre les deux électrodes, la charge de ceux-ci exerce une force électrostatique sur la charge induite du diélectrique, poussant ce dernier vers l’intérieur.

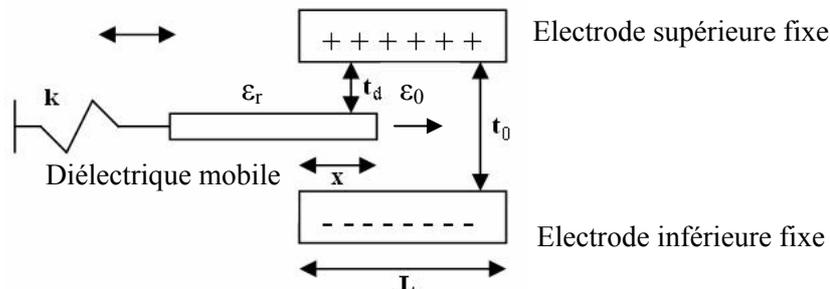


Figure 2.11 Structure de la capacité à variation du diélectrique [40].

La capacité est calculée comme [40] :

$$C = \frac{\epsilon_r}{t_0} \left[ L + \frac{a}{1-a} x \right] \quad (2.12)$$

avec  $a = \frac{t_d}{t_0}$  et à condition  $\epsilon_r \gg \epsilon_0$ .

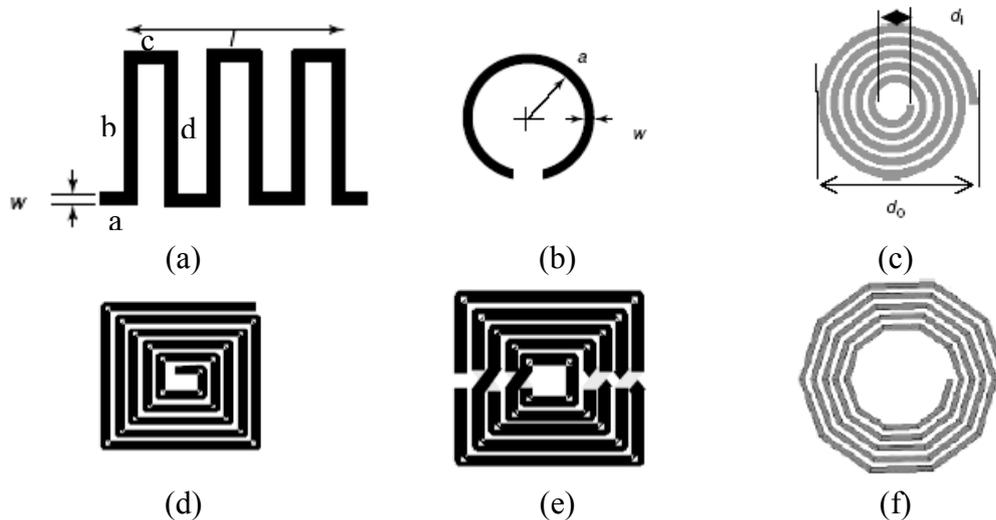
Cette méthode n'a pas trouvé des applications directes pour les difficultés liées à la réalisation.

## 2.4 Inducteur

L'inducteur est un composant essentiel pour différents circuits passifs et actifs du domaine RF. Les applications sans fil dans la gamme de fréquences de 1 à 10 GHz demandent des valeurs de l'inductance entre 1 et 5 nH, le facteur de qualité  $Q$  autour de 10 et la fréquence d'auto-résonance (SRF<sup>9</sup>) qui dépasse 10 GHz. Certaines applications visant la faible consommation ou le faible bruit de phase exigent des inducteurs avec un facteur de qualité élevé ( $Q > 40$ ). Les structures conventionnelles de 2D ne sont pas satisfaisantes en terme de  $Q$  et de SRF. Les paramètres des inductances peuvent être améliorés à l'aide de la fabrication avancée (structures 3D obtenues par le micro-usinage en volume) et en utilisant des matériaux et techniques non standardisés (or, cuivre, aluminium en couches épaisses de 3 à 5  $\mu\text{m}$ , substrats en silicium d'une résistivité élevée, couches épaisses de passivation au-dessous de l'inducteur, ...).

Différentes formes d'un inducteur planaire (en 2D) sont montrées dans la Figure 2.12. Pour le calcul de l'inductance totale, nous devons connaître la valeur de l'inductance propre  $L_0$  et de l'inductance mutuelle  $M$ . L'inductance totale est égale à la somme des deux inductances mentionnées [18] :

$$L_{totale} = L_0 + \sum M \quad (2.13)$$



**Figure 2.12** Différentes formes de l'inducteur planaire : (a) zigzag, (b) boucle, (c) spirale circulaire, (d) spirale carrée, (e) spirale symétrique, (f) spirale polygonale [18].

Par exemple, l'inductance d'une période de l'inducteur en forme zigzag montré dans la Figure 2.12 (a), est égale à :

$$L_{spire} = L_a + L_b + L_c + L_d + \sum M \quad (2.14)$$

<sup>9</sup> Self - Resonance Frequency

Si on néglige les inductances mutuelles  $M$ , l'inductance définie par l'équation (2.14) devient [18] :

$$L = \sum_{a \rightarrow d} 2 \left[ \ln \left( \frac{l_i}{w+t} \right) + 0,22 \left( \frac{w+t}{l_i} \right) + 1,19 \right] \quad (2.15)$$

où  $w$ ,  $t$  et  $l_i$  qui sont respectivement la largeur, l'épaisseur et la longueur d'une ligne droite.

Un autre exemple, l'inductance de l'inducteur en forme de boucle montrée dans la Figure 2.12 (b) est égale à [18] :

$$L = 4\pi.a \left[ \ln \left( \frac{8\pi.a}{w} \right) - 2 \right] \quad (2.16)$$

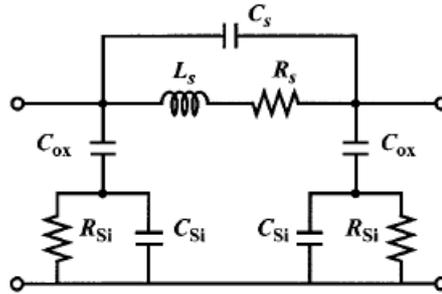
où  $a$  est le rayon de la boucle.

L'inductance de l'inducteur spirale montré dans la Figure 2.12 (c) est égale à [18] :

$$L = \frac{394a^2 N^2}{8a + 11c} \quad (2.17)$$

où  $a = (d_0 + d_i)/4$ ,  $c = (d_0 - d_i)/2$  et  $N$  est le nombre de tours.

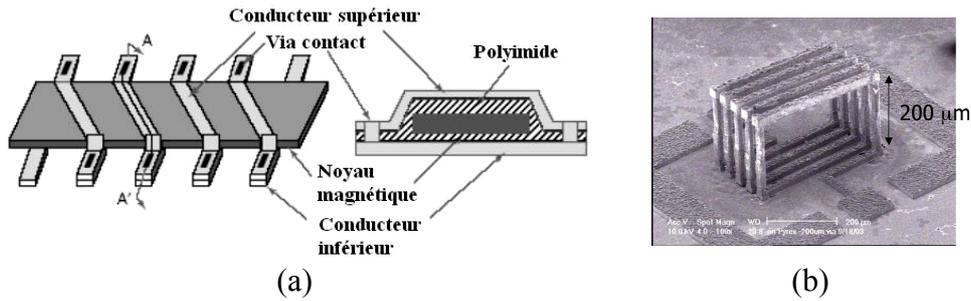
Les calculs de l'inductance pour les formes montrées dans la Figure 2.12 (d), la Figure 2.12 (e) et la Figure 2.12 (f) sont plus complexes. Nous pouvons, par exemple, utiliser le modèle de la Figure 2.13 pour calculer l'inductance d'un tour de l'inducteur en forme de spirale carrée montrée dans la Figure 2.12 (d). Dans ce modèle simplifié de l'inducteur, les éléments  $R_S$ ,  $L_S$  et  $C_S$  sont respectivement la résistance, l'inductance et la capacité ;  $C_{ox}$  est la capacité de la couche d'oxyde ; et  $R_{Si}$ ,  $C_{Si}$  sont la résistance et la capacité de substrat en silicium [41], respectivement.



**Figure 2.13** Modèle de circuit électrique équivalent simplifié d'un tour d'inducteur spirale carré [41].

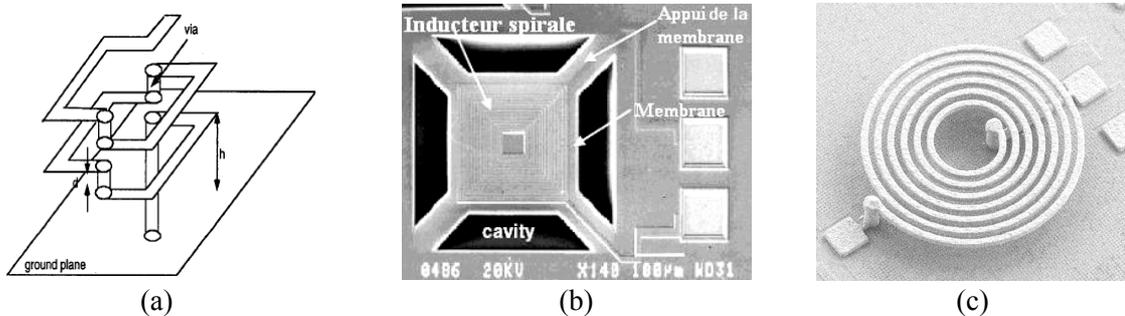
Ce modèle met en évidence l'importance du choix de matériau du substrat pour un inducteur. Johnson *et al.* [42] ont montré dans leur expérience que la fabrication d'un inducteur sur le substrat SoS (Silicium-on-Sapphire) est plus intéressante en terme de fréquence de résonance et de facteur de qualité. Koutsoyannopoulos [43] et Long *et al.* [41] ont documenté des étapes de base de la conception et la fabrication d'un inducteur MEMS.

Le développement des techniques de micro-usinage en volume et en surface a permis la fabrication des inducteurs en 3D avec ou sans le noyau [44], voir la Figure 2.14 (a), ainsi que des inducteurs verticaux avec le but d'augmenter le facteur de qualité  $Q$  [18], voir la Figure 2.14 (b). La forme verticale aide à éliminer la perte résistive dans le substrat et à découper la capacité de substrat.



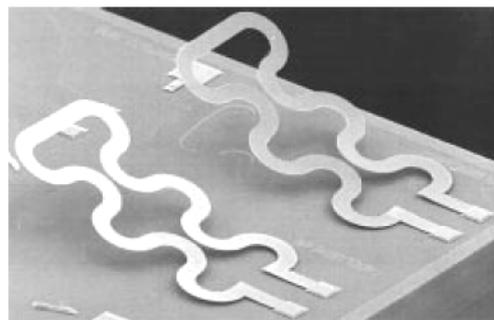
**Figure 2.14** Structure 3D d'un inducteur : (a) inducteur avec noyau, (b) inducteur vertical [18].

D'autres formes d'inducteurs ont été proposées par différents auteurs. La Figure 2.15 (a) montre une structure d'inducteur multicouches fabriquée par technologie MCM-C (Multi-layer Ceramic-based Multi-Chip-Module) [45]. C'est un inducteur hélicoïdal composé de plusieurs spires. Il occupe environ 50 % de la surface d'un inducteur en forme spirale plane, son facteur de qualité est plus élevé. La Figure 2.15 (b) et la Figure 2.15 (c) montrent un inducteur spiral suspendu [46] conçu avec le but d'éviter la limitation par la capacité élevée et la perte du substrat.



**Figure 2.15** Structure d'inducteur : (a) spiral multicouches [45], (b) spiral suspendu [46] et (c) circulaire suspendu.

D'autres projets de recherche ont visé un inducteur variable par l'effet de la force thermique [47]. L'inducteur montré dans la Figure 2.16 consiste en deux boucles dont l'inclinaison peut être contrôlé par l'effet thermique. Le mouvement différentiel entre les deux boucles provoqué par la différence en température cause la variation de l'inductance. Ces inducteurs ne sont pas en contact avec le substrat afin de minimiser les pertes parasites. Abidine [48] a présenté un inducteur composé de deux boucles, une fixée au substrat et l'autre suspendue. L'inducteur est formé de deux couches de coefficients d'expansion thermiques différents. La boucle intérieure se déplace vers le bas. Le changement de l'angle entre les deux inducteurs aboutit à un changement de l'inductance mutuelle.



**Figure 2.16** Structure d'inducteur variable par l'effet thermique [47].

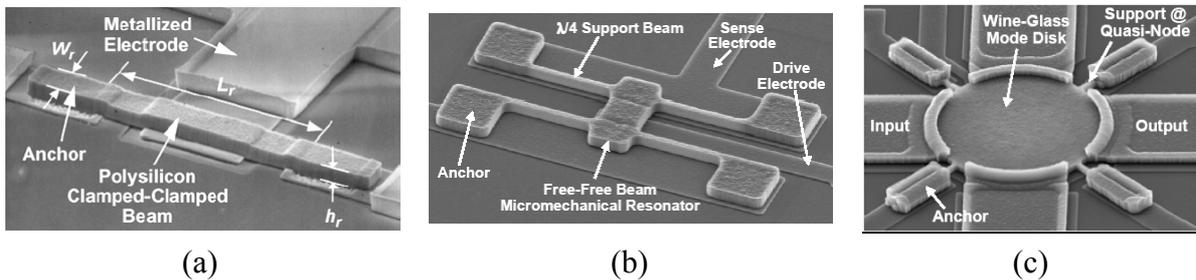
## 2.5 Résonateurs

Les résonateurs trouvent des nombreuses applications dans des architectures des émetteurs et des récepteurs. Ce sont par exemple des éléments de contrôle en fréquence dans des oscillateurs de référence et des composants pour concevoir des filtres. Basé sur leur principe de fonctionnement, des résonateurs peuvent être classifiés comme [49] :

- Résonateurs avec des ondes électromagnétiques (EM).
- Résonateurs électromécaniques ou avec des ondes acoustiques.

Nous pouvons identifier plusieurs structures de résonateurs répandues dans des applications mobiles et des téléphones sans fils. Les plus simples structures utilisent un pont fixé sur les deux côtés (pont C-C) et un pont libre sur les deux côtés (pont F-F). Les réalisations correspondantes sont montrées dans la Figure 2.17 (a) et la Figure 2.17 (b). Les pertes liées à ce type de structures limitent le facteur de qualité  $Q$  ainsi que la gamme de fréquence.

Une autre structure a été proposée afin d'atteindre des gammes de fréquence plus élevées et meilleur facteur de qualité. Cette structure est représentée par le résonateur en forme de disque montré dans la Figure 2.17 (c). Le disque a quatre points d'ancrage, aucun d'eux dans son centre. Le mode de vibration de ce résonateur implique la dilatation aussi bien que la rotation, ce qui permet supprimer des pertes d'énergie causées par les ancrages de la structure. Ces résonateurs ont un facteur de qualité  $Q$  très élevé [50]. De plus, une raideur élevée de ces structures les rend moins sensibles aux pertes d'énergie créées par le gaz environnant.

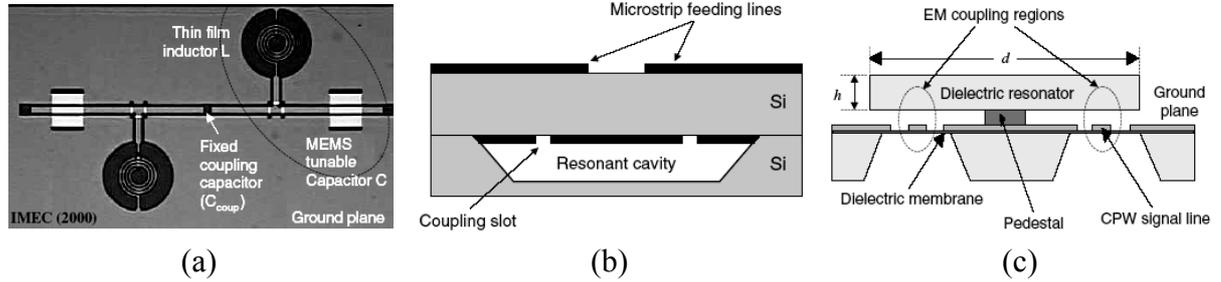


**Figure 2.17** Résonateur à faible facteur de qualité en forme de : (a) pont fixé de deux côtés ; (b) pont libéré sur les deux côtés et (c) résonateur de facteur de qualité élevé en type de disque [50].

Plusieurs types des résonateurs électromagnétiques peuvent être décrits [49] :

- **Résonateurs type-LC** : ces résonateurs utilisent l'inducteur  $L$  et la capacité  $C$  comme deux composants principaux, voir la Figure 2.18 (a). Ces composants sont fabriqués par les techniques de micro-usinage en volume et en surface.
- **Résonateurs à cavité** : ils comprennent des lignes micro-bandes à l'entrée et à la sortie et des cavités sur les différentes couches diélectriques, voir la Figure 2.18 (b) [51]. Le couplage entre les cavités et les lignes micro-bandes est contrôlé par la taille, la position et l'orientation des fentes de couplage correspondant. Ces résonateurs fonctionnent dans la gamme des fréquences 10 GHz – 35 GHz (peut-être jusqu'à 95 GHz).
- **Résonateurs diélectriques** : Un inconvénient d'un résonateur à cavité rempli par l'air est sa taille plutôt grande (comparable à la longueur d'onde). Il est préférable d'utiliser un matériau diélectrique de permittivité relative élevée  $\epsilon_r$ , voir la Figure 2.18 (c). Cette structure considère un couplage entre le diélectrique et deux lignes micro-coplanaires

de transmission (CPWs). Dans ce cas, la longueur d'onde et les dimensions de la cavité sont réduites par un facteur égal à  $\sqrt{\epsilon_r}$  [52].



**Figure 2.18** Résonateur : (a) type-LC ; (b) à cavité et (c) de diélectrique [49].

Nous allons décrire, dans les paragraphes suivants, quelques exemples des résonateurs électromécaniques. Les résonateurs à base d'ondes acoustiques : les BAW<sup>10</sup> (résonateurs à ondes acoustiques de volume) et les SAW<sup>11</sup> (résonateurs à ondes acoustiques de surface) sont présentés dans la Section 2.6.3.

Parmi les dispositifs les plus simples se trouvent les résonateurs de type pont fixe sur les deux côtés (clamped-clamped : C-C) et de type pont libre sur les deux côtés (free-free : F-F), la Figure 2.17 (a) et la Figure 2.17 (b) ([53] et [50]). Ces deux structures à base du pont sont utilisées dans des applications de communication dans la gamme de fréquences qui ne dépassent pas de 100 MHz et qu'ils exigent un facteur de qualité  $Q$  faible. Pour exciter le pont de type C-C, montré sur la Figure 2.19 (a), une tension continue de valeur  $V_P$  est appliquée en même temps avec une tension variable de valeur  $V_i$  sur le résonateur [54]. Ces deux tensions appliquées au résonateur génèrent des vibrations mécaniques du pont qui atteignent leurs maximums si la fréquence du signal  $V_i$  correspond à la fréquence de résonance  $f_0$  du pont. Cette fréquence peut être calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}} = 1,03\kappa \frac{h}{L_r^2} \sqrt{\frac{E}{\rho} \left[ 1 - \left( \frac{k_e}{k_m} \right) \right]} \quad (2.18)$$

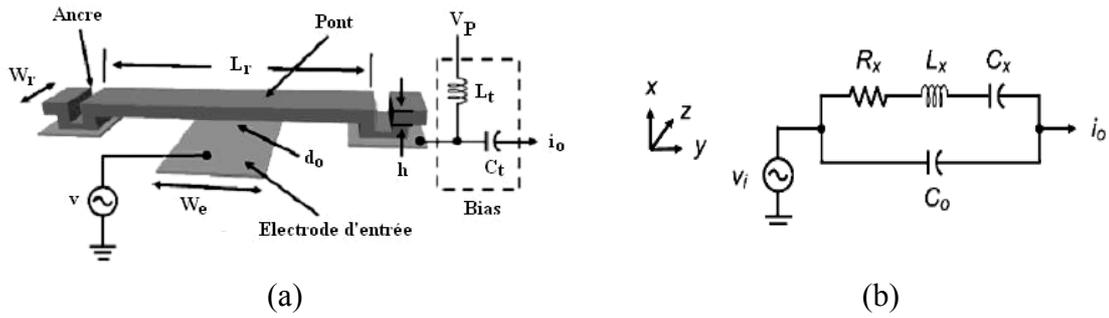
où  $E$  et  $\rho$  sont le module de Young du matériau du pont et sa densité ;  $h$  et  $L_r$  sont respectivement l'épaisseur et la longueur du pont ;  $m_r$  est la masse,  $\kappa$  est le coefficient lié à la charge critique à partir de laquelle il y a risque de rupture par flambage [55]. Ce coefficient est typiquement égal à 0,9 ;  $k_m$  et  $k_e$  sont la constante de ressort mécanique et électrique. La constante de ressort électrique,  $k_e$ , qui dépend de la capacité de la zone superposée et de la hauteur du pont, est calculée par l'équation suivante [56] :

$$k_e = V_P^2 \frac{C}{d^2} = V_P^2 \frac{\epsilon_0 A}{d^3} \quad (2.19)$$

Le modèle électrique équivalent à la structure du résonateur de la Figure 2.19 (a) est montré dans la Figure 2.19 (b).

<sup>10</sup> Bulk Acoustic Wave

<sup>11</sup> Surface Acoustic Wave



**Figure 2.19** Résonateur : (a) de type pont C-C et (b) son circuit électrique équivalent [54].

Dans ce modèle,  $R_x$  est la résistance de mobilité en série,  $L_x$  est équivalente à la masse mobile et  $C_x$  est équivalente à la constante élastique du pont. Les éléments du modèle peuvent être calculés à l'aide des équations suivantes :

$$R_x = \frac{\sqrt{k_r m_r}}{Q \eta^2} \tag{2.20}$$

$$L_x = \frac{m_r}{\eta^2} \tag{2.21}$$

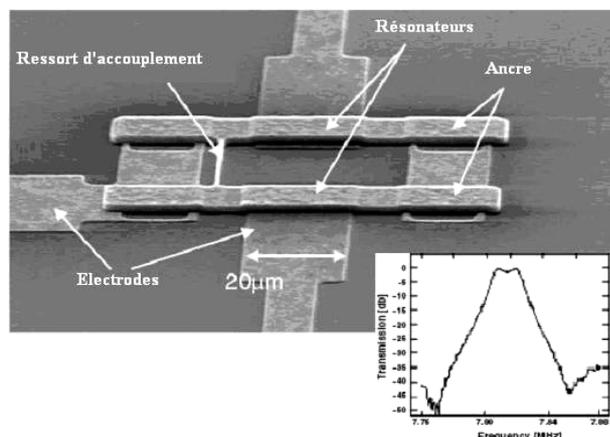
$$C_x = \frac{\eta^2}{k_r} \tag{2.22}$$

$$\eta = V_p \left| \frac{\partial C}{\partial x} \right| \cong V_p \frac{\epsilon_0 A_0}{d_0^2} \tag{2.23}$$

où  $A_0$  est la surface d'électrodes en regard,  $d_0$  est la distance entre le pont et l'électrode.

Parmi des paramètres décrivant la qualité de résonateur se trouvent [57] : le facteur de qualité  $Q$ , la fréquence de résonance, la résistance de mobilité en série et la tenue en puissance RF. En général, ces paramètres dépendent fortement de la géométrie du résonateur, des signaux de polarisation et du niveau d'excitation.

Un couplage de deux ou plusieurs résonateurs peut être utilisé afin d'augmenter la puissance transmise. Le couplage des résonateurs peut être fait du côté électrique ou mécanique. Un exemple de deux résonateurs avec la structure du pont C-C est montré dans la Figure 2.20 [49].



**Figure 2.20** Photo MEB et réponse en fréquence de deux résonateurs couplés [49].

## 2.6 Filtres

La disponibilité du micro-filtre à base de MEMS est intéressante pour des applications qui demandent la miniaturisation et l'intégration sur le même substrat. Le micro-filtre est constitué d'une série de résonateurs reliés dans un réseau. Le nombre de résonateurs utilisés correspond à l'ordre du filtre. Plus ce nombre est élevé, plus la sélectivité de fréquence pour le filtre est meilleure et la perte d'insertion réduite. Les micro-filtres destinés à la gamme de hautes fréquences se distinguent par des dimensions réduites. Les quatre types de filtres (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) peuvent être considérés pour une réalisation en MEMS.

La structure la plus répandue du micro-filtre est la structure du résonateur en peigne et la structure de résonateur de type pont. La structure du pont est utilisée pour les applications à hautes fréquences de résonance, contrairement à la structure en peigne qui est adaptée aux applications à basses fréquences de résonance à cause de la grande masse de la structure en peigne [18].

### 2.6.1 Filtre en peigne

Un certain nombre de structures résonnantes peuvent être reliées en série ou en parallèle afin d'obtenir meilleures caractéristiques du filtre. Dans le filtre en série, voir Figure 2.21 (a), un ressort carré sert de couplage entre les deux résonateurs. La largeur de bande  $BW$  du filtre dépend du rapport de la rigidité de couplage ( $k_{Sij}$ ) et de résonateur ( $k_r$ ) et elle est donnée par l'équation suivante :

$$BW = \frac{f_L}{k_{n_{ij}}} \frac{k_{S_{ij}}}{k_r} \quad (2.24)$$

où  $f_L$  est la fréquence centrale et  $k_{nij}$  est le coefficient de couplage normalisé.

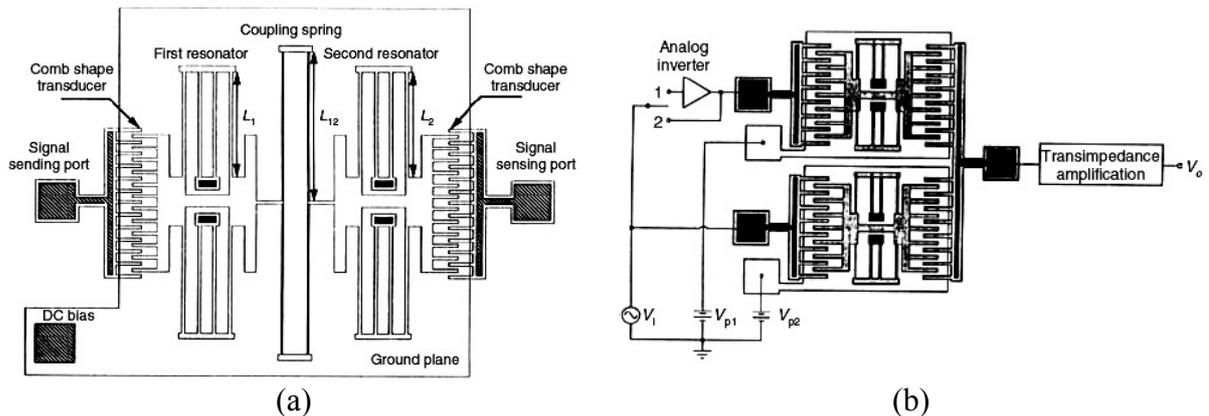


Figure 2.21 Filtre en peigne : (a) en série et (b) en parallèle [58].

Dans le filtre en parallèle, voir Figure 2.21 (b), les entrées et les sorties des résonateurs sont reliées en parallèle et, par conséquent, leurs courants de sortie sont ajoutés. Le résonateur en peigne en parallèle est modélisé par un circuit électrique équivalent comme le montre la Figure 2.22.

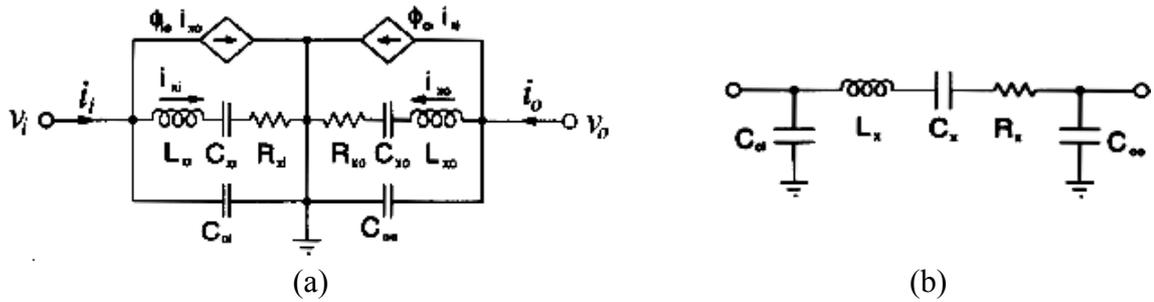


Figure 2.22 Résonateur : (a) des 2 portes et (b) son circuit équivalent [58].

Grâce au circuit électrique équivalent, nous pouvons modéliser un système composé de plusieurs résonateurs en peigne comme le montre la Figure 2.23.

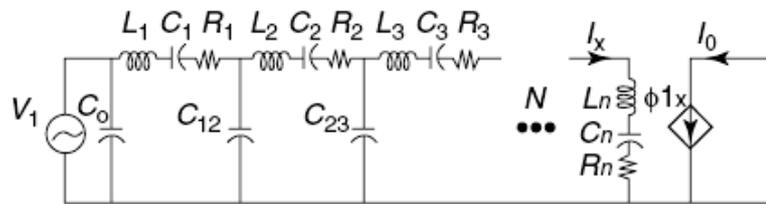


Figure 2.23 Circuit équivalent d'un filtre avec un réseau de résonateurs [59].

### 2.6.2 Filtre de type pont électrostatique

Un système de deux résonateurs de type pont C-C (voir la Section 2.5) est interconnecté par l'intermédiaire d'un ressort de couplage, montré dans la Figure 2.24.

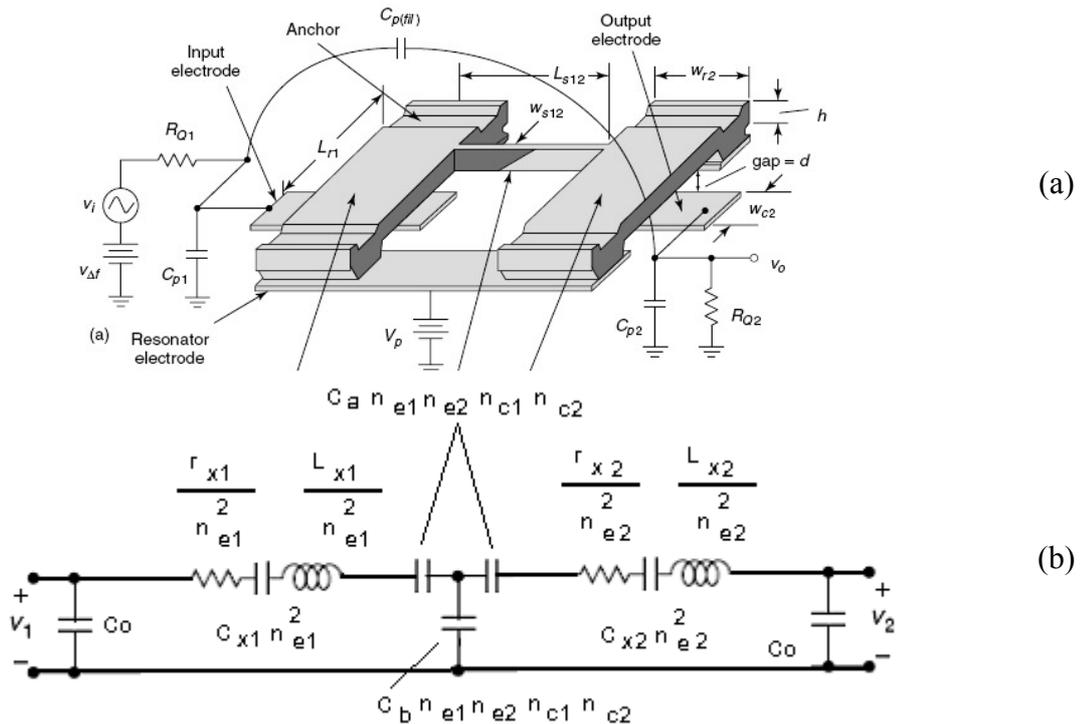


Figure 2.24 (a) Filtre à base de résonateurs de type pont [18] et (b) circuit électrique équivalent simplifié du filtre [55].

Si les deux ponts vibrent en phase, ils créent un filtre de basses fréquences. Mais s'ils vibrent en décalage de phase de  $180^\circ$ , ils fonctionnent comme un filtre de hautes fréquences [55].

Suivant la Figure 2.24,  $V_p$  est la tension d'actionnement et  $v_i$  est le signal alternatif. Quand la tension d'actionnement  $V_p$  est appliquée et si la fréquence du signal  $v_i$  est égale à la fréquence de résonance du filtre, les vibrations du pont seront maximales. La fréquence centrale du filtre est définie par la fréquence de résonance des résonateurs constitutifs, tandis que la largeur de bande,  $BW$ , est définie par les dimensions de ressort du couplage, la rigidité de ressort du couplage et la distance entre les résonateurs. La fréquence de résonance est calculée par l'équation (2.18).

Si la tension  $V_p$  est appliquée en continu, la consommation du filtre est nulle. Si plusieurs résonateurs sont couplés, un filtre de la largeur de bande  $BW$  plus importante et du facteur de qualité  $Q$  plus élevé est obtenu. Parmi les caractéristiques qui influencent le facteur de qualité  $Q$  de filtre, nous pouvons lister les suivantes [55] :

- Géométrie du pont
- Position du ressort de couplage
- Qualité de surface et caractéristiques des matériaux
- Tension  $V_p$

### 2.6.3 Filtres à base d'ondes acoustiques

L'industrie des télécommunications est un des plus grands consommateurs de filtres à base d'ondes acoustiques. Le besoin de cette industrie, qui peut être exprimé en plusieurs milliards de filtres par an, est le plus fort dans le domaine des téléphones mobiles et télécommunication [60]. Ce type de dispositifs se trouve également dans d'autres applications comme en automobile (capteurs de pression des pneus), des applications médicales (capteurs chimiques) et des applications industrielles (capteurs de vapeur, d'humidité, de température et de masse). Les dispositifs à base d'ondes acoustiques exploitent différentes formes d'ondes acoustiques de surface (SAW) ou de volume (BAW). Un grand nombre des variétés de ces ondes est décrit. A part des ondes définies dans des milieux infinis qui ont l'intérêt théorique, d'autres formes se trouvent dans des différentes applications. Citons par exemple : les ondes de flexion de plaques FPW<sup>12</sup>, les ondes de Love, les ondes de volume d'écrêtage SSBW<sup>13</sup> et les ondes de Lamb [60].

## 2.7 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre un aperçu des différents dispositifs MEMS RF. D'autres exemples de MEMS RF dans des applications plus complexes ne sont pas cités ici. Une description plus détaillée a été faite pour le cas des commutateurs et des interrupteurs car nous nous focaliserons sur ces dispositifs dans la suite de cette thèse. Cependant, ces différents dispositifs ont des réalisations et des spécifications souvent semblables. Ainsi, les techniques de test que nous développerons par la suite de cette thèse pour le cas des interrupteurs pourront aussi trouver leur application pour différents types de MEMS RF.

---

<sup>12</sup> Flexural Plate Wave

<sup>13</sup> Surface-Skimming Bulk Wave



# Chapitre 3

## Test de MEMS RF : état de l'art

### 3.1 Introduction

L'industrie des semi-conducteurs a actuellement atteint l'intégration de centaines de millions de transistors dans une seule puce. Dans le domaine des télécommunications, ces puces intègrent des blocs numériques, des blocs analogiques et mixtes, et des blocs RF. On connaît ce type de dispositif comme System-on-Chip (SoC). Alternativement, les techniques de SiP (System in Package) sont apparues ces dernières années. Ces techniques utilisent un substrat commun sur lequel sont fabriqués des composants microélectroniques et sur lequel on peut aussi rapporter des puces déjà fabriquées. Les SoCs et SiPs avec des capteurs et des actionneurs (ou MEMS<sup>14</sup>) embarqués deviennent aussi une réalité. Ceci mène aux microsystèmes capables de réagir dans des domaines d'énergie différents (mécanique, thermique, magnétique, chimique, biologique, etc.).

Cependant, la qualité et la fiabilité d'un SoC peuvent être dégradées par l'embarquement de composants MEMS. Des nombreux travaux de recherche sont en cours dans le domaine de la conception en vue du test et le test de production de MEMS. En général, on vise à réduire les coûts de test, en particulier le temps nécessaire. Le but du test est de discriminer entre les bons dispositifs qui respectent ses spécifications et les mauvais dispositifs qui ne sont pas fonctionnels (dispositifs défectueux).

En général, un dispositif est défectueux quand il ne respecte pas ses spécifications. Ceci peut être dû aux déviations des paramètres du procédé de fabrication ou à la présence de défauts de fabrication. Un défaut est une mauvaise construction au niveau d'une des parties du circuit. Ce défaut, et les mécanismes de défaillance qui lui sont associés, engendrent une défaillance ou une panne du circuit. La modélisation du comportement défectueux d'un circuit est appelée une faute. Dans les circuits et dispositifs analogiques (mixtes, RF, MEMS) nous distinguons deux grandes classes de fautes :

- Faute paramétrique : la variation d'un paramètre physique ou géométrique du dispositif sous test, qui cause la violation d'au moins une des spécifications de ce dispositif.

---

<sup>14</sup> Micro-ElectroMechanical System

- Faute catastrophique : variation brusque ou bien large d'un paramètre (par exemple, la rupture d'une partie suspendue après la fabrication ou pendant l'opération).

Afin d'établir une liste de fautes, il est nécessaire d'étudier les défauts qui les engendrent. Ainsi, la technologie de fabrication doit être prise en considération. A partir d'une liste de toutes les fautes possibles, nous pouvons commencer à chercher la technique de test capable de détecter ces fautes. Pendant la simulation des fautes, les fautes sont injectées au dispositif et les techniques de test sont vérifiées et évaluées.

Des déviations des paramètres de design sont acceptables tant que chaque paramètre de sortie ou performance varie dans son intervalle de tolérance (les spécifications). Si au moins une performance dévie au-delà de sa gamme de tolérance, le dispositif est hors-spécifications et ne devrait pas être lancé au marché. Des fautes paramétriques sont généralement modelées comme une variable aléatoire Gaussien avec une moyenne égal à la valeur nominale du paramètre et un écart-type qui exprime la tendance de dévier de la valeur nominale selon la loi de distribution. Donc, une technique idéale de test doit laisser passer tous les circuits sans fautes et dans les spécifications (bons dispositifs) et doit rejeter tous les dispositifs fautifs et hors-spécifications (mauvais dispositifs).

Le test des composants analogiques et mixtes est particulièrement difficile pour de multiples raisons :

- Génération de stimuli / analyse de la réponse dans le domaine analogique
- Manque de modèles des fautes
- Les modes de défaillance sont nombreux et difficilement modélisables
- Prise en compte des tolérances et les bruits du circuit

Nous rencontrons toutes ces difficultés dans le cas des MEMS aussi. En outre, la modélisation des fautes est encore plus compliquée à cause de la diversité de défauts, et par le fait qu'on doit considérer divers domaines d'énergie qui sont couplés entre eux.

En général, selon les étapes de fabrication, un dispositif doit passer différents types de tests :

- Test de validation (après la conception, simulation)
- Test de caractérisation (avec les premiers échantillons ou prototypes)
- Test de plaquette (wafer)
- Test après encapsulation (packaging)
- Test après intégrer les dispositifs dans le système (test du système avant d'être lancé au marché)
- Test pendant l'opération (en-ligne ou hors-ligne)

Le test de validation est exécuté après conception du dispositif pour vérifier et régler le design et définir les spécifications exigées. Cette étape inclut aussi la modélisation des fautes afin de construire une liste de fautes pour la simulation des comportements défaillants. Ensuite, le test de caractérisation est exécuté avec les premiers échantillons réels. On analyse et diagnostique les dispositifs défaillants. Pour les MEMS, ce test cherche fréquemment des propriétés des matériaux hors-spécifications. Si en général les premiers échantillons ne satisfont pas les spécifications, on doit refaire la conception. Une fois le test de caractérisation est réussi, on pourra passer à la production. D'abord, le test est effectué au niveau plaquettes pendant la fabrication. Ceci permet d'éviter l'encapsulation des puces défectueuses, permettant ainsi la diminution des coûts de production. Dans le cas des MEMS, le test de plaquettes est difficile à

réaliser car les points mesurés sont d'accès difficile et incluent des parties mobiles. Par la suite, pour éviter les influences de l'environnement et les heurts, les puces sont encapsulées. Encore une fois, avant le lancement sur le marché commercial, les dispositifs sont testés. Finalement, pendant l'opération, il est possible d'effectuer des tests dans la puce. En particulier, l'auto test intégré (BIST<sup>15</sup>). On distingue différentes possibilités de test d'un dispositif dans son application finale :

- Test concurrent : test quand le dispositif fonctionne normalement.
- Test non-concurrent : test quand l'opération du dispositif est suspendue.
- Test semi-concurrent : test pendant les temps morts de l'opération du dispositif.

## 3.2 Types de tests selon les vecteurs appliqués

### 3.2.1 Test fonctionnel

Le but du test fonctionnel est de vérifier toutes les spécifications décrites dans le cahier de charges du dispositif. Lors du test, on applique des vecteurs de test sur les entrées qui permettent d'obtenir les performances du dispositif en examinant les réponses sur les sorties. Si une des performances est en dehors de ses spécifications, le dispositif est défaillant (voir Figure 3.1). Pour les circuits analogiques et mixtes, le test fonctionnel est le plus favorisé parce qu'il est difficile d'avoir des modèles de fautes adéquats et des outils de simulation de fautes pour pouvoir traiter les fonctions analogiques les plus complexes. Pour les circuits numériques, il apparaît qu'il est pratiquement impossible de vérifier les fonctionnalités d'une puce. Par exemple, un circuit ayant  $n$  entrées peut avoir  $2^n$  combinaisons des vecteurs des tests. Pour cette raison, les tests structurels sont utilisés dans les circuits électroniques afin de diminuer la quantité de vecteurs de test.

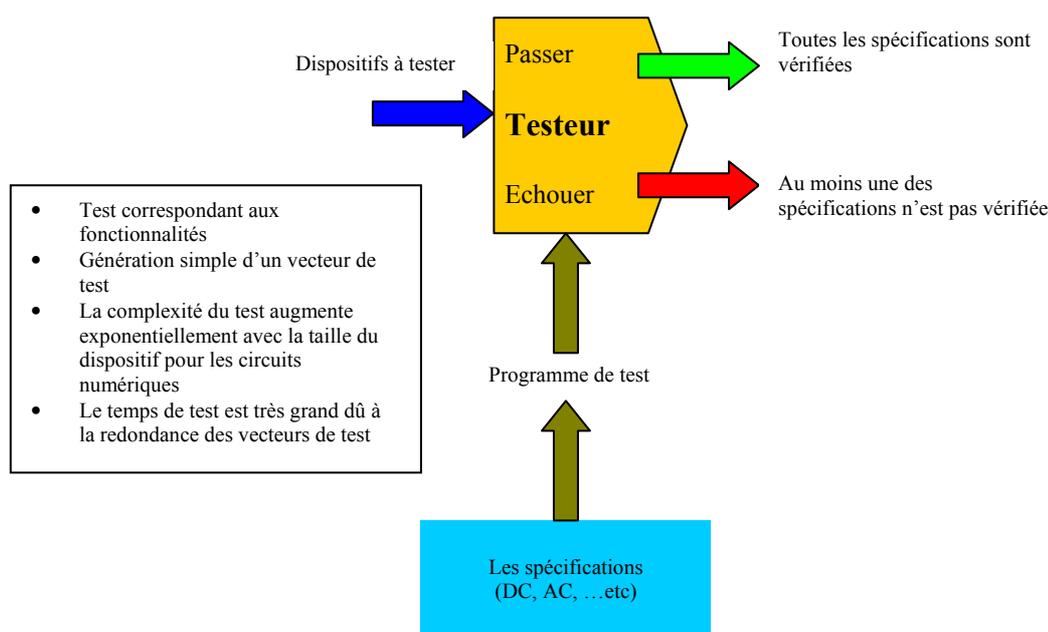


Figure 3.1 Principe de test fonctionnel [61].

<sup>15</sup> Built-In Self-Test

### 3.2.2 Test structurel

Le but du test structurel est de détecter si les dispositifs présentent des défauts. Ces défauts peuvent être originés lors de la fabrication ou lors de l'opération. Le test structurel a besoin d'une liste de fautes possibles afin de générer les vecteurs de test orientés à la détection de ces fautes (voir Figure 3.2). Ceci demande une connaissance détaillée des défauts et des mécanismes de panne afin de construire des modèles de fautes qui nous permettent de simuler les mauvais comportements du circuit. Donc, cette simulation sera utilisée pour générer l'ensemble de vecteurs de test nécessaires. Le test structurel est largement utilisé pour le test des circuits numériques. Généralement les tests structurels sont plus difficiles à générer que les tests fonctionnels, mais ils permettent d'utiliser un ensemble optimal de vecteurs de test. Ceci réduit efficacement le temps et le coût du test.

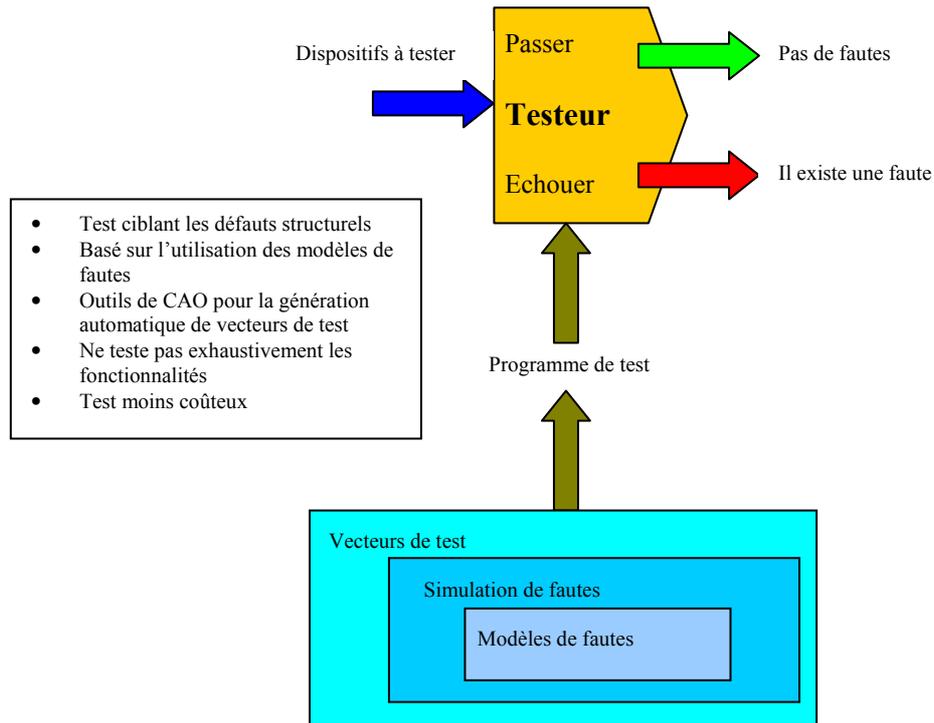


Figure 3.2 Principe de test structurel [61].

### 3.2.3 Test alternatif

Le but du test alternatif est de ne pas mesurer directement les performances du système ou des circuits analogiques, mixtes et RF. Dans ce cas, on essaiera de prédire les valeurs des performances à partir d'un ensemble réduit de mesures de test qui peuvent être réalisées à bas coût. Le test alternatif est basé sur le fait que les variations des performances dépendent des variations des paramètres physiques du circuit sous test qui génèrent à la fois des variations dans les mesures de test. Le test alternatif construit une corrélation non-linéaire entre un ensemble de mesures simples ou mesures indirectes et les performances définies dans le cahier des charges. Cette technique nécessite l'utilisation des méthodes de régression statistique (en particulier, la régression multiple non linéaire pour le cas des circuits RF). En général, on vise l'utilisation d'un seul vecteur de test analogique qui puisse permettre l'optimisation de la prédiction des performances à partir des mesures effectuées. L'utilisation du test alternatif peut ainsi remplacer efficacement la procédure standard de test de spécifications, en vérifiant les performances du circuit de façon implicite (voir Figure 3.3).

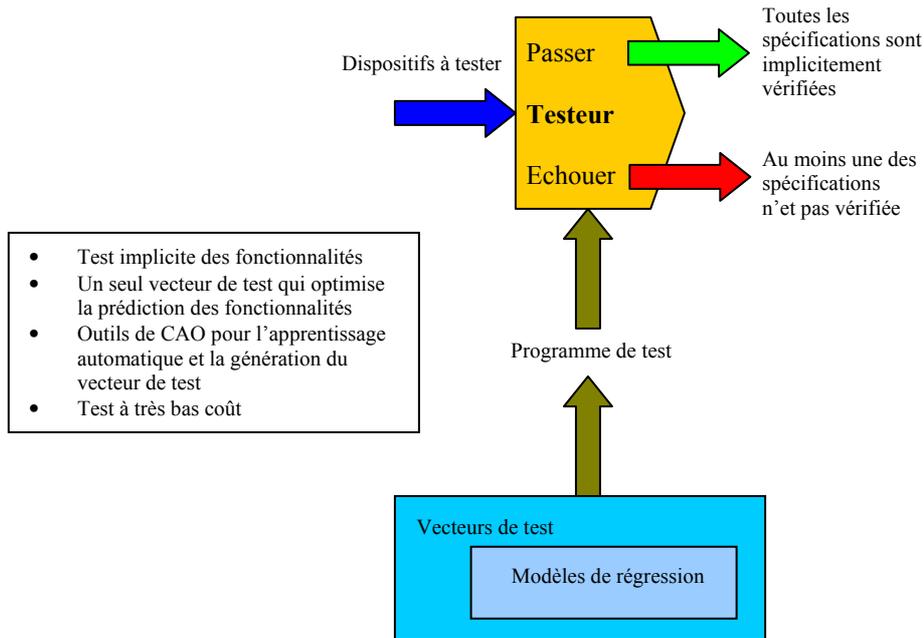


Figure 3.3 Principe de test alternatif.

### 3.3 Les métriques de test

La définition d'un bon ou mauvais dispositif est intimement liée avec le type de test considéré, fonctionnel ou structurel. Dans le domaine numérique, on voit généralement le test d'un point de vue structurel. Le dispositif est évalué vis-à-vis de la présence de fautes structurelles, plutôt que de la fonctionnalité attendue. La couverture de fautes est alors la métrique de test la plus importante :

$$F = \frac{\text{Le nombre de fautes qui sont détectées}}{\text{Le nombre total de fautes}}$$

Des fautes catastrophiques dans les circuits analogiques et RF peuvent être abordées d'une façon semblable. Cependant, pour les dispositifs analogiques, les fautes paramétriques sont une source très significative de comportement défectueux. Les fautes paramétriques peuvent être définies d'un point de vue structurel ou fonctionnel. D'une part, dans le cas structurel, on peut voir une faute paramétrique simple comme un paramètre d'entrée du dispositif qui a excédé sa gamme de tolérance. L'inconvénient de ce modèle de fautes est qu'une approche de test visant ces fautes peut aboutir à une perte de rendement inutile. C'est parce que l'approche de test doit garantir que les paramètres de sortie du dispositif sont dans sa gamme de tolérance, et non les paramètres d'entrée. D'autre part, dans le cas fonctionnel, une faute paramétrique est définie comme la déviation minimale d'un paramètre de design ou de fabrication qui occasionne la violation d'un paramètre de sortie ou performance. La probabilité d'une telle faute peut être calculée si on connaît la fonction de densité de probabilité (PDF) du paramètre d'entrée. Avec ces valeurs de probabilité, des métriques de test pour des fautes paramétriques simples peuvent être aisément calculées [62].

L'évaluation des métriques de test dans le cas de déviations paramétriques multiples est plus compliquée. Le dispositif est défaillant non comme résultat d'un défaut qui a engendré une faute catastrophique ou paramétrique, mais comme résultat des déviations du procédé de

fabrication. Dans ce cas, on ne peut pas utiliser aucun modèle de fautes pour représenter le comportement défaillant lors des déviations du procédé de fabrication. Ainsi, nous allons considérer par la suite que un dispositif fonctionnel est celui pour lequel toutes ses performances sont à l'intérieur de leur cahier des charges (spécifications). Et un dispositif défectueux est celui pour lequel une des ses spécifications est violé. Pour évaluer la qualité de test, nous pouvons utiliser les métriques de test suivantes [62], où  $\mathbf{P}$  indique une probabilité :

- Le rendement ( $Y$ ) qui exprime la proportion des dispositifs fonctionnels :  
 $Y = \mathbf{P}$  (dispositif soit fonctionnel).
- Le rendement de test ( $Y_T$ ) qui exprime la proportion des dispositifs qui passent le test :  
 $Y_T = \mathbf{P}$  (dispositif passe le test).
- La couverture de rendement ( $Y_C$ ) (respectivement la perte de rendement ( $Y_L$ )) qui exprime la proportion des dispositifs qui passent (respectivement qui échouent) le test parmi les dispositifs fonctionnels :  
 $Y_C = \mathbf{P}$  (dispositif passe le test / il est fonctionnel),  
 $Y_L = \mathbf{P}$  (dispositif échoue au test / il est fonctionnel) =  $1 - Y_C$ .
- Taux de défauts ( $D$ ) qui exprime la proportion des dispositifs défaillants parmi ceux qui passent le test (appelé aussi fausse acceptation ( $FA$ ) ou erreur de type I) :  
 $D = \mathbf{P}$  (dispositif soit défaillant / il passe le test).
- Le faux rejet ( $FR$ ) qui exprime la proportion des dispositifs fonctionnels parmi ceux qui échouent le test (appelé aussi erreur de type II) :  
 $FR = \mathbf{P}$  (dispositif fonctionnel / il échoue le test).
- La couverture de fautes ( $F$ ) qui exprime la proportion des dispositifs qui échouent le test parmi les dispositifs défaillants :  
 $F = \mathbf{P}$  (dispositif échoue au test / il est défaillant).

Les métriques de test peuvent aussi être calculées théoriquement dans le cas des dispositifs soumis à des déviations du procédé de fabrication. Supposons que nous avons  $n$  performances et  $m$  critères de test.  $A = (A_1, A_2, \dots, A_n)$  est l'ensemble de spécifications des performances et  $B = (B_1, B_2, \dots, B_m)$  est l'ensemble des limites de test (les intervalles des valeurs acceptés pour les mesures de test). Nous donnons par la suite quelques exemples des métriques de test qui peuvent être calculées pour le cas d'une population de dispositifs soumis à des déviations du procédé de fabrication :

$$Y = \int_A f_S(s) ds \quad (3.1)$$

$$Y_T = \int_B f_T(t) dt \quad (3.2)$$

$$Y_C = \frac{\int \int_{A B} f_{ST}(s, t) . ds . dt}{Y} \quad (3.3)$$

$$D = 1 - \frac{\int \int_{A B} f_{ST}(s, t) . ds . dt}{Y_T} \quad (3.4)$$

où  $f_S(s) = f_S(s_1, s_2, \dots, s_n)$  est la densité de probabilité conjointe des performances,  $f_T(t) = f_T(t_1, t_2, \dots, t_m)$  est la densité de probabilité conjointe des critères de test, et  $f_{ST}(s, t) = f_{ST}(s_1, s_2, \dots, s_n, t_1, t_2, \dots, t_m)$  est la densité de probabilité conjointe des performances et des mesures de test.

Le calcul des métriques de test dans le cas des déviations du procédé de fabrication nécessite l'estimation de densités de probabilité des performances et des mesures de test à partir d'un échantillon du dispositif qui peut être généré par une simulation statistique (Monte Carlo) ou obtenu lors d'un test de production [62].

### 3.4 Résumé des défauts et des mécanismes des défaillances pour les MEMS

Les microsystèmes travaillent dans des domaines d'énergie différents avec des nouveaux défauts et mécanismes des défaillances. Un mauvais fonctionnement du microsystème peut être causé par des défauts dans le processus de fabrication et par des mécanismes des défaillances lors de l'opération. Des nouveaux défauts doivent être considérés car des nouvelles étapes existent dans le procédé de fabrication, par exemple le micro-usinage de parties suspendues. En outre, les microsystèmes travaillent dans des domaines d'énergie différents ce qui va aussi créer des nouveaux défauts et mécanismes de défaillance.

#### 3.4.1 Défauts de fabrication

Des nombreux travaux existent dans la littérature sur des défauts de fabrication de MEMS, aussi bien dans le cas du micro-usinage en volume que en surface. Voir, par exemple, [62-64].

Pour le micro-usinage en volume, la plupart des défauts de fabrication sont liés aux parties suspendues. Par exemple, ces défauts sont dus à des restes d'oxyde qui empêchent la gravure, à un temps de gravure insuffisant, à une gravure trop lente due à une solution de gravure inadéquate, etc. Ces défauts donnent typiquement des fautes catastrophiques. Autres défauts qui sont causées par le procédé de fabrication sont la fêlure de parties suspendues, la dislocation, or le stress résiduel.

Pour le micro-usinage en surface, les défauts de collage (« stiction ») sont typiques. Le collage arrive quand des forces d'adhésion de surface sont plus grandes que la force de reconstitution mécanique de la microstructure [65]. On peut distinguer le collage causé par la fabrication de celui causé par l'opération. Le premier type de collage arrive quand on enlève le dispositif du liquide de gravure. Les parties mobiles ou les parties suspendues restent collées en raison de la force capillaire qui est affectée par l'humidité et la contamination de surface. Le deuxième type du collage arrive comme résultat d'une force électrostatique : la partie suspendue reste collée au substrat même après que la tension appliquée est disparue.

Des défauts sur les microsystèmes surviennent aussi lors de l'encapsulation du dispositif, par exemple à cause des stress mécaniques ou thermiques.

#### 3.4.2 Mécanismes de défaillance et défauts en opération

Les défauts en opération peuvent survenir dans des différents domaines d'énergie. Exemples de ces mécanismes de défaillances incluent :

- **Mécanique** : la *fatigue* est créée par des mouvements répétés de la microstructure qui déclenchent le mouvement de dislocations et la diffusion d'atomes jusqu'à provoquer une micro-fracture [66]. Ceci dépend du temps, le matériau, la taille de grain, la température et les conditions de stress. La *friction* arrive quand deux surfaces sont en contact. Le contact répété provoque des aspérités qui augmentent le stress. L'*usure* est

la perte de matériau par le frottement. L'*adhésion* entre des couches dépend fortement de leur compatibilité chimique et mécanique. La *délamination* de ces couches peut arriver lors de la fabrication ou l'opération [67]. Des *particules* peuvent totalement bloquer le mouvement du dispositif. Ces particules peuvent apparaître lors du processus de fabrication ou par l'usure du matériau [65]. Elles peuvent provenir de l'environnement quand le dispositif n'est pas encapsulé. Des *chocs* et des *vibrations* peuvent causer la fracture de parties mobiles.

- **Thermique** : le mauvais *appariement de coefficients thermiques* de différents matériaux qui composent un MEMS peuvent donner lieu à des déformations de la structure sous des stress thermiques. Les surcharges thermiques peuvent occasionner la *fonte de matériaux* et aussi un *changement de résistivité*.
- **Electrique** : la *surcharge* électrique peut occasionner le collage ou la fracture d'une partie suspendue. En particulier, l'*ESD*<sup>16</sup> arrive quand il y a un transfert soudain de charge entre le dispositif de MEMS et l'homme ou un équipement [68], [69] ce qui provoque une rupture du diélectrique.
- **Radiant** : en présence de *radiation*, des couches diélectriques peuvent prendre au piège des charges et créer un champ électrique permanent. Ce champ peut changer les caractéristiques de fonctionnement d'un dispositif. Une haute radiation peut mener à la fracture en créant le désordre massif dans le cristal et la dégradation de performances [67].
- **Chimique** : l'*humidité* change des propriétés de surface et mène à la force de collage forte entre les surfaces particulièrement dans les structures MEMS. L'humidité peut aussi aider à réduire l'usure.

### 3.5 Défauts et mécanismes de défaillances pour les MEMS RF

Les MEMS RF ont des mécanismes de défaillance et des défauts qui leur sont propres, à cause des hautes fréquences des signaux et des voltages d'actuation souvent très importants.

Les recherches sur le test de MEMS RF ont ciblé principalement les interrupteurs. Nous avons vu dans le Chapitre 2 qu'il existe deux structures de base d'interrupteur MEMS RF : l'interrupteur de contact ohmique (métallique-métallique) et l'interrupteur capacitif. Dans le cas d'un interrupteur ohmique, la couche métallique du pont fait un contact direct avec la couche métallique de la ligne de transmission. Donc, la fiabilité d'un interrupteur ohmique dépend de la fiabilité du contact. Les mécanismes de défaillances majeurs pour les interrupteurs ohmiques sont la dégradation du contact et la contamination. Dans le cas d'un interrupteur capacitif, la fiabilité d'un interrupteur capacitif électrostatique tourne autour de la charge de diélectrique, car une haute tension est appliquée à l'interrupteur. Le mécanisme de défaillance observé est l'accumulation de charges dans le matériau diélectrique. L'excès d'accumulation de charges cause des intermittences dans la fonction de l'interrupteur capacitif [70]. Autres mécanismes des défaillances dans les deux cas sont le collage, la déformation des microstructures suspendues, ou l'électromigration [71] [72], voir Tableau 3.1.

---

<sup>16</sup> Electrostatic Discharge

	Interrupteur ohmique	Interrupteur capacitif
Mécanisme de défaillances	Dégradation de contact et la contamination	Charge du diélectrique
	Collage dû au soudage et dû à la force capillaire (humidité)	Collage dû à la force capillaire (humidité)
	Déformation des microstructures suspendues	Déformation des microstructures suspendues
	Electromigration	Electromigration

**Tableau 3.1** Mécanismes de défaillances des interrupteurs MEMS RF.

### 3.5.1 Dégradation et contamination du contact

La conception d'un interrupteur avec une petite surface de contact ou une petite force d'actionnement rend la dégradation de résistance très importante. La résistance d'un contact est affectée par la conception, le matériau, le procédé de fabrication, l'environnement, ou les cycles opérationnels. Il peut être difficile d'identifier l'origine d'une dégradation de la résistance d'un contact. Cependant, on peut identifier cette valeur de résistance avec des tests appropriés (voir Section 3.6.1). Quand des faibles forces sont appliquées, le contact est fait seulement aux aspérités locales ce qui augmente la résistance électrique. Si une force plus grande est appliquée, il y a une augmentation de la surface réelle du contact et une diminution de sa résistance [72].

Les étapes de gravure peuvent causer la contamination par particules, donnant lieu à des courts circuits et des circuits ouverts de l'interrupteur. Par exemple, le court circuit d'un interrupteur de type parallèle peut être occasionné par une particule qui connecte la ligne de transmission avec la masse. Ceci peut causer une dégradation des paramètres S (faute paramétrique) ou un faute catastrophique. Dans le procédé de lithographie, des particules contaminantes sur les couches de résine photosensible peuvent bloquer la lumière d'exposition et causer des défauts. Un micro-usinage défectueux peut empêcher la libération de la partie suspendue ce qui donne une faute de type circuit ouvert. Une rupture de la partie suspendue peut donner lieu à ce même type de fautes. Une déviation hors-spécifications de la résistivité du contact métallique après un certain nombre de cycles d'opération peut être attribuée à l'usure, le durcissement, des effets de peau non-conductrice et la contamination métallique. Le durcissement peut être réduit en diminuant la force de contact.

### 3.5.2 Charge du diélectrique

Pour les interrupteurs capacitifs, quand la charge accumulée est égale à la charge exigée pour actionner l'interrupteur, l'interrupteur se ferme. Pour éviter le court-circuit, un ou les deux électrodes peuvent être couverts par une couche diélectrique isolée. Lors de l'opération, après un nombre important de cycles, des charges résiduelles peuvent s'accumuler dans ces couches diélectriques et affecter le comportement, en particulier la tension d'actionnement de l'interrupteur électrostatique [73]. Ceci aboutisse à une faute catastrophique, provoquant une augmentation des pertes de retour (« return loss ») et d'insertion (« insertion loss »). Il y a plusieurs façons de diminuer l'accumulation de charges dans le diélectrique et améliorer la longévité de l'interrupteur capacitif [70] :

- réduire la tension d'actuation,

- utiliser des designs de la capacité permettant un compromis optimal entre le rapport de capacités et la durée de vie (typiquement en optimisant le coefficient diélectrique).
- développer des nouveaux matériaux (par exemple, pour les électrodes).

### 3.5.3 Collage

Un mécanisme de défaillance très bien connu dans les interrupteurs MEMS RF est le collage. Pour les deux types d'interrupteurs, quand ils sont exposés à une haute condition d'humidité, des forces capillaires apparaissent à cause de la condensation [74], [75]. Si les forces de reconstitution de l'interrupteur ne sont pas assez grandes pour tirer le pont ou la poutre en haut après que la tension d'actuation ait été enlevée, le dispositif échoue reste collé en raison des forces capillaires. La probabilité de collage de l'interrupteur augmente quand la force de reconstitution du pont diminue et quand l'aspérité du contact diminue [71] [72]. L'aspérité d'un interrupteur peut facilement être mesurée utilisant la microscopie de force atomique (AFM).

L'humidité a un grand effet sur les forces capillaires, en fonction des dimensions du contact. Les interrupteurs capacitifs ont typiquement de grandes surfaces de contact pour avoir une capacité adéquate. Ceci les rend plus sensibles au collage qui est fortement dépendant de l'humidité. Pour les interrupteurs ohmiques, les surfaces de contact sont typiquement petites, et ils sont donc moins sensibles aux effets de l'humidité et le collage [76]. L'humidité cause aussi le changement de la permittivité de la couche diélectrique ce qui affecte la tension d'actionnement (pull-in) et la tension de décollage. Les recherches de Reid [77] ont montré que ces effets apparaissent après quelques milliards de cycles.

Une autre cause de collage dans les interrupteurs MEMS RF est la charge du diélectrique mentionnée ci-dessus. Puisque la tension d'actuation exigée est en général haute, typiquement de 10 à 30 V ou plus, un champ électrique très important est présent au niveau du diélectrique quand le pont (ou la poutre) est fléchi. Des charges piégées dans le diélectrique affectent directement le comportement de l'interrupteur capacitif [71] [72].

Finalement, les tests à chaud (« hot-switching ») vérifient le comportement de l'interrupteur sous des conditions de fonctionnement réelles, avec le courant RF traversant le dispositif. Ceci peut causer un collage (court circuit) permanent si le courant soude l'interrupteur à la ligne de signal. Ces défaillances de soudage ont tendance à arriver si l'amplitude du signal RF est trop grande.

### 3.5.4 Déformation plastique et fatigue des microstructures suspendues

Pour la microstructure suspendue, la déformation plastique et la fatigue mécanique sont deux mécanismes de défaillance typiques. La déformation plastique est une déformation dépendante du temps, dans laquelle la tension mécanique (« strain ») varie avec le temps sous un stress constant. Cette déformation est dépendante du matériau, la température et le stress initial. Les métaux (e.g. Al, Au) subissent des déformations plastiques, tandis que le silicium et le polysilicium non. La déformation plastique modifie la forme de la partie suspendue de l'interrupteur et donc ses paramètres mécaniques (par exemple : la constante de ressort) [66].

La fatigue mécanique est une défaillance qui limite la durée de vie des MEMS RF. Le stress des mouvements répétés mène au développement d'une fracture et crée une faute. On a montré que le développement d'une fracture peut être facilitée par la présence d'oxyde

(corrosion). Donc la fatigue mécanique est fortement sensible à l'humidité. Contrairement à la déformation plastique, le silicium cristallin et le polysilicium ne sont pas à la fatigue mécanique. Il est facile de soulager ce problème par la conception de la micro structure et le choix de matériau.

### **3.5.5 Electromigration**

La « migration matérielle » est un terme général pour le processus de transport matériel forcé dans des solides. Celui-ci inclut la migration matérielle causée par un champ électrique. Ce cas est souvent mentionné comme électromigration. L'électromigration est causée par une densité de courant excessif dans l'interconnect. La réduction de la taille des dispositifs aggrave ce problème [78].

L'électromigration peut arriver en particulier dans les interrupteurs à actionnement électromagnétique. En effet, la réduction de taille des dispositifs facilite l'évacuation de la chaleur dans des bobines planes nécessaires pour générer ce type d'actionnement. Cependant, il est nécessaire d'utiliser des courants importants sur les bobines qui peuvent créer des défauts par électromigration [79].

## **3.6 Test pour la caractérisation des interrupteurs MEMS RF**

La caractérisation complète d'un interrupteur MEMS RF a besoin de mesurer un certain nombre de performances ou paramètres que nous allons voir par la suite [80].

### **3.6.1 Résistance du contact**

La résistance du contact ohmique des interrupteurs MEMS RF est un paramètre critique qui inclut la résistance de la couche métallique et la résistance de la contamination sur cette région du contact. La résistance de contact peut varier pendant l'opération et après un temps d'utilisation. Elle augmente avec la présence de contamination. Cet effet est moins important quand on utilise des signaux plus puissants et/ou des fréquences plus hautes. En plus, les tests de la résistance du contact et de la perte de contact sont plus faciles sur un contact ohmique que sur un contact capacitif, car on utilise une puissance de signal et des fréquences plus hautes.

Les applications qui utilisent des signaux basse puissance peuvent être très sensibles au changement de la résistance. Donc, la partie du contact devrait être toujours bien propre. L'encapsulation hermétique est donc essentielle afin d'éviter de problèmes de contamination du contact.

### **3.6.2 Capacité électrique**

Pour un interrupteur capacitif, le rapport entre la capacité dans l'état ouvert (OFF) et l'état fermé (ON) est un paramètre important. Ce rapport est lié au rapport entre les tensions dans les états ouvert et fermé. La mesure de ces capacités est bien moins coûteuse que la mesure des performances RF. Les valeurs de capacité peuvent s'étendre d'environ 1–2 pF dans l'état fermé à environ 30 fF dans l'état ouvert. La mesure de la capacité demande un temps plus

long. Cependant, il ne faut pas appliquer une tension d'actionnement avec un cycle plus bas que 10 Hz, car l'application de la tension d'actionnement pendant un temps trop long peut causer la défaillance du dispositif.

### 3.6.3 Vitesse d'interruption

La vitesse d'interruption caractérise le temps nécessaire pour que l'interrupteur change d'état après un changement de la tension d'actionnement. Ce test est très typique dans les études de fiabilité. Il s'agit d'une mesure simple qui peut donner des informations significatives sur les paramètres mécaniques du dispositif. Les mesures de la vitesse d'interruption peuvent aussi être utilisées pour évaluer la variation involontaire d'un certain paramètre, comme le stress métallique. Dans le cas de composants non-hermétiques, ce test doit être réalisé dans une chambre à vide au-dessous de 1 Torr pour réduire le coefficient d'amortissement à peu près à zéro.

La mesure de la vitesse d'interruption en fonction de la tension est plus compliquée pour les dispositifs diélectriques, car la charge est un effet qui fait changer la tension d'actionnement. Ce test est intrinsèquement une mesure à chaud (« hot-switching ») et il peut endommager les dispositifs de contact ohmique. Clairement, des défaillances lors de ceux tests d'interruption à chaud peuvent être limités en utilisant la puissance RF la plus basse possible.

### 3.6.4 Fréquence de résonance, chocs et vibration

Le test de la fréquence de résonance est une estimation du rapport entre la constante de ressort mécanique et la masse efficace. La fréquence de résonance peut être mesurée en balayant la fréquence du signal d'actionnement dans l'état ouvert. On fournit un signal RF à l'entrée du dispositif et on mesure un signal détectable à la sortie. Il y aura naturellement des petits signaux qui peuvent être détectés à la sortie du dispositif dans l'état ouvert mais ça dépend de l'isolation. Sous la résonance, l'isolation diminuera et un plus grand signal de sortie sera détecté. A nouveau, une puissance RF trop importante peut augmenter les défaillances potentielles d'un dispositif de contact ohmique à la fréquence de résonance.

La plupart des interrupteurs MEMS RF ont des masses faibles et des hautes fréquences de résonance mécanique. Ils peuvent donc supporter des hauts niveaux de chocs et de vibrations sans défaillances. La fréquence de résonance pour des commutateurs typiques s'étend de 30 kHz à plus de 300 kHz, pouvant même arriver à quelques MHz. En outre, en encapsulant les dispositifs sous la présence d'un gaz les valeurs de Q mécanique sont petites. Ceci permet une bonne tenue à des chocs de  $10^6g$  ou plus ( $g$  étant égale à  $9,8 \text{ m/s}^2$ , la gravité sur terre). Les commutateurs ohmiques peuvent être plus vulnérables aux chocs lors de l'opération, car ces charges mécaniques supplémentaires peuvent endommager les contacts. Ainsi, il est nécessaire de faire des tests de chocs avec des dispositifs dans de conditions proches au mode d'opération de l'application.

### 3.6.5 Tension d'actionnement et de décollage

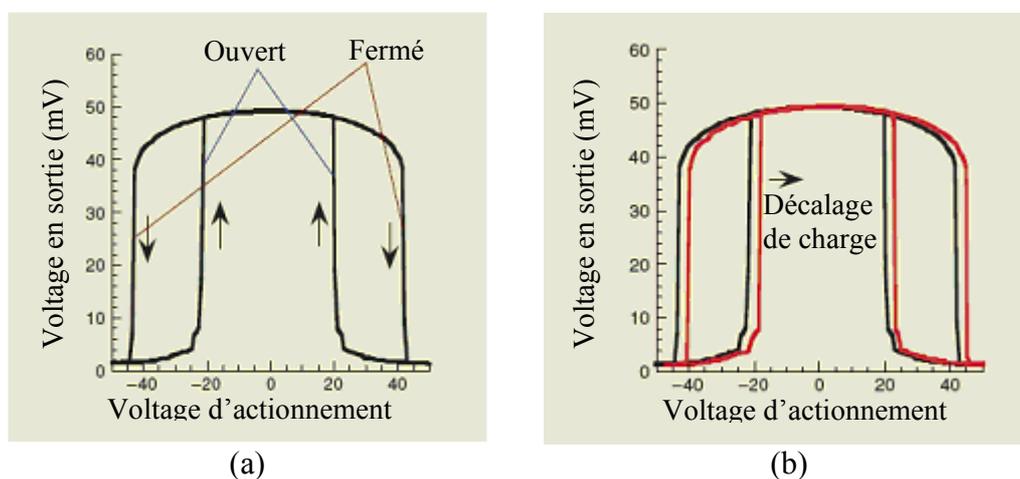
Les tests des tensions d'actionnement et de décollage mesurent, respectivement, la tension minimale afin de fermer l'interrupteur et la tension maximale pour l'ouvrir (décoller). Ces

tests sont utilisés particulièrement dans les dispositifs capacitifs et ils sont réalisés dans le mode d'interruption chaude (« hot switching ») [80].

Le voltage très élevé peut causer des problèmes de fiabilité des interrupteurs capacitifs, car les propriétés de la couche diélectrique sont modifiées. Goldsmith [81] a montré que le temps de vie diminue quand on augmente la tension de 5 à 7 V. Ainsi, il utilise un signal d'actionnement qui contient deux pulses avec des amplitudes différentes. Premièrement, un pulse grand amplitude est appliqué pendant un temps très court suffisant pour actionner l'interrupteur. Puis, un deuxième pulse plus long de plus faible amplitude est appliqué pour fléchir la partie suspendue jusqu'à la position fermé. Cette technique minimise le temps d'application d'un haut voltage. [82] a démontré que la fiabilité d'un interrupteur peut être augmentée en optimisant la pente du signal d'actionnement ( $dV/dt$ ).

### 3.6.6 Accumulation de charge

Des tests sont aussi nécessaires pour mesurer l'accumulation de charge sur le diélectrique. Ces tests sont très importants pour vérifier la durée de vie. La plupart des tests de charge mesurent des variations de la tension d'actionnement, en particulier les tensions caractéristiques de « pull-in » et décollage (« release »). Quand on change la polarité de la tension d'actionnement (voir Figure 3.4), l'accumulation de charge dans le diélectrique aboutira à un changement asymétrique de ces tensions caractéristiques. Celle-ci change aussi les temps dans les états fermé et ouvert. Parfois, elle peut provoquer une mauvaise opération en augmentant la tension d'actionnement. Ces variations de la tension d'actionnement peuvent aussi être causées par la variation de la constante de ressort mécanique, mais la variation mécanique aboutit à une augmentation et à une diminution symétrique dans le cas positif et négatif de la polarité de la tension d'actionnement.



**Figure 3.4** Tension d'actionnement : (a) lors de l'opération normale et (b) lors de l'opération avec une accumulation de charge.

### 3.6.7 Robustesse dans l'état ON

Les tests de la robustesse dans l'état ON (« hold-down ») évaluent la fiabilité d'un dispositif quand l'interrupteur reste dans l'état fermé pendant des longues périodes de temps, sans défaillances ou faute opérationnelle. Ces tests sont utilisés principalement pendant la

caractérisation afin de stresser des dispositifs capacitifs. Selon l'application, le temps évalué peut s'étendre de millisecondes à des heures ou des semaines. Ce type de test est une mesure critique mais rarement cause des défaillances du dispositif. Bien évidemment, les défaillances mécaniques peuvent arriver lors d'un temps d'opération très long. Des méthodes d'accélération ou stress de ces défaillances peuvent être appliquées afin de les caractériser.

### **3.6.8 Robustesse vis-à-vis de la puissance RF**

Ces tests qui sont liés à la puissance du signal RF mesurent la capacité des interrupteurs ohmiques pour dissiper la chaleur produite aux contacts et la robustesse des interrupteurs capacitifs vis-à-vis de voltages induits dans le signal d'actionnement par des couplages RF. Ces tests sont importants pour des applications haute puissance du dispositif. Le contrôle de puissance est aussi important pour des dispositifs qui travaillent à basse tension. La plupart des interrupteurs ohmiques peuvent tolérer une haute puissance RF dans le mode d'interruption froide (« cold-switching »). Par contre, dans le mode d'interruption chaude (« hot switching »), il n'y a pas encore des règles de design afin d'obtenir des interrupteurs ohmiques robustes vis-à-vis de la puissance RF requise.

### **3.6.9 Herméticité de l'encapsulation**

Les tests d'encapsulation sont des mesures des fuites du boîtier de l'interrupteur. Le volume d'encapsulation étant petit, ces mesures de fuites sont ordinairement basées sur la pénétration d'hélium. Une approche pour faciliter cette mesure est l'utilisation de capteurs de fuite spéciaux intégrés ensemble avec l'interrupteur. Cette approche a été démontrée en utilisant des capteurs d'humidité. Cette approche permet aussi l'accélération des défaillances, permettant ainsi caractériser la durée de vie.

Une autre approche pour la mesure de fuites dans des petits volumes est l'utilisation de l'interrupteur lui-même comme un moniteur de fuite. La vitesse d'interruption du dispositif change avec la pression à l'intérieur. Dans ce cas, le test peut être réalisé en plaçant l'interrupteur dans un environnement à haute pression ou à vide et en mesurant les variations de la vitesse d'interruption qui indiquent un changement de la pression à l'intérieur.

### **3.6.10 Durée de vie**

La durée de vie est définie en fonction du temps, typiquement un certain nombre de cycles opérationnels du dispositif. La durée de vie varie avec l'application. Les interrupteurs doivent supporter au moins quelques dizaines de millions de cycles de commutation dans le mode chaud (« hot switching »). Dans des systèmes militaires, ils doivent supporter des longues périodes de stockage dans des conditions environnementales défavorables avant l'utilisation. Dans les applications dans l'espace, les interrupteurs doivent parfois tenir plusieurs centaines de milliards de cycles. Certaines applications n'ont pas besoin d'une grande durée de vie. Par exemple, le système de conduite de missiles a seulement besoin d'environ 100 millions de cycles.

Malheureusement, l'accélération de défaillances mécaniques pour les interrupteurs MEMS RF n'est pas encore disponible dans la littérature. La caractérisation de la durée de vie des interrupteurs reste encore très difficile. Sans cette accélération identifiée, la durée de vie des

interrupteurs MEMS RF est caractérisée en temps réel : un ensemble d'interrupteurs est placé sous test et on mesure les performances RF périodiquement. Le nombre de cycles sans dégradation est noté et une probabilité est assignée à chaque classe de dégradation constatée. Clairement, ces procédures sont longues et coûteuses.

### 3.7 Procédures de test des interrupteurs MEMS RF

Dans cette section, nous allons décrire brièvement quelques environnements et procédures qui ont été décrits dans la littérature pour le test des interrupteurs MEMS RF.

Becher *et al.* [83] ont utilisé un environnement classique pour le test d'un interrupteur de type parallèle avec contact métallique. Cet environnement utilise un analyseur de réseau et les techniques classiques de mesure des paramètres- $S$ , avec une calibration pour enlever les parasites dans les connexions. Ces tests dynamiques sont réalisés dans le vide afin d'éviter les effets environnementaux, en particulier les effets de l'humidité qui peuvent causer des problèmes de collage. Les tests dynamiques sont réalisés à froid et à chaud. Pendant le test à froid, s'il y a un problème d'accumulation de charge, ceci causera une faute de collage. Les tests à chaud ont montré que la perte d'isolation de la ligne de transmission était le mécanisme de défaillance prépondérant.

Les paramètres  $S$  permettent l'extraction de paramètres critiques de l'interrupteur comme le rapport de capacités  $\Delta C$  ou la résistance de contact et sont utiles pour identifier les parasites pour construire des modèles RF précis [80]. Les mesures en basse fréquence réduisent le coût du test mais par contre, elles peuvent entraîner des pertes d'informations. Par exemple, les capacités variables ont des valeurs très petites, et celles-ci sont difficiles à mesurer en basse fréquence. Ainsi, [80] présente un système de test dans le domaine temporel pour les interrupteurs (voir la Figure 3.5). L'instrumentation inclut un oscillateur basse puissance, des sondes de mesure RF sur plaquette, un interrupteur de type PIN permettant le « cold-switching », un oscilloscope, un générateur de fonction arbitraires, un amplificateur de pulses haute tension et un PC de contrôle. Ce type de système de test peut être utilisé pour mesurer la tension d'actionnement, la tension de décollage, les temps de transition, la résonance mécanique et le changement du diélectrique.

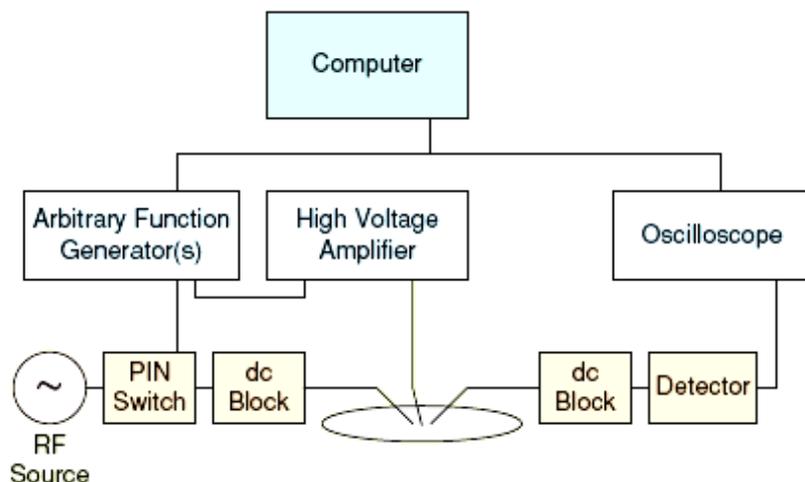
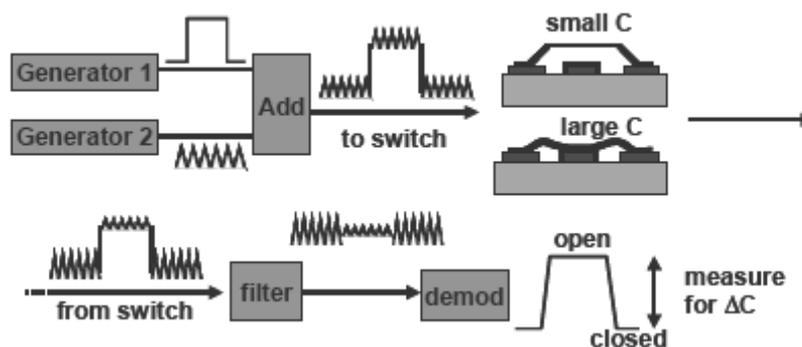


Figure 3.5 Environnement de test de plaquettes d'interrupteurs MEMS RF ohmiques dans le domaine temporel [80].

Wolf et Spengen ont appliqué trois méthodes de test pour caractériser les interrupteurs : test de plaquette dans des environnements différents, test électrique de la durée de vie, et test optique. Dans [84] et [88], des interrupteurs capacitifs de type parallèle sont testés dans l'environnement normal et dans une chambre de gaz nitrogène. Ils mesurent le nombre des cycles d'un interrupteur dans les deux cas. Dans [71] [72], un test électrique est utilisé pour estimer la durée de vie (ELT<sup>17</sup>) en mesurant le changement de la capacité (voir Figure 3.6). Cette méthode additionne deux signaux à des fréquences différentes : une haute fréquence de 10 MHz et une faible fréquence de 10 KHz. La tension d'actuation (générateur 1) est amplifiée à un maximum de 50 V et ajoutée à un signal sinusoïdal à 10.7 MHz (générateur 2 - basse tension). Le signal résultant est transmis à l'interrupteur. La tension sortant de l'interrupteur est analysée et la variation de la tension nous donne le rapport de capacité  $\Delta C$ .



**Figure 3.6** Le principe du test électrique de la durée de vie (ELT) pour les interrupteurs MEMS RF [71].

Pour détecter le collage de l'interrupteur, Wolf et Spengen ont aussi utilisé une méthode optique (MOPS<sup>18</sup>) qui enregistre le processus d'interférence du rayon laser en projetant sur la surface de l'interrupteur. Le phénomène du collage est observé dans la comparaison des images de l'interférence du rayon laser. Une bonne corrélation entre les mesures électriques (changement de capacité  $C$ ) et les comparaisons optiques a été trouvée. Avec ces trois méthodes de test (test de plaquette dans les environnements différents, test électrique de la durée de vie, test optique), ils ont montré que la diminution de la pression influence fortement la vitesse de commutation d'un interrupteur, mais si cela diminue trop il cause des effets de vibration anormaux. En évaluant à la même pression, ils ont aussi montré que la durée de vie des interrupteurs capacitifs est plus haute dans un environnement gaz nitrogène que dans l'environnement normal. Ces effets sont attribués à l'humidité de l'air et son influence sur la prise au piège de charges, ce qui aboutisse au collage. Finalement, ils ont aussi montré que cette charge n'est pas stable.

Margomenos [85] a proposé une méthode d'estimer le temps moyen de bon fonctionnement (MTTF<sup>19</sup>) d'un dispositif après encapsulation. Le dispositif de test est un capteur interdigital. Premièrement, il utilise des tests de stress (HAST<sup>20</sup>) pour accélérer le processus de vieillissement dans un dispositif encapsulé avec une température de 130°C, une pression de 2,7 atm et une humidité relative ( $RH$ ) de 100%. Une partie de vapeur d'eau pressurisée peut pénétrer le dispositif à travers des crevasses. Le capteur change d'impédance quand il y a un changement d'humidité. Ensuite, par des analyses statistiques, il obtient les résultats pour l'interrupteur sans stress.

<sup>17</sup> Electrical Lifetime Test

<sup>18</sup> Optical Measurement of Motion

<sup>19</sup> Mean Time To Failure

<sup>20</sup> High Accelerated Stress Test

Kingsley [86] a aussi utilisé l'accélération du test pour estimer le temps moyen de bon fonctionnement. Il présente des effets d'humidité sur un interrupteur RF encapsulé à l'intérieur d'un polymère flexible, organique (polymère à cristaux liquides LCP<sup>21</sup>). L'effet de l'humidité a été évalué par des mesures des paramètres  $S$  dans des périodes différentes. À part des données de mesure, l'analyse visuelle a aussi fourni une indication des défauts causés par l'exposition à l'humidité. Quand le niveau d'humidité augmente, les bords de la partie mobile commencent à se courber (« curling »). Ce phénomène est observé dans les interrupteurs qui sont exposés aux conditions de 85°C et 85% RH pendant 50 et 70 min. Comme résultat la membrane n'est pas actionnée même aux tensions très élevées. Le bouclage était moins sévère dans l'échantillon qui est exposé pendant 50 minutes. Dans les deux cas, les échantillons restent coincés dans l'état ouvert (OFF). Avec un niveau d'humidité encore plus haut, la moisissure commence à apparaître sur la membrane métallique et la ligne de transmission. Si le niveau d'humidité augmente assez haut, la tension superficielle dans cette couche de moisissure finira pour démolir l'interrupteur. On verra cet effet dans les interrupteurs exposés à la condition de 100°C et 100% RH. Ces interrupteurs ont été collés à l'état fermé (ON).

Sepulveda [87] utilise un test électrostatique pour les résonateurs avec une structure de type pont. Une tension d'actionnement DC est appliquée sur le pont, un autre signal AC est appliqué sur la ligne de transmission. Le pont vibre et un analyseur de réseaux surveille le changement du paramètre  $S_{21}$  jusqu'à sa valeur maximale. Cette valeur correspond à la fréquence de résonance. À partir de la valeur du paramètre  $S_{21}$  et la fréquence de résonance, on calcule le facteur de qualité  $Q$ . Cette mesure peut être utilisée pour détecter les fautes. Ensuite, il propose une deuxième méthode plus précise basée sur un actionnement piézoélectrique et une détection optique. L'échantillon sous test est attaché à un transducteur piézoélectrique qui est stimulé sur toute une plaque fréquentielle. Pour la détection, un laser est focalisé sur la partie mobile et le signal réfléchi est converti par un détecteur optique qui est connecté avec un analyseur de spectre. Cette technique permet d'obtenir la fréquence de résonance et le facteur de qualité  $Q$ . À nouveau, cette mesure est utilisée pour détecter les fautes.

### 3.8 Techniques de DFT<sup>22</sup> pour les MEMS

#### 3.8.1 Auto test intégré de MEMS

Dans l'industrie, le test d'un grand volume de produits exige d'avoir des ATE<sup>23</sup> spécifiques. Ces équipements sont très chers. La diminution du coût de test (en particulier, le temps) tout en améliorant sa qualité est un facteur essentiel. L'auto test intégré sur les dispositifs (BIST) doit permettre de diminuer ces coûts.

Le test de MEMS dans un domaine d'énergie spécifique a besoin des stimuli physiques dans ce domaine (par exemple, une accélération, une force, ou une pression dans le domaine mécanique). Pour l'auto test, ceci exige la génération de ces signaux physiques à partir de signaux électriques qui doivent être produits sur la puce. Les caractéristiques principales d'un BIST sont :

- La surface nécessaire
- Le nombre de pins particuliers au test

---

<sup>21</sup> Liquid Crystal Polymer

<sup>22</sup> Design For Test

<sup>23</sup> Automatic Test Equipment

- La dégradation des performances du circuit sous test
- Le temps de test
- Les métriques de test et l'augmentation de la fiabilité

La Figure 3.7 illustre plusieurs méthodes d'auto test de MEMS pour différents types de stimuli [88]. Le premier capteur avec une fonction d'auto test était probablement un accéléromètre piézo-résistif. (Figure 3.7 (a)). La fonction d'auto test pour ce dispositif considère une force électrostatique pour vérifier que la masse suspendue est fonctionnelle.

Dans d'autres dispositifs comme le capteur de pression piézo-résistif de la Figure 3.7 (b), les stimuli mécaniques sont appliqués à la membrane du capteur au moyen d'une mise en action pneumatique. L'air à l'intérieur de la cavité du capteur de pression est chauffé par l'effet Joule qui résulte de l'application d'une impulsion électrique à une résistance. Le changement de pression est détecté par les jauges de la membrane.

Les techniques d'auto test sont souvent considérées pour des accéléromètres capacitifs. Les Figure 3.7 (c) et (d) montrent la topologie d'un accéléromètre typique où un certain nombre de doigts servent d'électrodes pour l'autotest. Un signal d'impulsion électrique appliqué sur les doigts spécifiques à l'auto test est utilisé pour produire une force électrostatique sur la masse sismique, créant ainsi un mouvement qui est détecté par la structure capacitive de l'accéléromètre [89].

Les Figure 3.7 (e) et (f) montrent une approche d'auto test pour un imageur infrarouge. Chaque pixel de l'imageur est formé par une membrane suspendue qui capte la lumière infrarouge, réchauffant ainsi la microstructure. L'augmentation de température, proportionnelle à la lumière infrarouge absorbée, est mesurée par des thermophiles placées le long des bras d'appui de la membrane. Lors de l'auto test, un stimulus électrique généré sur la puce est envoyé sur une résistance chauffante.

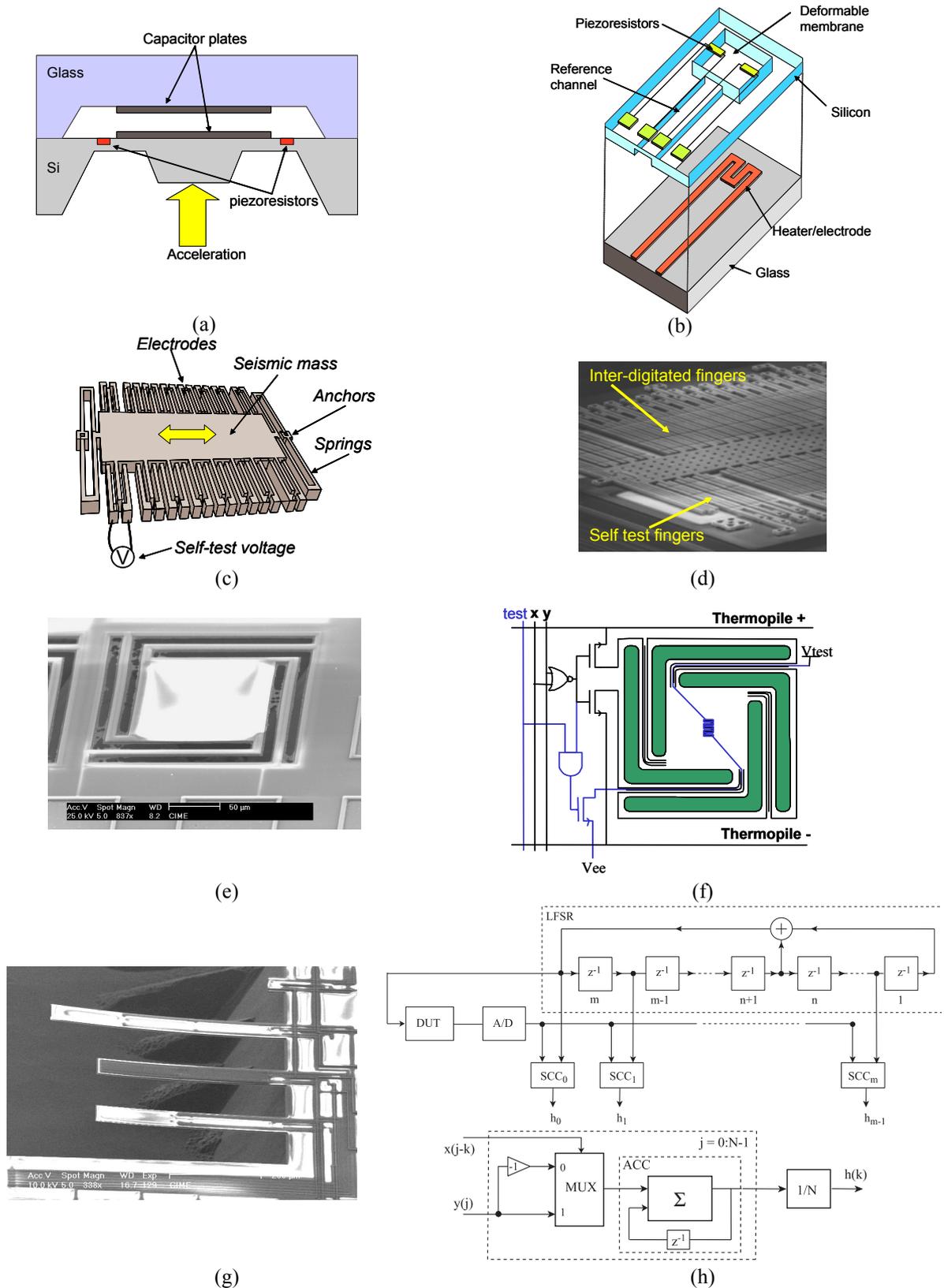
Finalement, une technique d'auto test pour des parties mécaniques suspendues est montrée par Rufer *et al.* [90]. Cette technique utilise une excitation électrothermique. Dans la Figure 3.7 (g), la micro poutre contient une résistance de chauffe dans son extrémité suspendue. Dans son point d'ancrage au substrat, la micro poutre contient aussi une piézo-résistance qui fait partie d'un pont de Wheatstone piézo-résistif. Des pulses électriques de type MLS<sup>24</sup> générés au moyen d'un registre numérique (LFSR) sont appliqués sur la résistance de chauffe. La chaleur induite force un fléchissement de la micro poutre provoquant un changement de tension à la sortie du pont de Wheatstone. La Figure 3.7 (h) montre l'architecture complète pour l'auto test. La tension mesurée à la sortie du pont Wheatstone est numérisée au moyen d'un convertisseur A/D. Ces valeurs sont analysées par un circuit électronique qui calcule la fonction de corrélation entre l'entrée et la sortie (CCF<sup>25</sup>). Ce circuit est composé de plusieurs cellules de calcul (SCC<sup>26</sup>) qui permettent obtenir la réponse pulsionnelle du dispositif.

---

<sup>24</sup> Maximum Length Sequence

<sup>25</sup> Cross-Correlation Function

<sup>26</sup> Simplified Correlation Cell



**Figure 3.7** Quelques principes de base pour auto-test : (a) force électrostatique dans un accéléromètre piézo-résistif, (b) mise en action thermique d'un capteur de pression, (c) et (d) force électrostatique dans un accéléromètre capacitif, (e) et (f) auto test d'un imageur infrarouge, (g) et (h) poutre MEMS avec son méthode d'auto test pseudo-aléatoire.

### 3.8.2 DFT pour les MEMS RF

Actuellement, il n'existe pas des solutions de DFT, et BIST en particulier, pour les dispositifs MEMS RF. Ces techniques peuvent être intéressantes pour faciliter le test de production et la surveillance en ligne de l'opération des interrupteurs. Les techniques de DFT incluent aussi l'utilisation de capteurs intégrés qui facilitent l'accès aux nœuds d'un dispositif (en particulier les nœuds RF) ou la réalisation de certains tests.

Une solution a été proposée afin de mesurer les variations d'humidité. Ceci permet la réalisation des tests d'herméticité pour des dispositifs encapsulés dans le vide. [85]. Un capteur d'humidité est intégré ensemble avec l'interrupteur MEMS. Ce capteur est formé d'électrodes interdigitées qui forment une capacité dont l'impédance varie avec des fuites dans l'encapsulation (voir Figure 3.8). L'impédance du capteur diminue quand l'humidité condense sur la surface des électrodes.

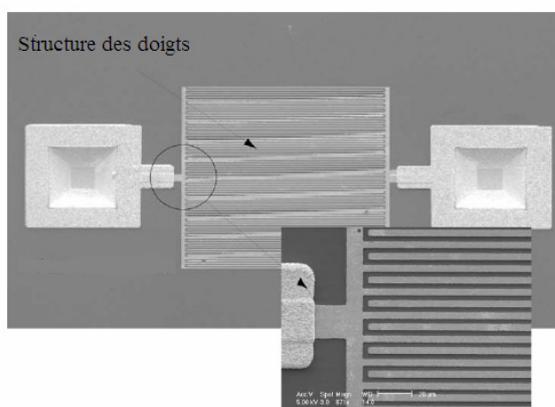


Figure 3.8 Capteur d'humidité pour les tests d'herméticité.

## 3.9 Conclusions

Des nombreux groupes de recherche ont étudié les interrupteurs MEMS RF ces dernières années. Cependant, seulement un petit nombre de designs ont été exploités commercialement sans vraiment atteindre un succès réel. Les difficultés pour obtenir des dispositifs fiables, fonctionnant à chaud (« hot switching ») pendant un nombre de cycles très important semble être une des raisons principales. La fiabilité des interrupteurs MEMS RF reste encore un sujet de recherche très important.

Dans ce chapitre, nous avons brièvement décrit le test des dispositifs analogiques. Puis, nous nous sommes focalisés sur le test de MEMS en général, et sur le test des interrupteurs MEMS RF en particulier. Une étude bibliographique approfondi des techniques de caractérisation et test de ces dispositifs a été réalisé. Le Tableau 3.2 résume cette étude.

Le test des dispositifs MEMS RF est un sujet de recherche récent. En particulier, des solutions pour l'accélération des tests de fiabilité et pour l'auto test des interrupteurs MEMS RF sont encore des domaines pratiquement vierges. En particulier, il n'existe pas de techniques d'auto test (BIST) pour ces dispositifs.

Dans les chapitres suivants, nous présenterons une technique de test pour les interrupteurs MEMS RF. Cette technique de test alternatif vise à simplifier l'instrumentation nécessaire pour le test, en particulier en remplaçant les mesures en haute fréquence par des mesures en basse fréquence qui peuvent être réalisées par des capteurs intégrés.

Réf	Interrupteur						D1	D2	D3	D4	Mesure	Méthodologie
	A1	A2	B1	B2	C1	C2						
[91]	√		√		√		√				Durée de vie	Ouverture & fermeture de l'interrupteur pour un grand nombre de cycles
[72]	√		√			√	√				Changement de Résistance vesus Force	Examiner le matériau du contact pendant des cycles $R$ vs $F$ (par AFM <sup>27</sup> )
[85]		√	√			√	√	√			Durée de vie, impédance capteur interdigital	Test accéléré pour MTTF <sup>28</sup> , un changement d'amplitude et de phase de l'impédance à cause d'un changement d'humidité
[92]		√		√		√	√				Collage, aspérité, stress résiduel, $\Delta C$	SEM <sup>29</sup> et mesurer $\Delta C$ pour le collage, AFM pour aspérité, MOPS <sup>30</sup> pour stress résiduel
[71]		√		√		√	√	√			Collage, $\Delta C$ , $\Delta V$ modulé	Mesurer fuite par He après encapsulation, combiner ELT <sup>31</sup> et MOPS.
[81]		√		√		√	√				Durée de vie vs Tension d'actionnement	Cycles d'ouverture et fermeture
[70]		√		√		√	√				Durée de vie vs Tension d'actionnement	Cycles d'ouverture et fermeture
[93]		√		√		√	√				$\Delta V$ modulé, $\Delta V$ vs durée de vie	Mesurer $\Delta V$ pour savoir $\Delta C$ , MOPS pour détecter le collage.
[94]		√		√	√	√	√				$\Delta V$ modulé, $\Delta C$ vs durée de vie, $T_{ON}$ , $T_{OFF}$	Combiner ELT et MOPS pour trouver le collage, mesure $T_{ON}$ & $T_{OFF}$ .
[95]		√		√		√	√				Tension d'actionnement	Figure de $V$ vs $C$ indique un collage.
[88]		√		√		√	√				Tension d'actionnement, vibration, gaz	$V$ vs $C$ , examiner la vibration en cas fermé, liaison entre $\Delta C$ et $T_{ON}$ , $\Delta C$ sous l'influence de gaz
[82]		√		√		√	√				$S_{21}$ , tension d'actionnement, $\Delta V$ modulé	Collage quand $S_{21}$ diminue soudainement, décalage en figure de $S_{21}$ vs Tension d'actionnement pour prédire un défaut, utiliser $V$ « pull-out » et $T_{OFF}$ pour comparer avec valeur nominale.
[86]	√		√	√	√		√	√			$S_{11}$ & $S_{21}$	Mesure de $S_{11}$ et $S_{21}$ dans des environnements différents (changement d'humidité)
[96]		√		√		√			√		Tension d'actionnement	Simulation par un modèle électrique, superposer la tension d'actionnement et signaux RF pour avoir les réponses du test
[97]	√		√			√	√				Changement de paramètres- $S$	Interrupteurs pour reconfigurer un filtre, chaque interrupteur représente une capacité ajoutée, les fautes dans les interrupteurs changent les paramètres- $S$
[98]		√		√		√	√				Durée de vie	Test « hold-down », comparer forme d'ondes entre cas normal et faute

**Tableau 3.2** Résumé des articles sur le test des interrupteurs MEMS RF.

**A1** : type de série, **A2** : type de parallèle, **B1** : contact ohmique, **B2** : contact capacitif, **C1** : structure type poutre, **C2** : structure type pont, **D1** : caractérisation, **D2** : test de plaquette, **D3** : test de production, **D4** : autotest.

<sup>27</sup> Atomic Force Microscope

<sup>28</sup> Mean Time To Failure

<sup>29</sup> Scanning Electron Microscope

<sup>30</sup> MEMS Optical System

<sup>31</sup> Electrical Life Time

<sup>33</sup> Lumped mass

## Chapitre 4

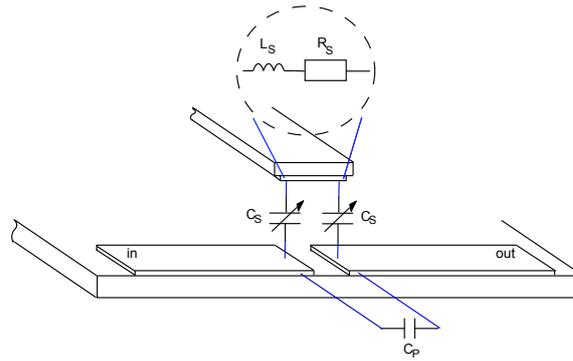
# Modélisation d'un interrupteur MEMS RF

### 4.1 Introduction

Le cœur des interrupteurs MEMS est une électrode mobile qui, en se mettant en contact avec une électrode fixe, crée des modifications dans un circuit RF. L'électrode mobile est souvent formée d'une poutre suspendue exerçant des mouvements hors plan ou dans le plan du substrat. Une autre forme de l'électrode mobile est un disque fin suspendu au-dessus du système des électrodes disposé sur le substrat. Le mouvement de l'électrode mobile est généré par une force d'actionnement qui est souvent électrostatique [99], mais elle peut être thermique [100], piézo-électrique [38], ou magnétique [26]. En général, les commutateurs basés sur le principe électrostatique sont plus petits et plus rapides que les autres types.

Nous présenterons, dans ce chapitre, une étude détaillée d'un interrupteur MEMS RF. Nous nous focaliserons sur l'interrupteur électrostatique (capacitif) de type série. Nous présenterons d'abord des éléments du modèle et nous développerons ensuite le modèle complet de l'interrupteur en environnement Matlab. Finalement, nous montrerons les résultats de la simulation de deux cas d'étude.

La description des interrupteurs capacitifs s'appuie sur les effets de la transduction électrostatique. Contrairement aux autres applications basées sur ce type de couplage, les interrupteurs capacitifs demandent une étude dans le domaine non linéaire, parce qu'ils sont utilisés jusqu'à la limite de leur stabilité élastique. Parmi les paramètres les plus importants qui décrivent la qualité d'un interrupteur, il y a le temps de commutation, les pertes d'insertion dans le mode fermé et les pertes d'isolation dans le mode ouvert. Une étude détaillée du comportement des micro-interrupteurs est présentée dans [101]. Nous avons développé un modèle dynamique d'un interrupteur électrostatique avec un contact capacitif dont le schéma de fonctionnement est montré sur la Figure 4.1.



**Figure 4.1** Schéma de fonctionnement d'un interrupteur MEMS RF capacitif.

Deux sections principales du dispositif sont distinguées. La section de basse fréquence est représentée par un transducteur capacitif disposant d'une entrée électrique sur laquelle est envoyé un signal d'actionnement. Ce signal provoque le mouvement de la partie mobile de l'interrupteur entre deux états : ouvert et fermé. Si la partie mobile de l'interrupteur est attirée jusqu'au substrat, elle établit une connexion, résistive ou capacitive, entre les lignes de transmission du signal RF entrante et sortante du dispositif. La section de haute fréquence comprend les deux lignes de transmission du signal RF avec les éléments électriques correspondant à l'état de l'interrupteur.

## 4.2 Modélisation de la partie électromécanique

Afin de faciliter la conception d'un interrupteur MEMS, nous pouvons supposer que son comportement est décrit par un système à un seul degré de liberté composé par une masse, un ressort avec son amortissement et par une force extérieure. Un tel système peut être représenté par un modèle à paramètres localisés, décrit par l'équation du mouvement suivante :

$$F = m \frac{d^2 u_z}{dt^2} \quad (4.1)$$

où  $m$  est la masse concentrée<sup>33</sup> de l'élément mobile et  $u_z$  est le déplacement d'un point de réduction. La force  $F$  est la somme des forces internes et externes agissant sur la masse  $m$ . Dans le cas général, cette force peut être écrite :

$$F = F_e - F_{extension} - F_{contrainte} - F_r - F_{amortiss} - F_{VDW} - F_{contact} \quad (4.2)$$

où

- $F_r$  est la force élastique de l'élément mobile observée au point de réduction. Cette force est linéaire pour de faibles déplacements.
- $F_{extension}$  est une force non linéaire due à l'extension de l'élément mobile pendant son opération.
- $F_{contrainte}$  est la force due à la contrainte résiduelle. Dans le cas d'une poutre, nous supposons que cette force est égale à zéro.
- $F_e$  est la force créée par le champ électrostatique dans l'espace entre l'élément mobile et le substrat.
- $F_{amortiss}$  est la force proportionnelle à l'amortissement de la poutre dû à l'air ambiant.

- $F_{VDW} + F_{contact}$  sont les forces Van der Waals et les forces de répulsion. Ces forces deviennent importantes pendant un contact physique entre l'élément mobile et le substrat ou la couche diélectrique intermédiaire.

Dans la suite, nous allons prendre en compte que des composantes les plus importantes : la force élastique  $F_r$ , la force électrostatique  $F_e$  et la force d'amortissement  $F_{amortiss}$ . La force d'extension  $F_{extension}$  et la force de contrainte  $F_{contrainte}$  sont considérées que dans le cas du pont ou d'une membrane. Donc la force  $F$  peut être écrite comme :

$$F = F_e - F_r - F_{amortiss} \quad (4.3)$$

#### 4.2.1 Actionnement électrostatique

La force électrostatique apparaît entre deux conducteurs portés à des potentiels différents séparés par un milieu diélectrique. Dans le cas d'interrupteur, il y a une électrode fixe et une électrode mobile. Le déplacement de l'électrode mobile est causé par une tension appliquée entre les deux électrodes.

La force électrostatique ( $F_e$ ) est proportionnelle au carré de la tension  $V$  appliquée et inversement proportionnelle au carré du déplacement ( $u_z$ : déplacement entre les deux électrodes). Elle est donnée par la formule suivante :

$$F_e = \frac{\epsilon_0 A V^2}{2(H - u_z)^2} \quad (4.4)$$

où  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m est la permittivité d'air,  $A = W \cdot w$  correspond à la surface d'interaction électrostatique,  $H$  est la hauteur initiale de la poutre et  $g$  est le déplacement de la poutre.

Afin d'éviter le court-circuit entre les zones actives de deux électrodes, une fine couche de diélectrique est déposée à leur interface. Cette couche modifie la capacité intervenant dans l'opération d'interrupteur. Cette capacité  $C$  correspondant à l'état fermé d'interrupteur est donnée par :

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{H - u_z + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

où  $t_d$  est l'épaisseur de diélectrique et  $\epsilon_r$  est la permittivité du diélectrique utilisé.

La formule donnant la force électrostatique appliquée à la poutre lorsque celui-ci se trouve dans l'état fermé est :

$$F_e = \frac{\epsilon_0 A V^2}{2 \left( H - u_z + \left( \frac{t_d}{\epsilon_r} \right) \right)^2} \quad (4.6)$$

#### ➤ Tension d'actionnement

L'action d'un interrupteur consiste en changement entre l'état 'ouvert' et 'fermé'. Ce changement est provoqué par une tension électrique imposée entre deux électrodes d'interrupteur. La tension électrique crée une force électrostatique,  $F_e$ , agissant à l'électrode

mobile du dispositif. Si l'électrode mobile doit se mettre en contact avec l'électrode fixe et donc passer de l'état 'ouvert' à l'état 'fermé' il est nécessaire que  $F_e$  soit supérieure à la force  $F_r$ .

$$\begin{aligned} F_e &\geq F_t \\ \Rightarrow \frac{\epsilon_0 A V^2}{2(H - u_z)^2} &\geq k u_z \\ \Rightarrow V &\geq \sqrt{\frac{2k u_z^2 (H - u_z)}{\epsilon_0 A}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

À la position  $u_z = \frac{2H}{3}$ , l'augmentation de la force électrostatique  $F_e$  est plus grande que l'augmentation de la force élastique  $F_r$ , la poutre devient être instable et elle fléchisse vite. Donc, la tension d'actionnement  $V_P$  est donnée par :

$$V_P = V\left(u_z = \frac{2H}{3}\right) = \sqrt{\frac{8kH^3}{27\epsilon_0 A}} \quad (4.8)$$

La hauteur initiale de la poutre  $H$  joue un rôle très important dans la valeur de  $V_P$ . Si  $H$  est grande, la tension d'actionnement est grande, la consommation de puissance est aussi grande. De plus, le constant de ressort  $k$  influence sur la tension d'actionnement aussi.

#### ➤ Tension de maintien (hold-down voltage)

Si les deux électrodes d'interrupteur se retrouvent en contact, la force électrostatique donnée par l'équation (4.6) devienne :

$$\begin{aligned} F_e|_{cas\_ON} &= \frac{\xi \epsilon_0 A V^2}{2\left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \\ \xi &= 0,4 \div 0,8 \end{aligned} \quad (4.9)$$

La force nécessaire pour maintenir le contact de deux électrodes dans le cas 'fermé' est plus faible que la force nécessaire pour l'actionnement. La constante  $\xi$  dépend de la qualité de l'interface métal / diélectrique. La tension de maintien qui correspond à la force donnée par l'expression (4.9) est égale à :

$$V_{maintien} = \sqrt{\frac{2kH^3}{\xi \epsilon_0 A} \left(\frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad (4.10)$$

### 4.2.2 Eléments réduits du modèle de commutateur

Nous allons définir, dans notre approche unidimensionnelle, limitée à un seul degré de liberté, le centre de l'électrode d'actionnement comme le point de réduction. Nous allons ensuite déduire les éléments réduits par rapport à ce point.

#### ➤ Masse réduite

Pour calculer la masse réduite d'un système complexe, il faut comparer l'énergie cinétique de cette masse considérée dans le point de réduction avec l'énergie cinétique du système entier.

L'énergie cinétique ainsi calculée peut alors être écrite en fonction du déplacement  $u$ , sous la forme :

$$E_c = \frac{1}{2} m_r \dot{u}_0^2 = \frac{1}{2} \int \dot{u}(x,y) dm$$

Donc, la masse réduite d'un système avec les vibrations harmoniques est :

$$m_r = \int_m \left( \frac{u(x,y)}{u_0} \right)^2 dm \quad (4.11)$$

où  $u(x,y)$  sont les déplacements du système,  $u_0$  est le déplacement du système dans le point de réduction et  $dm$  est l'élément de la masse.

Pour une poutre de longueur  $L$ , largeur  $W$  et épaisseur  $T$ , encastrée d'un côté et libre de l'autre, la masse réduite sur le côté libre est déterminée selon l'expression suivante [102] [103] :

$$m_r = \frac{33}{140} \rho L W T = 0.236 m \quad (4.12)$$

où  $m$  est la masse totale de la poutre.

Pour une poutre encastrée de deux côtés, la masse réduite dans son centre est égale à [103] :

$$\begin{aligned} \frac{13}{70} m &\leq m_r \leq \frac{128}{315} m \\ \Leftrightarrow 0,18m &\leq m_r \leq 0,4m \end{aligned} \quad (4.13)$$

Dans le cas de l'interrupteur Teravicta, utilisé dans notre étude, l'électrode mobile est représentée par un disque libre dont la masse réduite correspond à la masse totale du disque :

$$m_r = m = \rho \pi R^2 T \quad (4.14)$$

#### ➤ Raideur réduite (constante du ressort)

La raideur réduite en un point d'un système est définie comme la force nécessaire pour produire un déplacement unité dans la direction de cette force. Si nous pouvons déterminer le déplacement du point de réduction causé par la force  $F_r$ , la raideur est égale à :

$$k_r = \frac{F_r}{u_z} \quad (4.15)$$

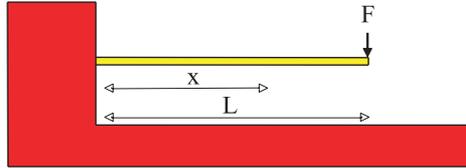
Pour une poutre avec un côté encastré et un autre côté libre, comme illustré dans la Figure 4.2, nous pouvons obtenir le déplacement suivant de la longueur [18] :

$$u_z = \frac{6F(1-\nu^2)L^3}{E} \frac{L^3}{WT^3} \quad (4.16)$$

où  $E$  est le module de Young et  $\nu$  est le coefficient de Poisson du matériau. La quantité indiquée par le symbole  $I$  est le moment d'inertie de la section transversale de la poutre prises à l'égard de l'axe parallèle à la largeur, qui se situe dans le plan neutre. Pour une section rectangulaire, le moment d'inertie est donné par :

$$I = \int_{-T/2}^{T/2} z^2 W dz = \frac{1}{12} WT^3 \quad (4.17)$$

où  $W$  et  $T$  sont la largeur et l'épaisseur de la poutre.



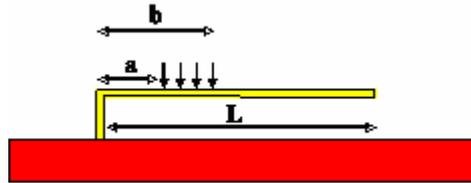
**Figure 4.2** Poutre avec un côté encastré et avec une force concentrée sur le côté libre.

Le déplacement du côté libre ( $x = L$  : point à partir duquel sont calculés les éléments réduits) est égal à :

$$u_z = -\frac{F_r L^3}{3EI} \quad (4.18)$$

La constante du ressort peut être obtenue suivant l'expression (4.15).

Dans de nombreux dispositifs, la poutre est actionnée par une force répartie sur sa longueur suivant la Figure 4.3.



**Figure 4.3** Poutre avec la force répartie partiellement au milieu.

La constante de ressort est calculée, dans ce cas où la force uniforme est distribuée sur une zone définie de  $a$  à  $b$  (la Figure 4.3) par [20] :

$$k = 2EW \left( \frac{T}{b} \right)^3 \frac{1 - \left( \frac{a}{b} \right)}{3 - 4 \left( \frac{a}{b} \right)^3 + \left( \frac{a}{b} \right)^4} \quad (4.19)$$

L'expression (4.19) peut être simplifiée pour certaines configurations. Par exemple, si  $a = L/3$  et  $b = 2L/3$ , la constante du ressort  $k$  est :

$$k = 1,317EW \left( \frac{T}{L} \right)^3 \quad (4.20)$$

Si la pression uniforme est répartie sur toute la longueur de la poutre ( $a = 0$  et  $b = L$ ), la constante du ressort  $k$  est :

$$k = \frac{2}{3}EW \left( \frac{T}{L} \right)^3 \quad (4.21)$$

Si la structure d'un pont est considérée, il est nécessaire de prendre en compte la contrainte interne  $\sigma$ , présente dans le matériau. Supposons d'abord, que la contrainte résiduelle du pont est de traction. Dans ce cas, la constante du ressort  $k$  se décompose en un terme «  $k'$  » et un

terme «  $k''$  ». Le «  $k'$  » ne dépend que du module d'Young  $E$  du matériau, de la géométrie de la structure et de la zone d'actionnement. Le «  $k''$  » rend compte des contraintes internes  $\sigma$  de la structure et fait intervenir le coefficient de Poisson du matériau  $\nu$ .

Les parties de la constante du ressort  $k$  du pont sont calculées par les équations suivantes [20] :

$$k' = \frac{32EWT^3}{L^3} \frac{1}{8(b/L)^3 - 20(b/L)^2 + 14(b/L) - 1} \quad (4.22)$$

et

$$k'' = \frac{8\sigma(1-\nu)WT}{L} \frac{1}{3 - 2(b/L)} \quad (4.23)$$

Si  $x = 2L/3$ , la constante du ressort est égale à [20] :

$$k = \frac{32EWT^3}{L^3} \left( \frac{27}{49} \right) + \frac{8\sigma(1-\nu)WT}{L} \left( \frac{3}{5} \right) \quad (4.24)$$

Si une force est appliquée au centre du pont, la constante du ressort  $k$  est [18], [20]:

$$k = 16EW \left( \frac{T}{L} \right)^3 \quad (4.25)$$

Si la contrainte résiduelle du pont est de compression, le modèle précédent pour la constante du ressort «  $k''$  » n'est plus valable. La tendance du pont en présence de la contrainte compressive est de subir une déformation de flambement. La structure du pont peut résister au flambement, grâce à sa rigidité, jusqu'à la valeur critique donnée par l'expression :

$$\sigma_{cr} = \frac{\pi^2 ET^2}{3L^2(1-\nu)} \quad (4.26)$$

La contrainte critique peut être augmentée par le choix des dimensions, mais cela augmente la rigidité totale du pont et mène vers l'utilisation d'une tension d'actionnement élevée.

La constante du ressort d'une membrane circulaire peut être calculée de façon similaire au pont. Pour une pression répartie uniformément sur la surface de la membrane, la constante de ressort est égale à [20] :

$$k = k' + k'' = \frac{16\pi ET^3}{3R^2(1-\nu)} + 4\pi\sigma T \quad (4.27)$$

où  $R$  est le rayon de la membrane.

La contrainte critique correspondant à ce cas est égale à:

$$\sigma_{cr} = \frac{ET^2 J_1^2}{12R^2(1-\nu^2)} \quad (4.28)$$

$J_1 = 3,83$  et il est le premier zéro de la fonction Bessel de premier ordre [20].

➤ **Amortissement**

L'amortissement du mouvement de la partie mobile d'un interrupteur est déterminé d'une part par des pertes propres au matériau utilisé et d'autre part par les pertes visqueuses occasionnées dans la couche de l'air entre les électrodes mobile et fixe. Si l'interrupteur est encapsulé sous vide, uniquement la première partie des pertes est présente, dans le cas contraire, les pertes visqueuses sont prépondérantes.

Nous présenterons, dans ce paragraphe, une approche permettant une estimation des pertes liées à la viscosité du gaz (souvent l'air) entre les électrodes. Une compréhension de cet effet permettra ensuite une optimisation de la géométrie du dispositif par rapport au facteur de qualité.

Nous pouvons exprimer le coefficient de pertes (résistance mécanique) pour une plaque rectangulaire ou circulaire associée à une couche fine de l'air limitée par une paroi rigide dans la forme suivante [20] :

$$r = \frac{3\mu A^2}{2\pi H^3} \quad (4.29)$$

où  $\mu$  est le coefficient de viscosité du gaz,  $A$  est l'aire de la plaque,  $H$  est l'épaisseur de la couche du gaz. Il existe une possibilité de diminuer ce coefficient de pertes qui consiste en l'introduction des ouvertures dans la plaque. En supposant une répartition régulière de ces ouvertures, nous pouvons considérer qu'une zone de la plaque appartenant à une ouverture. Pour un gaz incompressible, la résistance mécanique de cette zone peut être exprimée par [20] :

$$r_0 = \frac{12}{N\pi} \frac{\mu A^2}{H^3} \left( \frac{p}{2} - \frac{p^2}{8} - \frac{\ln(p)}{4} - \frac{3}{8} \right) \quad (4.30)$$

où  $N$  est le nombre des ouvertures et  $p$  est le rapport entre l'aire des ouvertures et l'air total de la plaque. La résistance totale appliquée sur toute la plaque est égale à :  $r_{total} = r_0 / N$ .

### 4.2.3 Modèle dynamique d'un interrupteur

Selon le type de contact que les interrupteurs utilisent, ils peuvent être classés comme résistifs (métallique-métallique) ou capacitifs (métallique-diélectrique-métallique).

Un contact résistif (contact métallique-métallique) présente à l'état ouvert une capacité très faible (quelque  $fF$ ) entre la partie mobile et la ligne de signal RF, et à l'état fermé, un court circuit DC.

Un contact capacitif (contact métallique-diélectrique-métallique) présente à l'état ouvert une capacité très faible (dizaine de  $fF$ ) et à l'état fermé une très grande capacité (quelque  $pF$ ).

Dans nos modèles, nous allons respecter ces deux types de contact sans s'occuper des détails concernant par exemple la qualité de surfaces où le chargement du diélectrique d'isolation. Ce dernier effet très important qui se produit chez des interrupteurs à contact capacitif peut dégrader la durée de vie de ces commutateurs [104] et la vitesse de interruption [93] ou encore causer l'instabilité du composant à long terme (voir la partie 3.5).

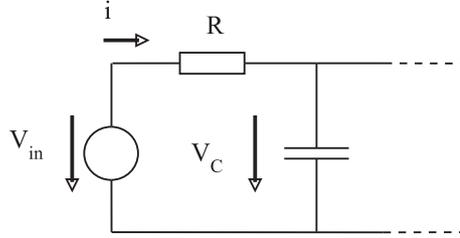
Dans ce paragraphe, nous allons décrire le modèle dynamique de l'interrupteur qui nous servira d'une part pour un aperçu du comportement basses fréquences et d'autre part comme un bloc du modèle complet.

Le comportement d'un interrupteur électrostatique peut être décrit par un système d'équations différentielles. La partie mécanique de la section de basse fréquence obéit à la loi de Newton donnée par l'équation (4.1) qui s'écrit en tenant compte de (4.3) sous la forme suivante :

$$m_r \ddot{u}_z = F_e - r\dot{u}_z - ku_z \quad (4.31)$$

où  $m_r$  est la masse réduite,  $r$  est le coefficient de pertes (résistance mécanique),  $k$  est la constante de ressort et  $F_{\text{électrostat}}$  est la force électrique agissant sur la masse  $m_r$ . Le symbole  $u_z$  correspond au déplacement d'électrode mobile.

L'équation différentielle de la partie électrique de l'actionnement du système est fondée sur la loi de Kirchoff et prend en compte la chute de tension sur la capacité  $C$  de l'interrupteur et la résistance du générateur  $R$ , comme illustré dans la Figure 4.4.



**Figure 4.4** Entrée électrique pour l'actionnement de l'interrupteur.

L'équation correspondant à ce circuit peut être écrite dans la forme suivante :

$$R \dot{Q} + \frac{1}{C} Q - V_{in} = 0 \quad (4.32)$$

où  $Q$  est la charge électrique.

La description de l'interrupteur électrostatique par un système d'équations différentielles peut être utilisée pour la simulation du comportement linéaire et non linéaire du système. Les équations d'état peuvent être résolues soit de façon numérique, soit à partir du diagramme du système représentant par blocs chaque étape de la description mathématique. Matlab/Simulink est un logiciel permettant cette dernière approche.

Nous avons construit un modèle de la section de basse fréquence du système en Simulink basé sur les équations (4.4), (4.31) et (4.32) qui forment un système d'équations d'état suivant :

$$\dot{Q} = \frac{1}{R} \left( V_{in} - \frac{Q(H - u_z)}{\epsilon_0 A} \right) \quad (4.33)$$

$$\dot{u}_z = v_z \quad (4.34)$$

$$\dot{v}_z = -\frac{1}{m_r} \left( \frac{Q^2}{2\epsilon_0 A} + ku_z + rv_z \right) \quad (4.35)$$

où la charge électrique  $Q$ , le déplacement  $u_z$  et la vitesse  $v_z$  sont les variables d'état.

Le modèle électromécanique complet est montré dans la Figure 4.5. La tension, le courant et la charge  $Q$  comme le résultat de l'intégration peuvent être identifiés dans la partie supérieure du schéma. Les composants mécaniques, le déplacement de la poutre  $u_z$  et sa vitesse  $v_z$  sont évalués dans la partie inférieure du schéma.

Le modèle de la Figure 4.5 est construit pour un interrupteur à contact capacitif. Si le contact est résistif, l'épaisseur du diélectrique doit être minimisée afin que la capacité correspondante  $C_d$  puisse être négligée par rapport à la capacité variable de l'interrupteur.

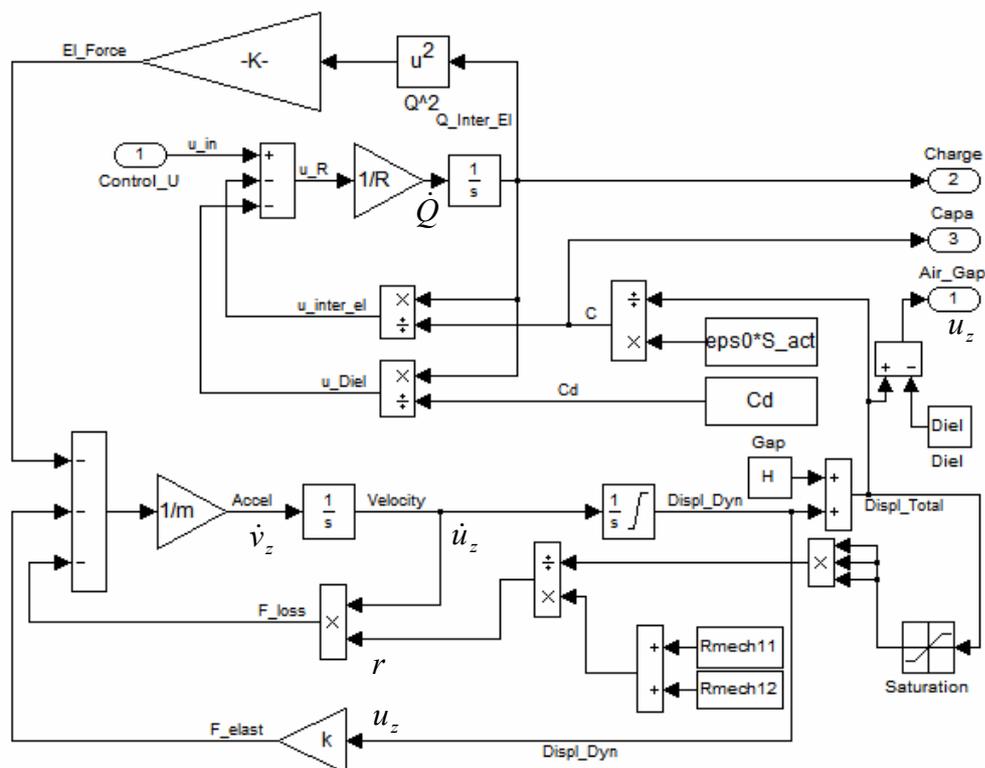


Figure 4.5 Modèle Simulink de la partie électromécanique d'un interrupteur capacitif.

### 4.3 Modélisation de la partie RF

Dans ce paragraphe, nous discuterons le modèle de la partie RF. Elle est décrite par un modèle du type montré dans la Figure 4.6 [20]. La capacité  $C_s$  est variable et représente la liaison avec la section de basse fréquence. Selon le type de contact que les interrupteurs utilisent, soit la résistance  $R_c$  ou la capacité  $C_s$  est présente au moment de l'état « ON ».

Dans la suite, nous allons détailler les interrupteurs à contact capacitif et résistif.

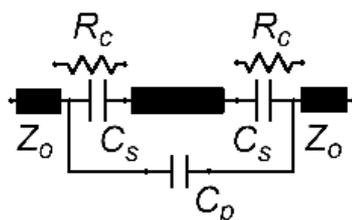


Figure 4.6 Modèle électrique d'un interrupteur latéral étendu de type séries avec 2 électrodes.

### 4.3.1 Interrupteur avec un contact capacitif

Le modèle équivalent d'un composant à poutre suspendue actionnée électrostatiquement est composé d'une capacité, d'une self inductance et d'une résistance. Le schéma de principe de la section de contact RF d'un interrupteur capacitif (métallique-diélectrique-métallique) est illustré dans la Figure 2.3.

L'électrode mobile peut être caractérisée par la résistance  $R_S$  et l'inductance  $L_S$ . Elles dépendent des dimensions de la zone en contact. Les extrémités de la ligne de transmission RF d'entrée et de la sortie placées au-dessous de l'électrode mobile créent les capacités  $C_S$  et  $C_P$ . Le modèle de circuit RF correspondant à cette section est illustré dans la Figure 4.7. La ligne de transmission est représentée par les impédances  $Z_{01}$  et  $Z_{02}$ .

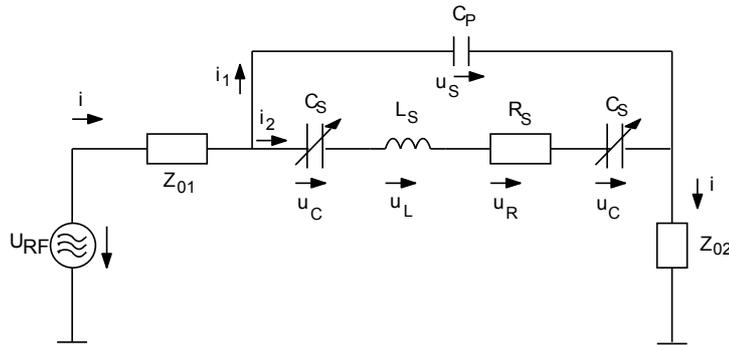


Figure 4.7 Circuit équivalent de la partie RF d'un interrupteur capacitif.

La valeur de la capacité  $C_S$  est celle donnée par l'expression (4.5) :

$$C_S = \frac{\epsilon_0 b d}{u_z + \frac{t_c}{\epsilon_c}} \quad (4.36)$$

où  $t_c$  est l'épaisseur de diélectrique de contact et  $\epsilon_c$  est la permittivité du diélectrique utilisé.

Une modélisation précise nécessite d'inclure des effets de bord du champ électrique dans les calculs de la capacité. Les effets de bord, qui dépendent de la taille des électrodes et de l'espace entre les électrodes, modifient la capacité entre les contacts d'environ 30% (généralement entre 20% et 60%) [20].

La capacité totale de l'interrupteur  $C_{totale}$  est égale à :

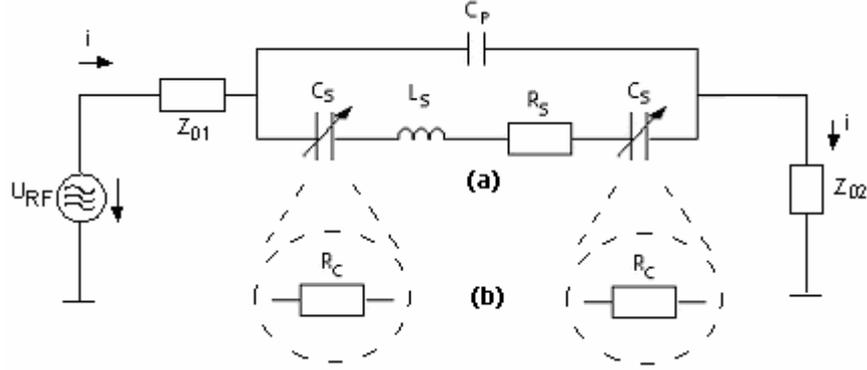
$$C_{totale} = C_P + \frac{C_S}{2} \quad (4.37)$$

où  $C_P$  est la capacité entre les extrémités des lignes de transmission.

Le rapport des capacités en l'état « fermé » et « ouvert » ( $C_{bas}/C_{haut}$ ) est un facteur important. Ce rapport, aussi appelé " $C_{ON}/C_{OFF}$ " est traditionnellement utilisé comme un facteur de mérite pour classer des interrupteurs capacitifs. Plus ce rapport est grand, plus l'isolation à l'état ouvert est importante, voir l'expression (4.53).



charge ( $Z_{01}$  et  $Z_{02}$  égale  $50\Omega$ ). Contrairement au modèle précédent, l'espace entre les électrodes est modélisé par deux composants différents suivant son état. En état ouvert, il est représenté par deux capacités  $C_S$ . En état fermé, le contact ohmique entre les électrodes est exprimé par deux résistances  $R_C$ . La capacité entre l'entrée et la sortie de la ligne de transmission  $C_P$  (voir la Figure 4.1) est indépendante de l'état de l'interrupteur.



**Figure 4.9** Circuit équivalent de la partie RF d'un interrupteur résistif : (a) état ouvert et (b) état fermé.

La résistance totale correspondant à l'état fermé  $R_{bas}$  est égale à :

$$R_{bas} = 2R_C + R_S \quad (4.44)$$

L'inductance  $L_S$  est calculée par la formule :

$$L_S = \frac{Z_h W}{v_p} \quad (4.45)$$

où  $v_p$  est la vitesse de phase :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.46)$$

$c = 3.10^8$  m/s et  $\epsilon_{eff}$  est la constante diélectrique efficace de la ligne de transmission ( $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_0$ ).

L'impédance  $Z_h$  de la ligne de transmission correspondant à l'état fermé est égale à [18] :

$$Z_h = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8T}{W} + \frac{W}{4T}\right) & \text{avec } \frac{W}{T} \leq 1 \\ 120\pi \left( \sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{W}{T} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{T} + 1,444\right) \right] \right)^{-1} & \text{avec } \frac{W}{T} \geq 1 \end{cases} \quad (4.47)$$

La valeur de la constante  $\epsilon_{eff}$  peut être exprimé comme [18] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_0 + 1}{2} + \frac{\epsilon_0 - 1}{2} F\left(\frac{W}{T}\right) \quad (4.48)$$

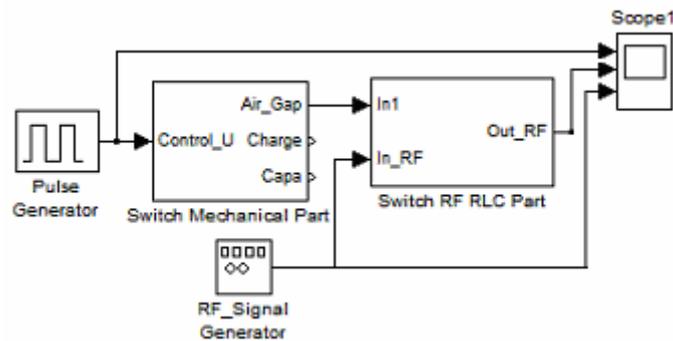
où :

$$F\left(\frac{W}{T}\right) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12T}{W}\right)^{-1} + 0,04\left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 & \text{avec } \frac{W}{H} \leq 1 \\ \left(1 + \frac{12T}{W}\right)^{-1} & \text{avec } \frac{W}{H} \geq 1 \end{cases} \quad (4.49)$$

Les interrupteurs résistifs, grâce à leur très faible résistance de contact possèdent intrinsèquement de très hautes fréquences de coupure (20 à 80 THz) qui sont bien supérieures à celles atteintes par des structures microélectroniques classiques (FET, diode PIN) [18].

#### 4.4 Simulation d'un interrupteur MEMS RF

Les deux modèles en Simulink correspondant à la partie électromécanique (basse fréquence) et à la partie RF peuvent être associés dans le schéma montré dans la **Figure 4.10**. La partie électromécanique de ce schéma est pilotée par une séquence de basse fréquence et fournit à sa sortie la valeur de l'espace entre les électrodes. Ce signal sert d'actionnement du bloc RF. Une autre entrée de ce bloc est alimentée par un générateur RF. Ce modèle complet décrit le comportement dynamique du système et permet d'accéder aux différentes variables du domaine mécanique et du domaine électrique.



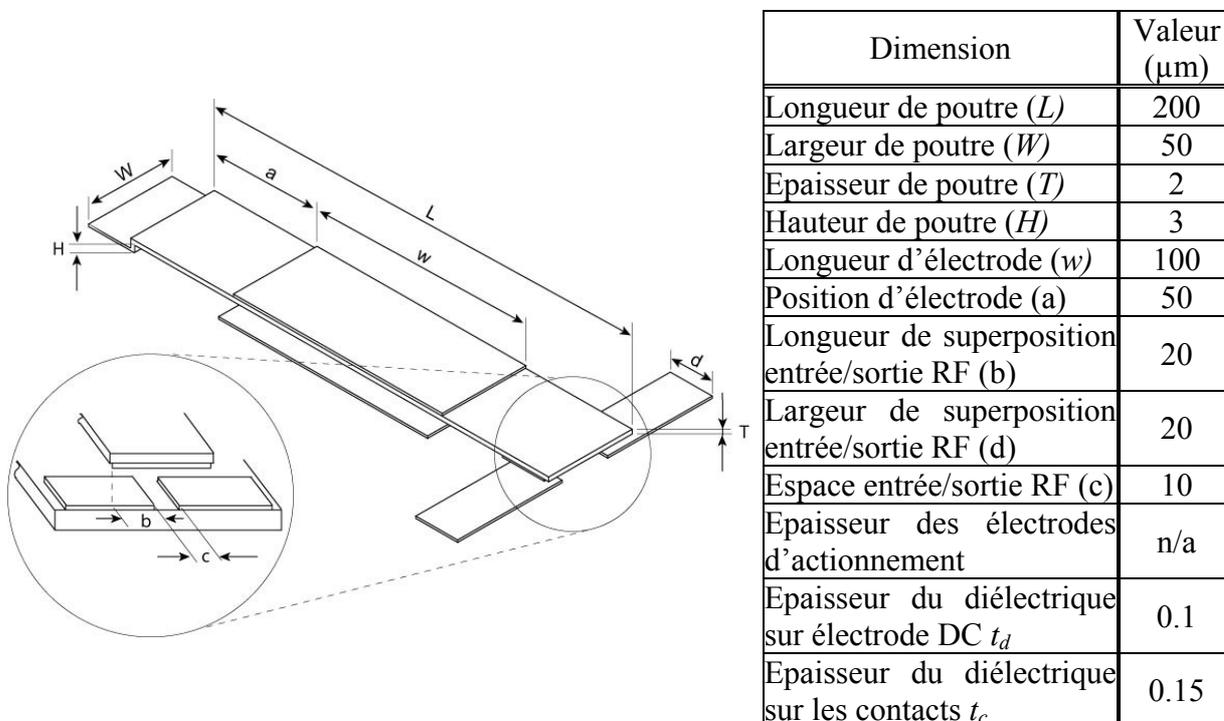
**Figure 4.10** Modèle Simulink complet d'un interrupteur capacitif.

Parallèlement avec Simulink, nous avons utilisé la « RF toolbox » de Matlab pour une estimation du comportement des interrupteurs en fréquences RF. Cette toolbox aide à concevoir, modéliser, analyser et visualiser des réseaux de composants RF. Les paramètres de réseau sont générés à partir de MATLAB par les syntaxes de « RF toolbox » (par exemple : *rfckt.parallel* et *rfckt.seriesrlc*) ou sont lus à partir de données externes. Lorsque les données sont importées dans « RF toolbox », la boîte à outils génère un modèle en forme de fonction rationnelle. Ce modèle est ensuite utilisé pour un calcul des caractéristiques telles que paramètres S, figure de bruit, ou autres. Le fichier de génération du modèle de la partie RF pour la « RF toolbox » est documenté en Annexe A.

Nous avons utilisé le schéma de la Figure 4.10 ainsi que la « RF toolbox » de Matlab pour la simulation des deux cas d'étude. Les résultats sont décrits dans les paragraphes suivants.

### 4.4.1 Cas d'étude 1

Nous avons choisi pour le premier cas d'étude un interrupteur électrostatique à base d'une poutre avec un contact capacitif, présenté dans la Figure 4.1. La géométrie de cet interrupteur est résumée dans le Tableau 4.1.



**Tableau 4.1** Dimensions de l'interrupteur simulé dans le cas d'étude 1.

Les constantes physiques des matériaux utilisés pendant la simulation de l'interrupteur sont rassemblées dans le Tableau 4.2.

Paramètre	Valeur	Unité
Permittivité d'air $\epsilon_0$	$8,845 \cdot 10^{-12}$	F/m
Densité $\rho_{Ni} (Si_3N_4)$	3150	kg/m <sup>3</sup>
Module de Young $E_{Ni} (Si_3N_4)$	$38 \cdot 10^{10}$	Pa
Constante de Poisson ( $Si_3N_4$ )	0,25	-
Contrainte résiduelle $\sigma$	$20 \cdot 10^6$	Pa
Permittivité relative du diélectrique sur électrode DC $\epsilon_r$	5	-
Permittivité relative de la couche diélectrique sur les contacts $\epsilon_r$	5	-

**Tableau 4.2** Paramètres physiques de l'interrupteur simulé en cas d'étude 1.

Dans un premier temps, nous avons estimé à base des expressions théoriques les caractéristiques suivantes :

Constante de ressort réduite par (4.19) avec  $a = L/4$  et la longueur d'électrode  $w$  (voir Tableau 4.1) :

$$k = 1,1034EW\left(\frac{T}{L}\right)^3 \quad (4.50)$$

Fréquence de résonance qui est calculée comme suit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_r}} \quad (4.51)$$

Coefficient d'amortissement calculé par l'équation (4.29) :

$$r = \frac{3\mu A^2}{2\pi H^3}$$

Tension de collage calculé par l'équation (4.8) :

$$V_P = \sqrt{\frac{8kH^3}{27\varepsilon_0 A}}$$

Temps de transition -  $T_{ON}$  [20] :

$$T_{ON} = \frac{9V_p^2}{4\pi \cdot f_0 Q_{qualité} V_{appliqué}^2} \quad (4.52)$$

avec

$$Q_{qualité} = \frac{2\pi f_0 m_r}{r}$$

Rapport entre le  $C_{ON}/C_{OFF}$  :

$$C_{ratio} = \frac{C_{ON}}{C_{OFF}} = \frac{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r b d}{t_c}}{\frac{3\varepsilon_0 \varepsilon_r b d}{2(H\varepsilon_r + t_c)}} = \frac{2}{3} \left( \frac{H\varepsilon_r}{t_c} + 1 \right) \quad (4.53)$$

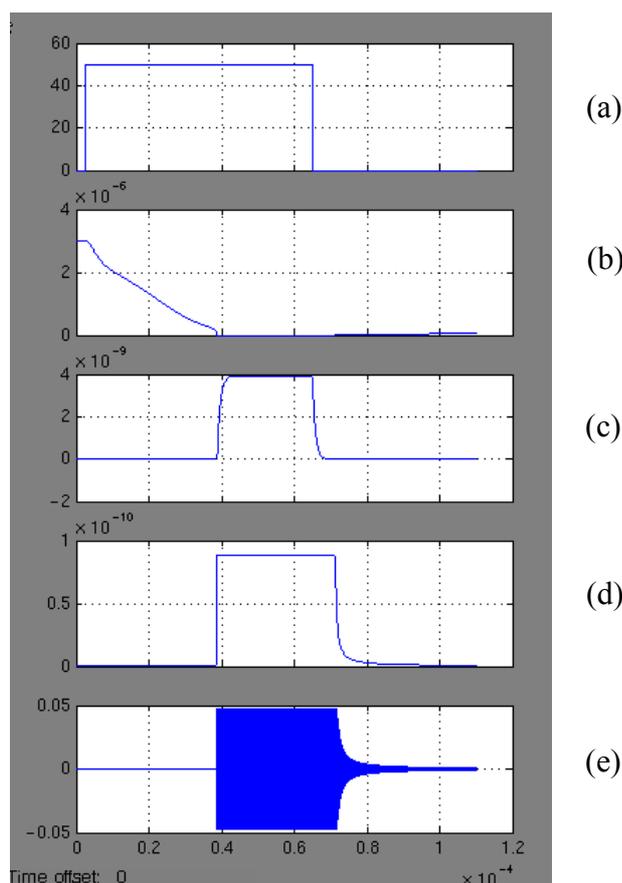
avec  $C_{bord} = 50\% C_S$

Les valeurs des caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'études 1 sont données dans le Tableau 4.3.

Paramètre	Valeur	Unité
Résistance - $R_L$	5	$\Omega$
Résistance de source de tension - $R$	$10^4$	$\Omega$
Impédance d'entrée et sortie ( $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ )	50	$\Omega$
Coefficient d'amortissement - $r$	$1,86 \cdot 10^{-5}$	kg/s

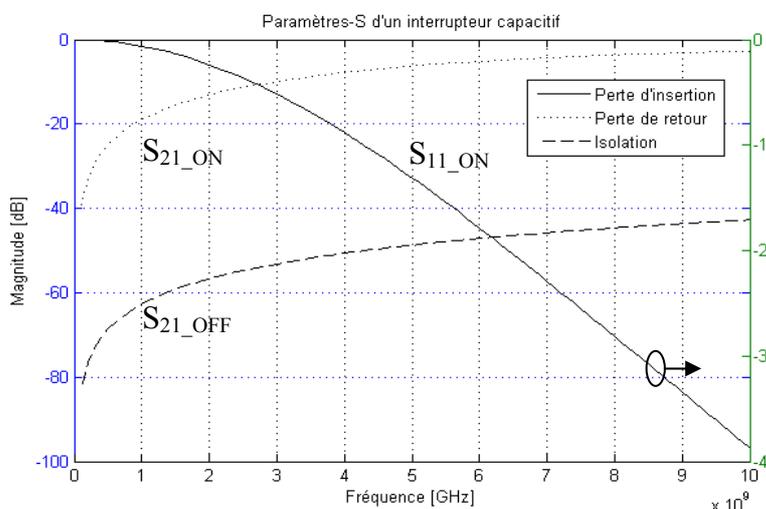
**Tableau 4.3** Caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'étude 1.

Dans un deuxième temps, nous avons effectué une simulation de l'interrupteur en utilisant le modèle Simulink. Pendant cette simulation, nous avons appliqué une tension d'actionnement de 50V. Une simulation précise demande un temps très important, qui est proportionnel à la fréquence RF. Nous avons simulé le comportement du dispositif pour une fréquence de 1 GHz (temps de calcul environ 40 minutes). Les résultats de la simulation, dans la forme graphique, sont montrés dans la Figure 4.11.



**Figure 4.11** Résultats de la simulation du modèle dynamique d'un interrupteur du cas d'étude 1 avec contact capacitif : (a) une période du signal d'actionnement (4 kHz), (b) déplacement de la poutre, (c) capacité entre les électrodes, (d) charge électrique entre les électrodes et (e) signal RF de la sortie (fréquence 1 GHz).

Finalement, en utilisant la « RF toolbox » de Matlab, nous avons obtenu les paramètres- $S$  de la partie RF de l'interrupteur. La Figure 4.12 montre les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  de l'interrupteur simulé. L'isolation de l'interrupteur (paramètre  $S_{21}$ ) correspond à l'état OFF (courbe discontinue). Le taux de réflexion (paramètre  $S_{11}$ ) correspond à l'état ON (courbe pointillée). La perte d'insertion (paramètre  $S_{21}$ ) correspond à l'état ON (courbe continue).



**Figure 4.12** Paramètres- $S$  pour le cas d'études 1.

Les résultats de la simulation sont comparés avec les valeurs estimées à base des relations théoriques dans le Tableau 4.4. La tension d'actionnement qui est calculée par l'équation (4.8) est environ 42V. Donc, on applique une tension d'actionnement égale à 50V sur les simulations. Le temps estimé  $T_{ON}$  est le temps calculé par l'équation (4.52), il est le temps minimum pour atteindre le cas ON. Dans le cas réel, le temps  $T_{ON}$  est bien plus grand à cause de la résistance mécanique et de la résistance de radiation. Le temps  $T_{ON}$  simulé pour le cas d'étude 1 est égal à environ 38 $\mu$ s.

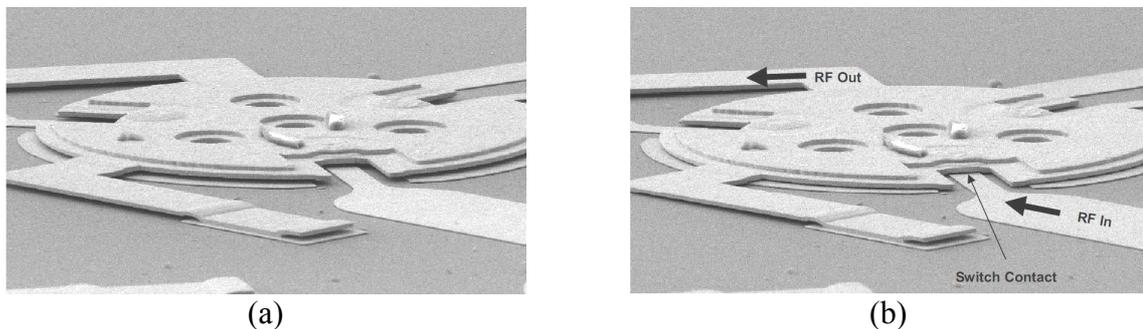
Cas d'étude 1		
Caractéristique	Estimation	Simulation
Temps de transition fermé - $T_{ON}$ ( $\mu$ s)	6,17	37,92
Temps de transition ouvert - $T_{OFF}$ ( $\mu$ s)	-	8,5
Capacité en état fermé - $C_{ON}$ (F)	$1,79 \cdot 10^{-13}$	$1,75 \cdot 10^{-13}$
Capacité en état ouvert - $C_{OFF}$ (F)	$1,16 \cdot 10^{-15}$	$1,173 \cdot 10^{-15}$
Rapport des capacités $C_{ON}/C_{OFF}$ - $C_{ratio}$	154	149
Perte d'insertion - $IL$ (dB @ 1GHz)	-	-0,055
Taux de réflexion - $RL$ (dB @ 1GHz)	-	-19
Isolation - $I$ (dB @ 1GHz)	-	-62,5

**Tableau 4.4** Résultats de la simulation en cas d'étude 1.

#### 4.4.2 Cas d'étude 2

Dans le deuxième cas d'étude, nous avons simulé un interrupteur commercial de l'entreprise Teravicta. Il s'agit du même interrupteur que nous avons utilisé pour la validation de la technique de test décrite dans le Chapitre 6. L'interrupteur Teravicta, étudié dans ce chapitre, est un interrupteur SPDT avec un contact résistif. Cet interrupteur est constitué d'un disque suspendu au dessus des lignes de transmission RF (voir la Figure 4.13).

C'est un interrupteur électrostatique avec la structure d'un disque qui est suspendu à l'aide de trois bras du type "jambe de crabe". Les dimensions de cet interrupteur sont données dans le Tableau 4.5.



**Figure 4.13** Interrupteur SPDT Teravicta : (a) état OFF et (b) état ON.

Nous n'avons pas trouvé, dans la documentation du producteur, toutes les informations nécessaires pour la simulation de l'interrupteur. Pour cette raison, les valeurs du Tableau 4.5 ont été déduites ou estimées à base des informations accessibles.

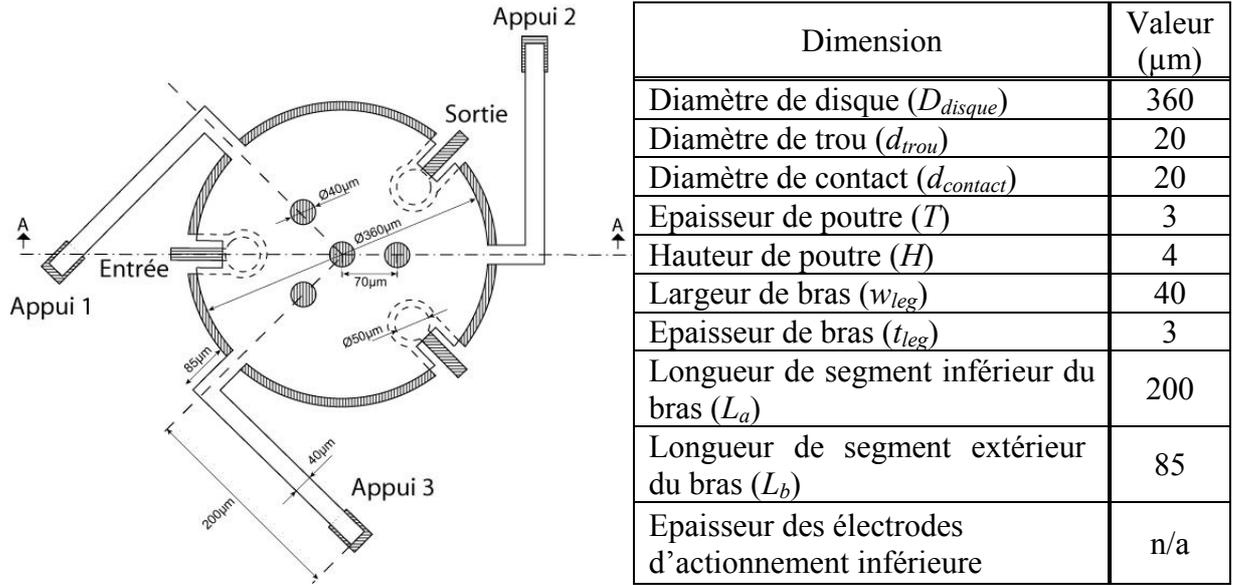


Tableau 4.5 Dimensions de l'interrupteur simulé pour le cas d'étude 2.

Un bras d'interrupteur est schématiquement montré dans la Figure 4.14. La largeur du bras est égale à  $w_{leg}$  et son épaisseur est égale à  $t_{leg}$ .

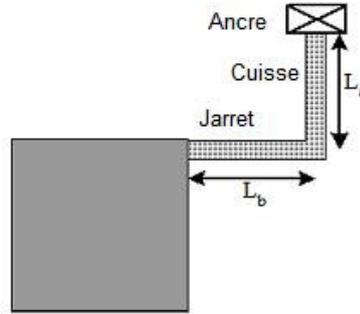


Figure 4.14 Géométrie d'un bras de l'interrupteur Teravicta.

La constante de ressort de cette structure peut être calculé à l'aide de l'expression [105] :

$$k_{\text{jambe de crabe}} = \frac{E t_{leg}^3 w_{leg} \left[ (L_a^2 + L_b^2) + \left( \frac{1}{\kappa} + \kappa \right) L_a L_b \right]}{\left( \frac{1}{4} (L_a^5 + L_b^5) + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\kappa} + \kappa \right) (L_a^4 L_b + L_a L_b^4) + (L_a^3 L_b^2 + L_a^2 L_b^3) \right)} \quad (4.54)$$

où  $\kappa$  est égale à :

$$\kappa = \frac{2}{(1+\nu)} \left( 1 - \frac{192 t_{leg}}{\pi^5 w_{leg}} \right) \quad (4.55)$$

Le coefficient d'amortissement associé au mouvement de l'électrode mobile est composé de trois parties. La première partie est liée au mouvement du disque central, la deuxième partie est produite par des pertes occasionnées sous les bras, et finalement, il faut prendre en compte les pertes de rayonnement dans le gaz environnant.

Nous avons fait les approximations suivantes afin d'estimer l'amortissement du disque central par des pertes visqueuses :

- Contrairement à la situation réelle (voir la Figure 4.15c), nous avons supposé un espace entre les électrodes uniforme d'une hauteur égale à  $H$ .
- Nous avons supposé une répartition uniforme des ouvertures sur la surface de l'électrode.
- Nous avons ensuite utilisé l'expression (4.30) pour calculer le coefficient d'amortissement d'une zone circulaire correspondant à une ouverture -  $r_{disque}$ .
- L'estimation du coefficient d'amortissement total est égale à :

$$r_{totale} = r_{disque} + r_{jambes} + r_{trous} + r_{rayonnement} \quad (4.56)$$

L'amortissement au-dessous des bras ( $r_{jambe}$ ) est calculé à partir de l'expression (4.29) avec l'aire d'une jambe  $A_{jambe}$  :

$$r_{jambes} = 3 \frac{3\mu A_{jambe}^2}{2\pi H^3} \quad (4.57)$$

avec

$$A_{jambe} = (L_a + L_b)w_{leg}.$$

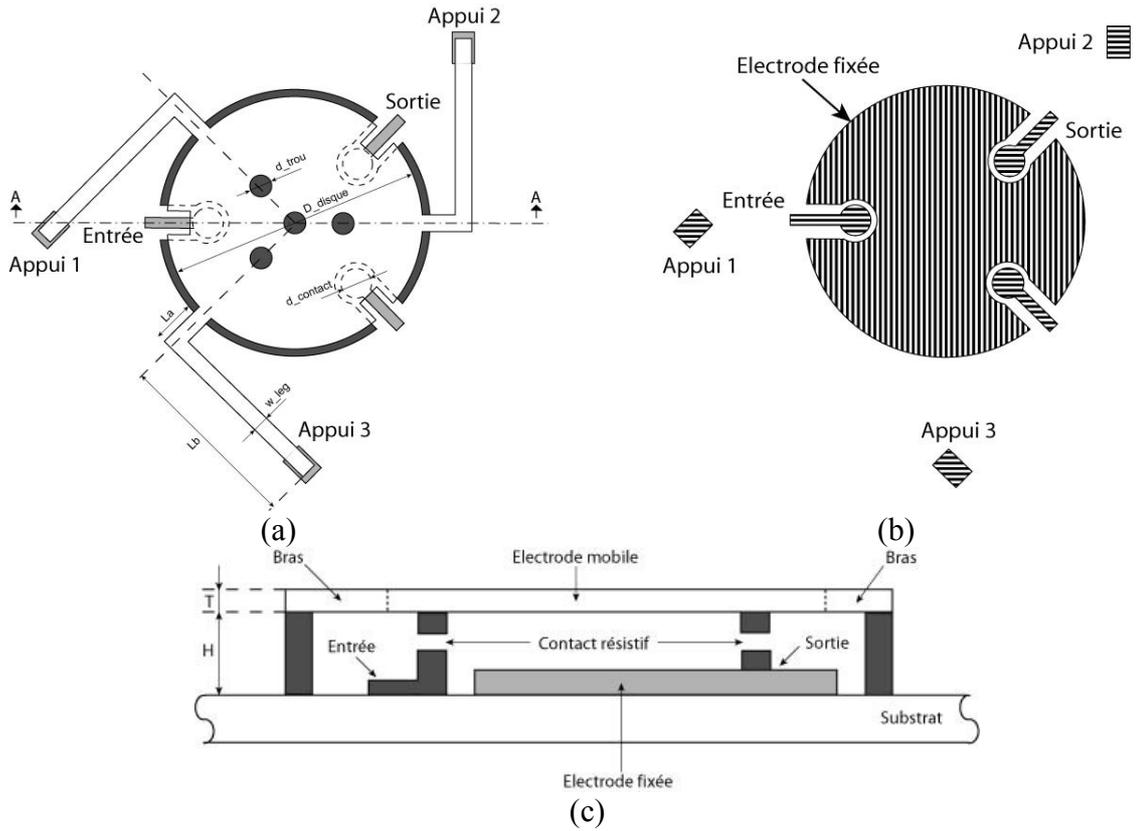
L'amortissement induit par le passage de l'air par des trous est calculé en supposant que les trous sont suffisamment larges :

$$r_{trous} = r_{acoustique} NA_{disque}^2 = \frac{8\mu T NA_{disque}^2}{\pi \left( \frac{d_{trou}}{2} \right)^4} \quad (4.58)$$

L'amortissement dû à l'effet de rayonnement acoustique dans l'espace environnant est calculé en supposant un disque sous vibrations axiales. Le coefficient d'amortissement pour ce cas est égal à :

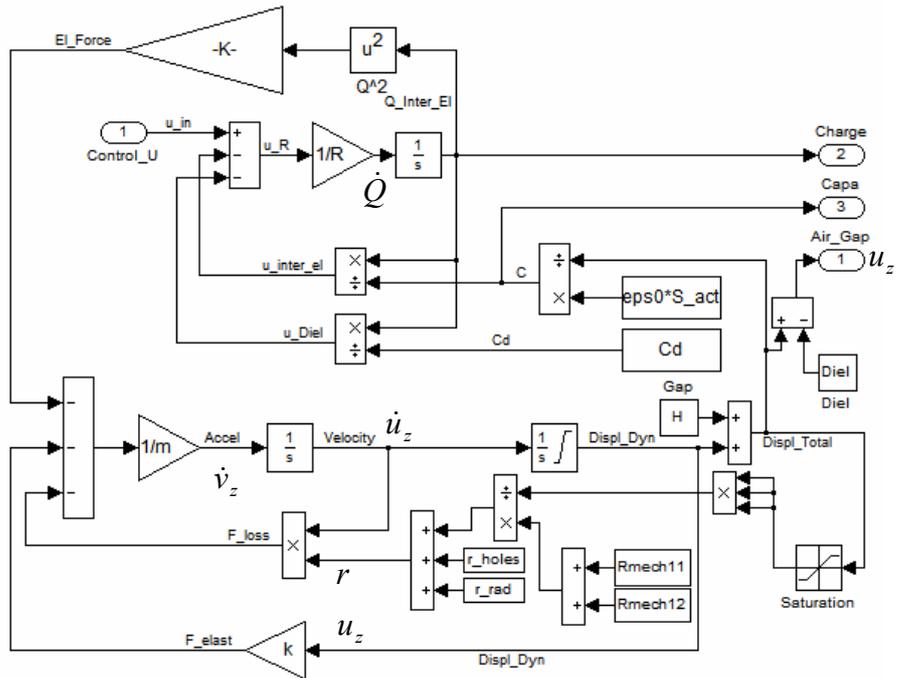
$$r_{rayonnement} = A\rho_{air} c_{acoustique} \quad (4.59)$$

avec  $\rho_{air} = 1,2$  et  $c_{acoustique} = 344$  m/s.



**Figure 4.15** Interrupteur Teravicta : (a) vue de dessus, (b) l'électrode et les contacts, et (c) vue de côté.

Etant donné que l'amortissement dépend de la distance entre les électrodes, nous avons respecté cette variation dans le modèle dynamique. Nous pouvons voir dans la partie électromécanique du modèle montrée dans la Figure 4.16 les modifications faites à ce regard.



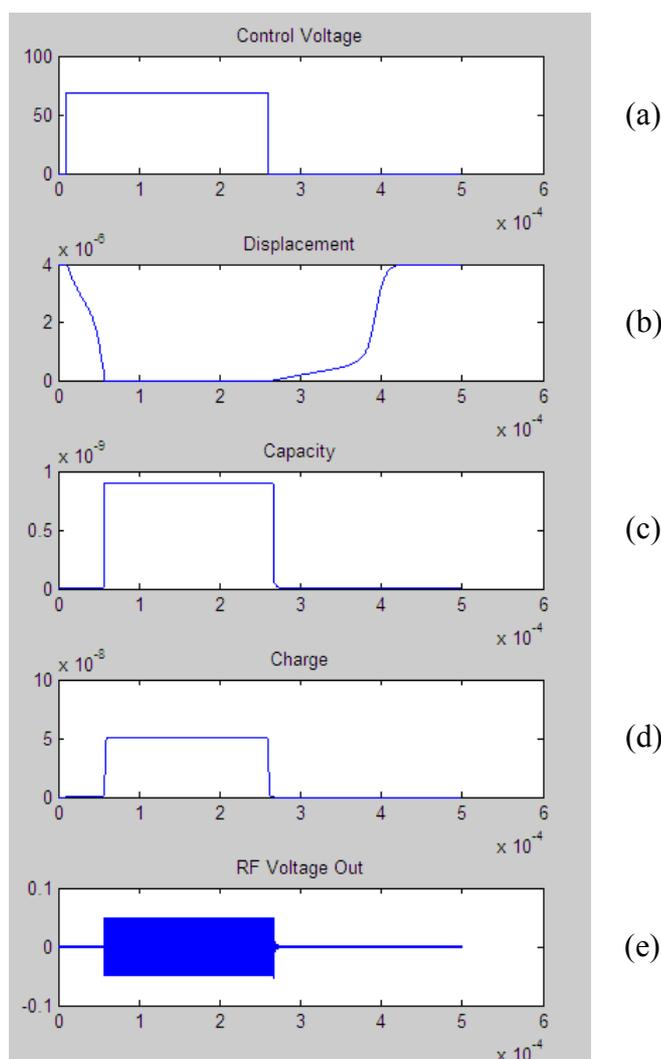
**Figure 4.16** Modèle Simulink de la partie électromécanique de l'interrupteur Teravicta.

Les valeurs des caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'étude 2 sont dans le Tableau 4.6.

Paramètre	Valeur	Unité
Résistance - $R_L$	1	$\Omega$
Résistance interne de la source de tension - $R$	$10^3$	$\Omega$
Impédance d'entrée et sortie - $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$	50	$\Omega$
Coefficient d'amortissement - $r$	$6,74 \cdot 10^{-4}$	kg/s

**Tableau 4.6** Caractéristiques de l'interrupteur utilisées pour la simulation du cas d'étude 2.

Dans un deuxième temps, nous avons effectué une simulation de l'interrupteur en utilisant le modèle Simulink. Pendant cette simulation, nous avons appliqué une tension d'actionnement de  $68V$ . Une simulation précise demande un temps assez important, qui est proportionnel à la fréquence RF. Nous avons simulé le comportement du dispositif pour une fréquence de 1 GHz (temps de calcul environ 40 minutes). Les résultats de la simulation, dans la forme graphique, sont montrés dans la Figure 4.17.



**Figure 4.17** Résultats de la simulation du modèle dynamique d'un interrupteur du cas d'étude2 avec contact résistif : (a) une période du signal d'actionnement (2 kHz), (b) déplacement de la poutre, (c) capacité entre les électrodes, (d) charge électrique entre les électrodes et (e) signal RF de la sortie (fréquence 1 GHz).

Dans la Figure 4.18, nous comparons deux résultats de la simulation du temps de transition  $T_{ON}$ . Dans cette figure, la courbe pleine représente le temps de transition  $T_{ON}$  correspondant au modèle simple de l'interrupteur, comportant l'amortissement constant. La courbe pointillée représente le temps de transition  $T_{ON}$  correspondant au modèle de l'interrupteur respectant la variation de l'amortissement en fonction de la distance des électrodes.

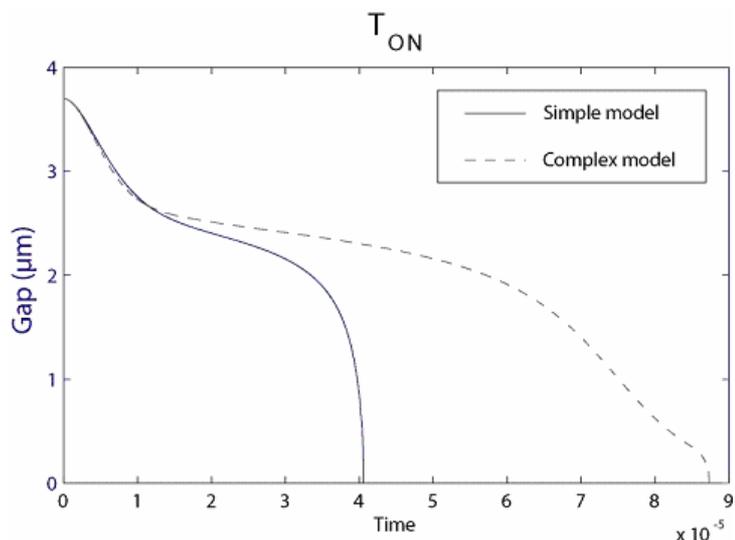


Figure 4.18 Comparaison du temps de transition –  $T_{ON}$ .

Les paramètres- $S$  de la partie RF de l'interrupteur, obtenus par la « toolbox RF » de Matlab sont montrés dans la Figure 4.19. Dans cette figure, la courbe continue représente le taux de réflexion de l'interrupteur (paramètre  $S_{11}$ ) et la courbe discontinue représente la perte d'insertion (paramètre  $S_{21}$ ) correspondant à l'état ON. La courbe pointillée représente l'isolation de l'interrupteur (paramètre  $S_{21}$ ) correspondant à l'état OFF.

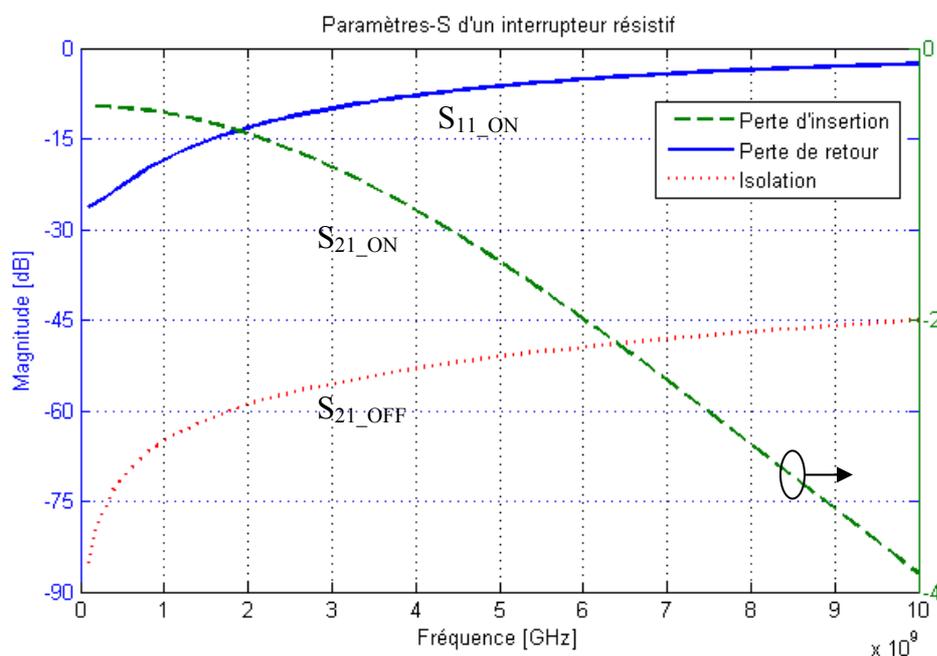


Figure 4.19 Paramètres- $S$  pour le cas d'étude 2.

Les résultats de la simulation concernant le cas d'étude 2 sont comparés avec les valeurs mesurées ou estimées dans le Tableau 4.7.

Cas d'étude 2		
Caractéristique	Fiche technique	Simulation
Temps de transition fermé - $T_{ON}$ ( $\mu$ s)	70-100	68,14
Temps de transition ouvert- $T_{OFF}$ ( $\mu$ s)	10-50	8,1
Capacité en état ouvert - $C_{OFF}$ (F)	-	$0,8 \cdot 10^{-9}$
Perte d'insertion - $IL$ (dB @ 1GHz)	-0,15	-0,143
Taux de réflexion - $RL$ (dB @ 1GHz)	-28	-18,86
Isolation - $I$ (dB @ 1GHz)	-35	-65,1

**Tableau 4.7** Résultats de la simulation en cas d'étude 2.

La tension d'actionnement qui est calculée par l'équation (4.8) est environ 63V. Donc, on applique une tension d'actionnement égale à 68V sur les simulations. Le temps simulé  $T_{ON}$  est proche du temps dans la fiche technique. La perte d'insertion est aussi proche à la valeur de la fiche technique. Le taux de réflexion et l'isolation sont différents des valeurs de la fiche technique à cause de l'insuffisance des informations sur l'interrupteur Teravicta.

## 4.5 Conclusions

L'objectif de ce chapitre est de présenter le modèle dynamique d'un interrupteur et de documenter les résultats de la simulation de deux cas d'étude. Les résultats de la simulation montrent un bon accord entre les caractéristiques obtenues et celles publiées par le constructeur. Nous avons eu des difficultés pour obtenir les résultats d'une simulation du signal RF de fréquence plus élevée que 1GHz à cause de la saturation de la mémoire de la station de travail. Nous avons utilisé une station de travail de type serveur disponible dans le Centre Interuniversitaire de MicroElectronique et nanotechnologies - CIME.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier une méthodologie embarquée de test d'interrupteurs MEMS RF. Cette méthodologie sera illustrée et validée pour le cas d'étude 1, un interrupteur de type micro-poutre dont le modèle dynamique a été présenté dans ce chapitre. Le cas d'étude 2 (interrupteur Teravicta) sera considéré dans le Chapitre 6.

## Chapitre 5

# Test alternatif d'un interrupteur MEMS RF

### 5.1 Introduction

Le test de production des circuits intégrés RF avec leurs fréquences de fonctionnement toujours croissantes nécessite des équipements automatiques de test (ATE<sup>34</sup>) très sophistiqués, donc très coûteux. En outre, la mesure des performances RF consomme aussi beaucoup de temps de test. Dans le Chapitre 3, nous avons vu l'importance accordée dans la littérature à la mesure des performances RF, comme les paramètres-S, pour le test des MEMS RF. Dans ce chapitre, notre objectif est de proposer une méthode de test embarqué pour les interrupteurs MEMS RF intégrés dans des dispositifs SiP. La difficulté la plus importante pour le test de ces interrupteurs intégrés est celle d'obtenir des mesures à leur sortie nécessaires à la détection et au diagnostic des défauts potentiels. Dans l'approche que nous proposons dans ce Chapitre, une signature de test est déterminée au moyen d'un ensemble de paramètres extraits de l'enveloppe du signal de sortie de l'interrupteur. Les performances de haute fréquence de l'interrupteur sont ensuite déduites à partir des caractéristiques issues de l'enveloppe du signal en basse fréquence et en utilisant des fonctions de calcul implémentées dans le processeur embarqué dans le dispositif de type SiP. Ces fonctions de calcul statistique sont peu gourmandes en ressources.

En particulier, nous allons considérer les interrupteurs capacitifs décrits dans le Chapitre 4. Les résultats de simulation montrent qu'un capteur d'enveloppe placé à la sortie de l'interrupteur fournit des propriétés importantes du comportement, comme les temps de transition et la tension d'actionnement de l'interrupteur. En utilisant des données statistiques obtenues par une simulation de type Monte Carlo, nous avons mis en oeuvre un algorithme de régression multivarié pour construire les fonctions non-linéaires qui lient les mesures en basse fréquence avec les performances conventionnelles de l'interrupteur RF comme les paramètres-S. Dans la méthodologie proposée, le test est réalisé en utilisant des mesures basse fréquence, éliminant ainsi le besoin d'utiliser un ATE RF très coûteux. Ces mesures incluent les temps de transition ( $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ ) et les amplitudes à la sortie ( $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ ). En outre, cette technique facilite l'accès à la sortie de l'interrupteur, ce qui n'est pas toujours possible dans le cas d'un dispositif de type SiP. Finalement, nous proposerons un ensemble d'algorithmes

---

<sup>34</sup> Automatic Test Equipment

récurrents pour la surveillance en ligne des temps de transition, permettant ainsi de tester en temps réel les interrupteurs MEMS RF.

## 5.2 Techniques de test basées sur l'apprentissage automatique

Dans cette section nous allons introduire les techniques de test de dispositifs analogiques basées sur l'apprentissage automatique. Nous pouvons citer deux techniques principales :

- Les techniques basées sur la classification consistent à définir des frontières de séparation entre des dispositifs fonctionnels et défectueux dans un espace de signatures dont les mesures sont plus simples et beaucoup moins onéreuses que celles des performances spécifiées.
- Les techniques de test alternatif établissent par régression des fonctions non linéaires qui lient l'espace de mesures simples et peu coûteuses et l'espace des performances. Ces fonctions sont utilisées lors du test pour prédire les performances à partir des mesures simples. En général, on utilise un seul signal de test construit de façon à optimiser l'erreur de prédiction.

Des données statistiques sur le comportement du dispositif sous test sont nécessaires afin de construire les frontières de séparation ou les fonctions de régression. En général, ces données peuvent être obtenues à partir d'un échantillon de la population. Cet échantillon (par exemple 1000 instances du dispositif sous test) peut être obtenu lors d'un test de production du dispositif ou bien à partir de données obtenues par une simulation statistique (typiquement Monte Carlo). Dans ce dernier cas, les paramètres de conception (layout du dispositif sous test) et technologiques (procédé de fabrication) sont perturbés d'une façon aléatoire autour de leur valeur nominale, suivant une distribution statistique dont les caractéristiques sont définies par les variations du procédé de fabrication. L'échantillon ainsi généré considère la dispersion paramétrique des performances et des mesures.

Une fois l'échantillon obtenu, les spécifications du dispositif dans l'espace des performances seront utilisées pour construire par une technique d'apprentissage automatique les frontières de séparation ou les fonctions de régression pour l'acceptation ou le rejet des dispositifs fabriqués. Ainsi, lors du test de production, seulement les mesures simples sont utilisées, en contournant la contrainte des mesures directes des performances.

### 5.2.1 Techniques de test basées sur la classification

Les techniques basées sur la classification consistent à discriminer entre les éléments fonctionnels et défectueux de l'échantillon en utilisant des frontières de séparation qui sont déterminées dans l'espace de mesures (ou signatures). À partir de l'échantillon statistique, la technique consiste à entraîner un module de classification (classificateur). Chaque élément de l'échantillon est étiqueté comme fonctionnel ou défectueux suivant qu'il respecte ou pas les spécifications des performances prédéfinies. Les frontières sont ensuite déterminées afin de séparer au mieux les éléments fonctionnels et des défectueux. Toutefois, les éléments fonctionnels et défectueux peuvent être mélangés dans l'espace des signatures, de sorte qu'il devient impossible de déterminer des frontières de discrimination parfaites, sans erreur de classification.

Comme les signatures sont utilisées pour déduire la satisfaction ou la violation des spécifications des performances, cette méthode génère inévitablement des erreurs de classification (voir Figure 5.1). Ces erreurs sont dues aussi bien aux mélanges des éléments fonctionnels et défectueux dans l'espace des signatures qu'à l'incertitude sur l'estimation des signatures. L'objectif devient alors de déterminer par apprentissage les frontières qui minimisent les taux d'erreurs de classification.

Dès lors que les frontières de séparations sont déterminées, puisque les caractéristiques des dispositifs fabriqués par un processus identique sont régies par les mêmes lois de distribution, les dispositifs sous test sont classifiés par rapport aux frontières en examinant l'ensemble des signatures associées. Le taux d'erreur de classification est statistiquement identique à celui qui est observé dans le processus d'apprentissage.

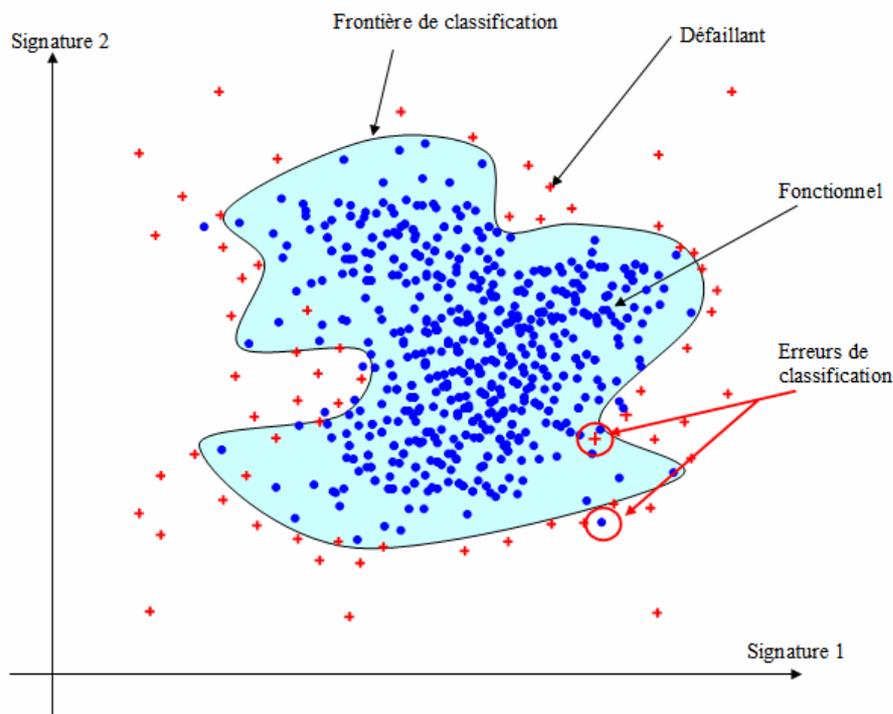


Figure 5.1 Exemple de classification dans un espace à deux signatures.

### 5.2.2 Test alternatif

Le test des circuits analogiques consiste, traditionnellement, à vérifier leurs spécifications fonctionnelles. Les techniques mises en jeu requièrent une évaluation complète des spécifications du circuit sous test. Cette opération contraignante rend les techniques classiques de test très coûteuses aussi bien en termes de temps de test que de consommation et de ressources. Ces méthodes traditionnelles sont particulièrement mal adaptées aux systèmes RF complexes pour les quel les spécifications fonctionnelles sont pour l'essentiel définies en très hautes fréquences. Si une mesure directe des variations dans les paramètres du procédé est disponible, il serait facile d'en déduire les valeurs des spécifications fonctionnelles correspondantes afin de tester si elles sont incluses (ou pas) dans les limites de tolérance acceptées. Cependant, les informations sur les variations des paramètres du procédé de fabrication et les paramètres de design ne sont généralement pas disponibles sur les dispositifs sous test.

Il est évident que les variations dans le procédé de fabrication qui conduisent à des changements dans les performances spécifiées affectent également d'autres mesures que l'on pourrait effectuer sur le système dans des conditions spécifiques, à un coût bien plus raisonnable (voir Figure 5.2). Récemment, de nombreux travaux de recherche ont proposé le remplacement du test traditionnel des spécifications par d'autres tests. Le défi du test alternatif est de contourner la complexité induite par la mesure directe des performances spécifiées du système, par la construction d'une relation d'interdépendance non-linéaire entre les mesures de faible coût et les performances fonctionnelles du système. Le recours au test alternatif accélère la procédure de test en remplaçant les mesures longues et coûteuses des performances spécifiées par une relation non-linéaire directe entre l'espace des mesures (moins onéreuses) et l'espace des performances. Cette technique, proposée à l'origine dans l'industrie en complément des tests de spécification afin d'améliorer leur couverture de fautes, est désormais considérée comme une méthode de test à par entière.

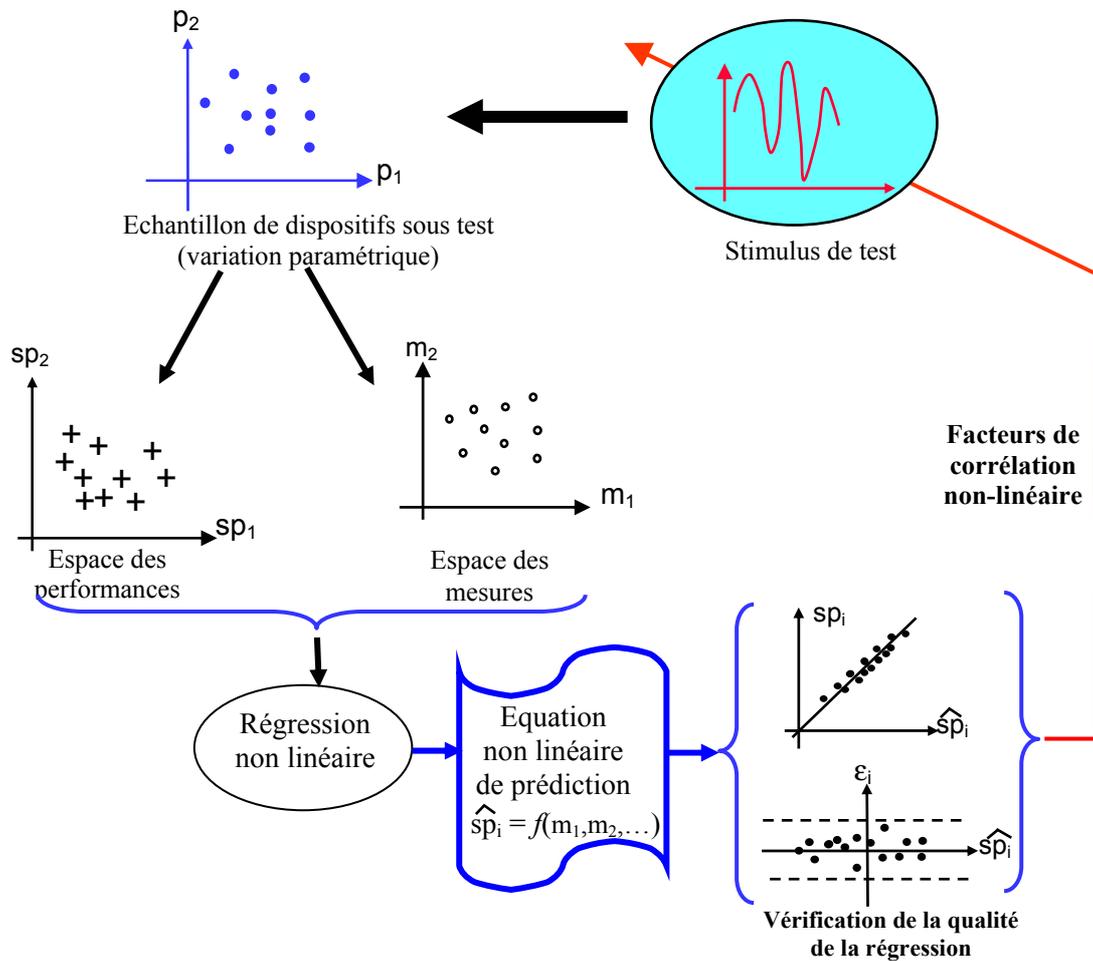


Figure 5.2 Principe générique du test alternatif.

L'une des toutes premières présentations du test alternatif est faite par Variyam et Chatterjee dans [106]. Dans cet article, les auteurs formulent la technique et abordent la question de détermination précise des seuils de test. A partir d'une série initiale de mesures linéairement indépendantes, la méthode proposée génère une nouvelle série de données permettant de décider si le circuit analogique sous test vérifie toutes ses spécifications ou pas. La méthode proposée requière la construction d'une fonction non linéaire permettant de projeter l'espace des mesures accessibles dans l'espace des performances spécifiées. Un algorithme de

régression de type MARS<sup>35</sup> (Multivariate Adaptive Regression Splines) est utilisé à cette fin. Dans les travaux de [106], les mesures utilisées dans les algorithmes de régression sont fournies par un ensemble de points observés sur les signaux de sortie du système. Afin d'améliorer la précision de la prédiction des performances du circuit, Voorakaranam et al. présentent dans [107] un algorithme de génération du stimulus de test et de sélection des mesures appropriées permettant de favoriser la corrélation (non linéaire) entre les performances fonctionnelles et les mesures accessibles. On génère ainsi un seul stimulus de test construit de façon à minimiser l'erreur de prédiction. Pour simplifier la procédure d'optimisation, la génération de test est d'abord réalisée à l'aide d'un simple modèle linéaire. Le modèle non-linéaire est nécessaire uniquement lors de l'étape finale de l'algorithme, afin d'affiner la précision de la prédiction finale.

### 5.3 Techniques de régression

L'algorithme MARS est une technique très utile pour obtenir un modèle précis. Mais il a besoin d'un nombre très important de paramètres, ce qui requiert un échantillon de données de très grande taille. Autres techniques d'apprentissage qui ont été utilisées incluent les réseaux de neurones et les SVM<sup>36</sup> mais elles nécessitent aussi des échantillons de taille importante dans la phase d'apprentissage. Dans notre cas, nous travaillons sur un espace de performances et de mesures de faible dimension, de trois à cinq variables seulement. C'est pourquoi nous n'utilisons pas ces techniques.

Nous introduirons par la suite les modèles de régression utilisés dans ce travail. Les techniques utilisées afin d'identifier les paramètres de ces modèles incluent la méthode des moindres carrés (LSM<sup>37</sup>), la méthode de Descente de gradient (GD<sup>38</sup>) et la méthode de Levenberg-Marquardt (LMM<sup>39</sup>). Ces méthodes sont compatibles avec nos demandes de simplicité, de précision suffisante et de temps de calcul.

#### 5.3.1 Modèle régressif multiple linéaire

Ce modèle exprime la variable dépendante  $y_i$  comme une fonction linéaire de  $m$  régresseurs  $x_{i1}, \dots, x_{im}$  :

$$y_i = \beta_0 + \sum_{j=1}^m \beta_j x_{ij} + \varepsilon_i$$

$$i = 1, \dots, n \quad (5.1)$$

Nous pouvons exprimer ce modèle en forme matriciel comme suit :

$$Y = X\theta + e \quad (5.2)$$

---

<sup>35</sup> Multivariate Adaptive Regression Spline

<sup>36</sup> Support Vector Machine

<sup>37</sup> Least Square Method

<sup>38</sup> Gradient Descent

<sup>39</sup> Levenberg-Marquardt Method

$$\text{avec } Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_n \end{pmatrix}; X = \begin{bmatrix} 1 & x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1m} \\ 1 & x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nm} \end{bmatrix}; \theta = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \dots \\ \beta_{m+1} \end{pmatrix} \text{ et } e = \begin{pmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \dots \\ \varepsilon_n \end{pmatrix}$$

où  $Y$  est un vecteur de  $n$  variables dépendantes,  $X$  est une matrice des régresseurs de dimension  $n(m+1)$ ,  $\theta$  est un vecteur de  $m+1$  paramètres inconnus à estimer, et  $e$  est un vecteur de  $n$  variables aléatoires indépendantes de moyenne égale zéro et variance  $\sigma^2$ . Par exemple, nous pouvons considérer notre cas avec un paramètre- $S$  de l'interrupteur comme les variables dépendantes  $y_i$ , et ses temps de transition ( $x_1 = T_{ON}$ ,  $x_2 = T_{OFF}$ ) et les amplitudes de la sortie ( $x_3 = A_{ON}$  et  $x_4 = A_{OFF}$ ) comme les régresseurs.

Les paramètres  $\theta$  optimaux au sens de la méthode des moindres carrés sont ceux qui minimisent la quantité :

$$S(\theta) = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = e^T e = (Y - X\theta)^T (Y - X\theta) \quad (5.3)$$

En développant l'équation (5.3), nous obtenons :

$$S(\theta) = Y^T Y - Y^T X\theta - \theta^T X^T Y + \theta^T X^T X\theta = Y^T Y - 2Y^T X\theta + \theta^T X^T X\theta \quad (5.4)$$

$S(\theta)$  est minimal si

$$\frac{\partial S(\theta)}{\partial \theta} = 0$$

On a :

$$\frac{\partial S(\theta)}{\partial \theta} = -2Y^T X + 2X^T X\theta$$

La valeur optimale  $\hat{\theta}$  est définie par :

$$S'(\theta) = \left. \frac{\partial S(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\hat{\theta}} = 0 \quad (5.5)$$

Donc :

$$\begin{aligned} -Y^T X + X^T X\hat{\theta} &= 0 \\ \Rightarrow \hat{\theta} &= (X^T X)^{-1} X^T Y \end{aligned} \quad (5.6)$$

### 5.3.2 Modèle régressif polynomial

Dans la partie précédente, nous avons supposé que la relation entre la variable dépendante  $Y$  et les régresseurs  $X$  peut être représentée avec une ligne droite. C'est clairement inadéquat dans des nombreux cas. Dans cette partie, nous présentons les modèles régressifs polynomiaux pour caractériser des relations curvilignes. Un premier cas de modèle régressif polynomial uni-dimensionné contient des puissances d'un régresseur :

$$y = \beta_0 + \beta_1 x + \beta_2 x^2 + \dots + \beta_p x^p + \varepsilon$$

Toutefois, le principe de LSM est encore approprié à l'évaluation des paramètres car le modèle reste linéaire par rapport à ces paramètres. Si les hypothèses habituelles sur les erreurs sont appropriées, les moindres carrés ordinaires peuvent être utilisés. Le diagnostic basé sur le résidu peut être utilisé pour vérifier l'adéquation du modèle. En outre, il est nécessaire de choisir l'ordre du polynôme à utiliser qui doit être haut, mais pas trop. Nous utilisons des tests statistiques pour obtenir l'ordre d'un polynôme.

Pour notre cas d'étude avec quatre régresseurs ( $x_1=T_{ON}$ ,  $x_2=T_{OFF}$ ,  $x_3=A_{ON}$  et  $x_4 = A_{OFF}$ ), nous pouvons considérer aussi bien les puissances que les produits entre les régresseurs. Dans le cas d'un polynôme de troisième ordre avec quatre régresseurs, l'équation (5.1) donne :

$$\begin{aligned}
 y = & \beta_0 + \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 + \beta_3 x_3 + \beta_4 x_4 + \beta_{11} x_1^2 + \beta_{22} x_2^2 + \beta_{33} x_3^2 + \beta_{44} x_4^2 + \\
 & + \beta_{111} x_1^3 + \beta_{222} x_2^3 + \beta_{333} x_3^3 + \beta_{444} x_4^3 + \beta_{12} x_1 x_2 + \beta_{13} x_1 x_3 + \beta_{14} x_1 x_4 + \\
 & + \beta_{23} x_2 x_3 + \beta_{24} x_2 x_4 + \beta_{34} x_3 x_4 + \beta_{112} x_1^2 x_2 + \beta_{113} x_1^2 x_3 + \beta_{114} x_1^2 x_4 + \\
 & + \beta_{221} x_2^2 x_1 + \beta_{223} x_2^2 x_3 + \beta_{224} x_2^2 x_4 + \beta_{331} x_3^2 x_1 + \beta_{332} x_3^2 x_2 + \beta_{334} x_3^2 x_4 + \\
 & + \beta_{441} x_4^2 x_1 + \beta_{442} x_4^2 x_2 + \beta_{443} x_4^2 x_3 + \beta_{1234} x_1 x_2 x_3 x_4 + \varepsilon
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Les nouveaux termes ( $x_1 x_2$ ,  $x_1 x_3$ , ...,  $x_{12} x_2$ ,  $x_{12} x_3$ , ...) dans (5.7) sont les termes multiplicatives appelé l'interaction. Il faut noter que nous avons supprimé certains produits (par exemple,  $x_{12} x_2 x_3$ , ...), car ces interactions ne sont pas jugées utiles.

### 5.3.3 Modèle non-linéaire par rapport aux paramètres

Les modèles considérés ci-dessus étaient linéaires par rapport aux paramètres. C'est-à-dire que chaque terme dans le modèle contient seulement un paramètre  $\beta$  comme une constante qui multiplie le régresseur (ou la fonction du régresseur). On peut aussi penser à ajouter des nouveaux termes comme des fonctions réciproques ( $1/\beta_i$ ), des exponentiels ( $e^\beta$  ou  $x^\beta$ ), des logarithmes ( $\log \beta_i$ ) ou des proportions ( $\beta_i/\beta_j$ ). Ces modèles sont non-linéaires par rapport aux paramètres. Ces modèles non-linéaires sont d'habitude choisis parce qu'ils sont plus réalistes ou parce que la forme du modèle permet à la réponse d'être mieux caractérisée, peut-être avec moins de paramètres. Quelques exemples simples de modèles non-linéaires par rapport aux paramètres sont présentés par la suite.

Le modèle de Cobb-Douglass est souvent utilisé pour développer des modèles économiques. Il s'exprime comme :

$$y = \beta_0 x^{\beta_1} + \varepsilon \tag{5.8}$$

Bien évidemment, il est possible de transformer les données ( $y_i$ ,  $x_i$ ) afin d'obtenir un modèle linéaire de la forme :

$$\log(y) = \alpha_0 + \beta_1 \log(x) + \varepsilon' \tag{5.9}$$

où  $\alpha_0 = \log(\beta_0)$ .

Le modèle de Bioassay est souvent utilisé dans le domaine médical :

$$y = \frac{\beta_0 x}{\beta_1 + x} + \varepsilon \tag{5.10}$$

En utilisant  $\alpha_0 = 1/\beta_0$  et  $\alpha_1 = \beta_1 / \beta_0$  et le réciproque de la réponse, on a à nouveau un modèle linéaire :

$$\frac{1}{y} = \alpha_0 + \alpha_1 \frac{1}{x} + \varepsilon' \quad (5.11)$$

Il faut noter bien que : ces transformations sont utilisées pour transformer un modèle non-linéaire par rapport aux « paramètres » au modèle linéaire par rapport aux « paramètres », pas pour « régresseurs ».

Un autre modèle non-linéaire typique s'exprime de façon exponentielle. Si des erreurs additives sont supposées, le modèle non-linéaire est :

$$y = \alpha.e^{\pm\beta.x_i} + \varepsilon \quad (5.12)$$

Cette fonction peut aussi être transformée en un modèle linéaire :

$$\log(y) = \log(\alpha) \pm \beta x_i + \varepsilon' \quad (5.13)$$

Finalement, le modèle logistique s'exprime par :

$$y = \frac{e^{\beta_0 + \beta_1 x}}{1 + e^{\beta_0 + \beta_1 x}} + \varepsilon \quad (5.14)$$

Cette fonction correspond au modèle linéaire :

$$\log\left(\frac{y}{1-y}\right) = \beta_0 + \beta_1 x + \varepsilon' \quad (5.15)$$

Les modèles ci-dessus étaient non-linéaires par rapport aux variables. Nous pouvons construire un modèle non-linéaire par rapport aux variables et non-linéaire par rapport aux paramètres de la forme suivante :

$$y = c_0 + \sum_{i=1}^k f(x_i, \theta_i) \quad (5.16)$$

où  $f(x_i, \theta_i) = c_i e^{-\beta_i(x_i - \gamma_i)^2}$ .

La fonction (5.16) est complexe, mais elle peut construire n'importe quel modèle et approximer n'importe quelle courbe. On ne peut pas le transformer en un modèle linéaire comme pour les cas précédents (modèles non-linéaires par rapport aux variables mais linéaires par rapport aux paramètres). Pour l'identification de ces modèles, nous allons combiner deux méthodes : la technique de Descente du Gradient ou la technique de Levenberg-Marquardt (LMM) pour trouver les deux paramètres  $\beta_i$  et  $\gamma_i$ , et les moindres carrés (LSM) pour trouver  $c_i$ .

### 5.3.4 Technique de Descente du Gradient

L'algorithme d'optimisation le plus simple est la Descente de Gradient. On cherche le minimum d'une fonction dont on connaît l'expression analytique, qui est dérivable, mais le calcul direct du minimum est difficile. Le principe est de partir d'un point aléatoire puis de se déplacer dans la direction de la plus forte pente. Après un certain nombre d'itérations, l'algorithme converge vers une solution qui est un minimum local de  $S$ .

Donc, la Descente de Gradient va construire une suite de valeurs  $\theta_i$  (avec la valeur  $\theta_0$  fixée au hasard) de manière itérative :

$$\begin{aligned}\theta_{k+1} &= \theta_k - \eta S'(\theta) \\ \Rightarrow \Delta\theta &= -\eta S'(\theta)\end{aligned}$$

$\Delta\theta$  représente la valeur que l'on ajoute à  $\theta$  à chaque itération.  $\eta$  s'appelle le « pas d'apprentissage », il est une constante qui ajuste la vitesse de convergence de l'algorithme. Si  $\eta$  est trop grande, l'algorithme n'est pas stable et oscille autour d'une solution, et si  $\eta$  est trop petite, un très grand nombre d'itérations sera nécessaire pour converger vers la solution, et la probabilité de convergence vers une solution locale est plus grande. On peut donner un critère à la Descente de Gradient pour arrêter l'algorithme :

- limiter à un certain nombre d'itérations  $k > \text{nombre\_max}$ ,
- arrêter lorsque  $S(\theta_i)$  atteint un certain seuil minimal
- $\Delta\theta < \text{seuil}$

La Descente de Gradient trouve le bon résultat si la valeur de départ  $\theta_0$  est plus proche du minimum global que d'un minimum local, ou le pas d'apprentissage est suffisamment petit.

En général, si on a un vecteur d'entrée  $\theta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n)$ , on cherche à minimiser la fonction  $S$  de  $n$  variables  $S(\theta) = S(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n)$ . La formule de mise à jour synthétique est :

$$\Delta\theta = -\eta \nabla S(\theta) \tag{5.17}$$

$\nabla S$  désigne la fonction « gradient » de  $S$ , comme le nom de la méthode.  $\nabla S(\theta)$  est un vecteur avec  $n$  coordonnées. Dans la formule de Descente de Gradient, la  $j^{\text{ème}}$  coordonnée de  $\theta$  ( $\beta_j$ ) est mise à jour avec :

$$\Delta\beta_j = -\eta \partial S / \partial \beta_j(\theta) = -\eta \partial S / \partial \beta_j(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n) \tag{5.18}$$

### 5.3.5 Technique de Levenberg-Marquardt

La technique Levenberg-Marquardt garde l'avantage de nécessiter beaucoup moins d'itérations qu'une Descente de Gradient. Si  $f$  est une erreur quadratique moyenne sous la forme :

$$S(\theta) = \sum_i^n (y_i - g(x_i, \theta))^2 = \langle (g(X, \theta) - Y)^2 \rangle \tag{5.19}$$

où  $g$  désigne une fonction de deux vecteurs  $X$  et  $\theta$  ( $X$  est un vecteur des entrées et  $\theta$  est un vecteur des paramètres) et  $Y$  est un vecteur des sorties.  $\langle . \rangle$  désigne le produit scalaire.

On suppose, comme pour la Descente de Gradient, que l'on se trouve à une itération numéro  $k$ , et que l'on cherche à calculer un nouveau vecteur  $\theta_k$  en fonction de  $\theta_{k-1}$ , tel que  $S(\theta_k)$  se rapproche plus d'un minimum local de  $S$ . Pour cela on calcule une approximation quadratique  $\hat{S}$  de  $S$  à partir d'une approximation linéaire  $\hat{g}$  de  $g$  autour du point  $\theta_{k-1}$ . On obtient :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - H^{-1}d \tag{5.20}$$

avec :

$$d = \langle (g(X, \theta_{k-1}) - Y) \nabla g(X, \theta_{k-1}) \rangle$$

$$H = \langle \nabla g(X, \theta_{k-1}) \nabla g(X, \theta_{k-1}) \rangle$$

La matrice  $H$  est une approximation du Hessien de  $S$ , calculée à partir du gradient de  $g$ . L'idée de Levenberg est donc d'utiliser cette approche quadratique dans les zones où  $g$  est quasi-linéaire, et une Descente de Gradient dans les autres cas. Le pas d'une itération de cet algorithme est calculé de la manière suivante :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - (H + \lambda I)^{-1} d$$

Lorsque  $\lambda$  est faible, cette équation est équivalente à (5.20), si  $\lambda$  est grand, cette équation est équivalente à :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \frac{1}{\lambda} d = \theta_{k-1} - \frac{1}{2\lambda} \nabla S(X, \theta_{k-1})$$

Cet algorithme a ensuite été développé par Marquardt, le pas de l'itération étant défini par :

$$\theta_k = \theta_{k-1} - (H + \lambda \text{diag}(H))^{-1} d$$

La matrice identité a été remplacée par la diagonale de  $H$ . Le but est ici de modifier le comportement de l'algorithme dans les cas où  $\lambda$  est grand. Avec cette modification l'on se déplace plus vite dans les directions vers lesquelles le gradient est plus fiable, afin d'éviter de passer de nombreuses itérations sur un plateau. Ceci est appelé l'algorithme de Levenberg Marquardt.

En pratique cet algorithme permet de converger avec beaucoup moins d'itérations. Mais chaque itération demande plus de calculs, en particulier pour l'inversion de la matrice  $H$ .

## 5.4 Test alternatif d'un interrupteur MEMS RF

Dans cette section, nous allons proposer et évaluer une nouvelle méthode de test alternatif pour l'interrupteur MEMS RF capacitif. La Figure 5.3 illustre l'architecture de cette technique de test qui utilise comme stimuli de test un signal d'actionnement de basse fréquence et un signal RF à l'entrée de l'interrupteur. Un capteur d'enveloppe est utilisé à la sortie de l'interrupteur afin d'élaborer un test de production à bas coût. Ce test est spécialement intéressant pour les interrupteurs MEMS RF intégrés dans des dispositifs SiP (System-in-Package). L'idée de base est d'extraire les performances de haute fréquence de l'interrupteur à partir de l'enveloppe du signal de sortie, donc on élimine le test RF. Tel que nous avons mentionné précédemment, les paramètres de sortie considérés sont les temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ , les amplifications  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  qui sont extraits à partir de l'enveloppe du signal de sortie, en prenant comme référence le signal d'actionnement. Cette approche assouplit les contraintes relatives à l'échantillonnage à très haute fréquence qui autrement serait nécessaire pour l'analyse des signaux à la sortie de l'interrupteur.

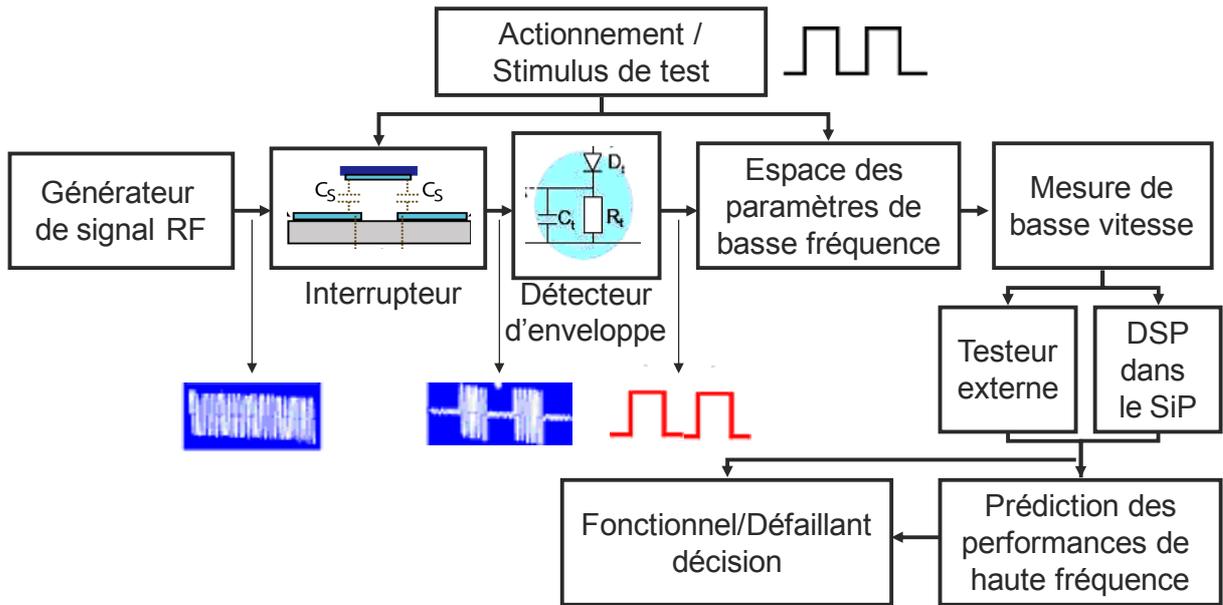


Figure 5.3 Schéma de principe de la méthode proposée.

#### 5.4.1 Extraction des caractéristiques de basse fréquence

Dans ce travail, nous utilisons un capteur d'enveloppe pour extraire ce signal basse fréquence de la sortie de l'interrupteur. Cette enveloppe contient toutes les informations nécessaires à l'analyse du fonctionnement de l'interrupteur. La Figure 5.4 (a) montre un capteur d'enveloppe associé à un interrupteur sous test de type série avec contact capacitif. Le capteur d'enveloppe se compose d'une diode et d'un simple filtre RC.

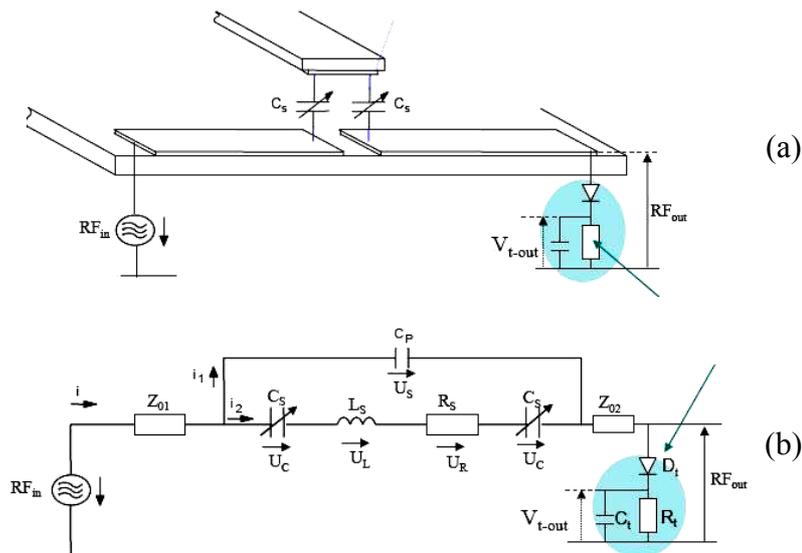
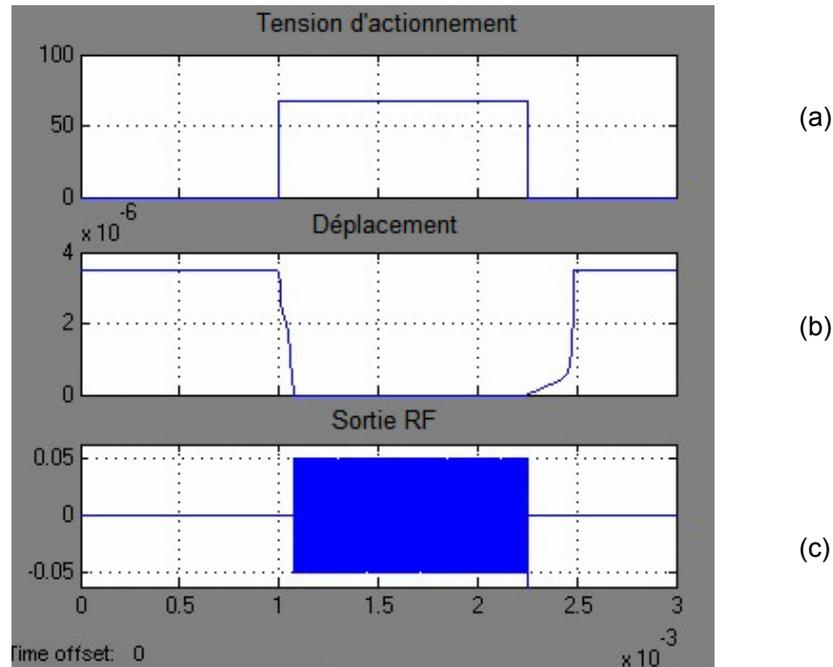


Figure 5.4 Capteur d'enveloppe : (a) interrupteur MEMS RF de type série avec contact capacitif et un capteur d'enveloppe et (b) modèle électrique équivalent.

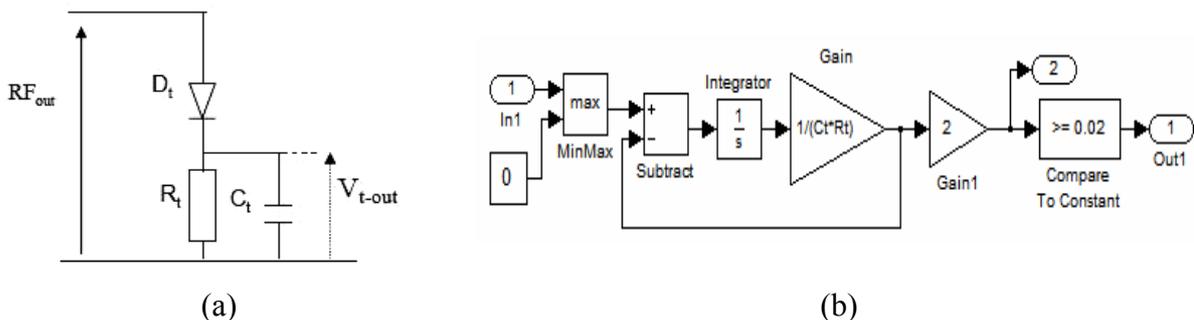
Pour la simulation de ce dispositif, nous allons considérer le modèle Matlab/Simulink développé au Chapitre 4. La Figure 5.5 montre une simulation de l'interrupteur, incluant la

tension d'actionnement (a), le déplacement de la micro-poutre (b) et le signal RF à la sortie de l'interrupteur (c).

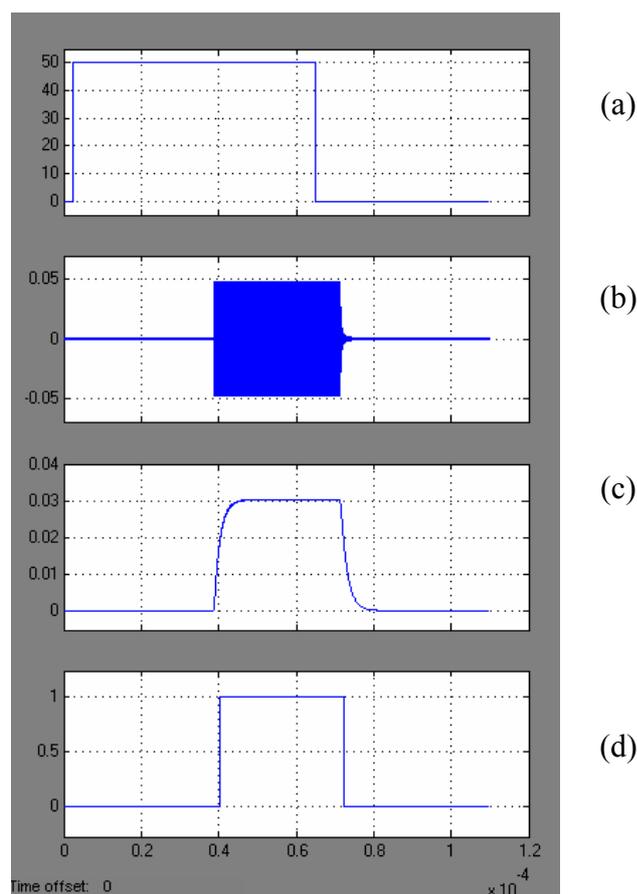


**Figure 5.5** Résultats de la simulation de l'interrupteur capacitif : (a) tension d'actionnement, (b) déplacement de l'interrupteur et (c) le signal RF de la sortie.

Pour une fréquence de porteuse donnée, les valeurs de résistance ( $R_t$ ) et de capacité ( $C_t$ ) dans le filtre du capteur d'enveloppe doivent être choisies de façon appropriée. On fixe la fréquence du signal d'actionnement, donc, on peut calculer  $R_t$  et  $C_t$  à partir de l'équation de la fréquence de coupure qui est proche de la fréquence d'actionnement. On fixe  $R_t$  (ou  $C_t$ ) et on varie  $C_t$  (ou  $R_t$ ) pour avoir un signal d'enveloppe le plus propre possible (sans des traces du signal RF). La Figure 5.6 illustre un modèle Matlab/Simulink pour la simulation du capteur d'enveloppe. Sur les alternances positives du cycle du signal d'entrée, la diode est passante et le condensateur  $C_t$  se charge rapidement jusqu'à la valeur maximale du signal d'entrée. Lorsque le signal d'entrée descend en dessous de cette valeur, la diode devient non passante et le condensateur  $C_t$  se décharge lentement à travers la résistance de charge  $R_t$ . La décharge se poursuit jusqu'à la prochaine alternance positive du signal d'entrée. Par la suite, le cycle de charge/décharge de la capacité  $C_t$  se maintient tant qu'un signal alternatif est présent sur la sortie de l'interrupteur. La Figure 5.7 montre des résultats de simulation de l'interrupteur avec le capteur d'enveloppe, incluant le signal d'actionnement (a), le signal à la sortie de l'interrupteur (b) et le signal à la sortie du capteur d'enveloppe (c). Le signal (d) est obtenu à partir du signal (b) correspond à 50% de l'amplitude maximal du signal (c). Ce signal binaire est un indicateur de l'état de l'interrupteur.



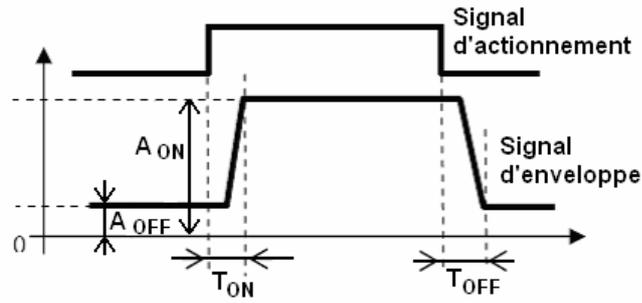
**Figure 5.6** Détecteur d'enveloppe: (a) modèle électrique et (b) modèle SIMULINK.



**Figure 5.7** Résultats de simulation du capteur d'enveloppe : (a) signal d'actionnement ; (b) signal RF à la sortie; (c) signal du détecteur d'enveloppe et (d) signal indicateur d'état de l'interrupteur.

Pour un signal de commande (fonctionnel, ou spécifique) appliqué à l'interrupteur, des paramètres de sortie caractéristiques de l'interrupteur peuvent être facilement mesurés à partir du signal enveloppe de basse fréquence. Les caractéristiques suivantes peuvent être extraites du signal enveloppe :

- Temps de transition, qui dépendent de la vitesse avec laquelle l'interrupteur passe de l'état ouvert à l'état fermé et vice versa. La définition classique des temps de transition est donnée par le temps nécessaire pour que le signal RF de sortie augmente de 10% à 90% de sa valeur maximale pendant la fermeture de l'interrupteur et de 90% à 10% pour l'ouverture. Toutefois, étant donné que les valeurs correspondantes seront difficiles à obtenir, nous allons utiliser les définitions de  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  de la Figure 5.8. Ces valeurs sont facilement obtenues à partir de l'enveloppe du signal de sortie.
- Les amplitudes  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ , c'est les amplitudes du signal de sortie à l'état fermé et l'amplitude de ce même signal à l'état ouvert.
- La tension d'actionnement  $V_{ON}$ , c'est la tension de commande minimale requise pour faire passer l'interrupteur de l'état ouvert à l'état fermé.



**Figure 5.8** Définition des caractéristiques de sortie de basse fréquence.  $T_{OFF}$  : temps total de montée ;  $T_{ON}$  : temps total de descente ;  $A_{ON}$  indique l'amplitude de l'enveloppe dans l'état fermé et  $A_{OFF}$  indique l'amplitude de l'enveloppe dans l'état ouvert.

Toutes ces caractéristiques de commutation sont utilisables dans une procédure de test. Typiquement, nous utiliserons la valeur moyenne de ces paramètres mesurée sur un certain nombre de cycles. Une estimation de la valeur moyenne  $\Phi_{mean}$  d'une valeur caractéristique  $\Phi$  de l'interrupteur est donnée par :

$$\Phi_{mean} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \varphi(i) \quad (5.21)$$

où  $K$  est le nombre de cycles,  $\varphi(i)$  est la valeur du paramètre mesuré pour le  $i^{\text{ème}}$  cycle de commutation et  $\Phi_{mean}$  est la valeur moyenne du paramètre  $\Phi$  pour les  $K$  cycles de commutation.

#### 5.4.2 Estimation des paramètres S

Les variations dans le processus de fabrication et dans le layout affectent globalement le fonctionnement des commutateurs fabriqués. Ceci entraîne naturellement les caractéristiques de basses fréquences aussi bien que les paramètres S qui sont mesurées en hautes fréquences. Ce paragraphe vise à établir les fonctions (non-linéaires) entre les paramètres S et les caractéristiques de basses fréquences qui sont plus faciles à mesurer. La méthode proposée combine la simulation de type Monte Carlo à un algorithme de régression non linéaire pour générer des fonctions, suivant le schéma défini sur la Figure 5.9.

Dans la Figure 5.9, une simulation Monte Carlo est d'abord faite pour générer un échantillon de 1000 interrupteurs. Pour cela, une distribution gaussienne est appliquée pour chaque paramètre du modèle physique, avec un coefficient de variation de 0,4 (écart-type=0.4 valeur nominale). Les paramètres physiques sont les paramètres géométriques du dispositif sous test, on peut les trouver dans le Tableau 4.1 pour notre premier cas d'étude et dans le Tableau 4.5 pour le deuxième cas d'étude. Pour chacun des 1000 interrupteurs ainsi générés, les paramètres-S sont calculés à une fréquence de fonctionnement de 1 GHz. Les stimuli de test sont un simple signal de basse fréquence d'actionnement de l'interrupteur et un signal RF à son entrée. Les caractéristiques de basse fréquence utilisées sont les temps de transition ( $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ ) et les amplitudes  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  sont extraites de l'enveloppe du signal de sortie de l'interrupteur. Ces valeurs, ainsi que les paramètres-S, sont déterminés par simulation pour les 1000 commutateurs de l'échantillon.

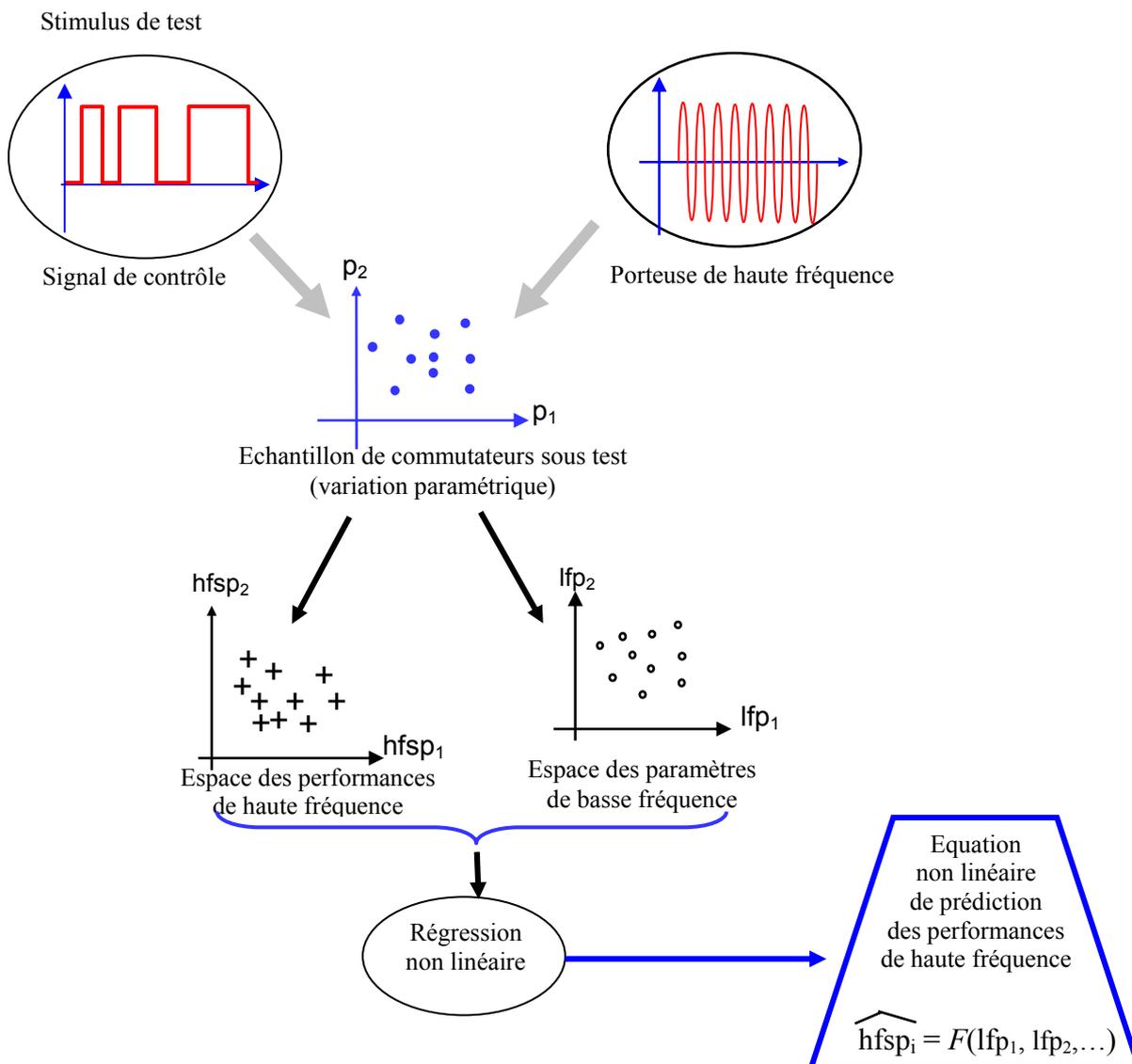


Figure 5.9 Estimation des paramètres-S.

Puis, nous divisons ces données en deux sous échantillons de 500 interrupteurs. Le premier sous échantillon est utilisé pour l'apprentissage automatique. Les temps de transition et les paramètres-S sont introduits dans un algorithme de régression construit en Matlab. La procédure de régression vise à trouver la meilleure fonction d'ajustement à l'ensemble des 500 points en minimisant les écarts entre les points de l'échantillon et les points correspondants sur la courbe de régression. Dans cette fonction d'ajustement, l'entrée indépendante  $X$  est un vecteur de composantes  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  permettant d'estimer les paramètres-S :

$$S_{ij} = F_{ij}(T_{ON}, T_{OFF}, A_{ON}, A_{OFF}) \quad (5.22)$$

La méthode des moindres carrés linéaire est une technique d'ajustement simple et la plus couramment appliquée. Elle nous permettra de générer une forme analytique beaucoup plus simple pour les paramètres que d'autres algorithmes de régression non-linéaire comme le MARS [108] utilisé dans [109], [110] et [111] pour le test alternatif. Dans les méthodes de régression des moindres carrés, la somme des carrés des écarts est utilisée à la place de la somme de leurs valeurs absolues. Ceci entraîne un critère de qualité différentiable et une pénalisation plus forte des écarts importants. En outre, cette technique d'ajustement peut être facilement généralisée du cas linéaire à toute expression non linéaire à condition que les paramètres à estimer apparaissent linéairement en fonction d'ajustement. En fait, la relation

fonctionnelle  $F_{ij}$  dans (5.22) est supposée être une combinaison d'expressions non linéaires simples telles que exponentielle, logarithme et de monôme, ... d'addition ou multiplication par des constantes. Les données sont d'abord transformées de telle sorte que les paramètres à identifier apparaissent linéairement dans l'équation de régression. Pour cela, les expressions non linéaires qui apparaissent dans la fonction d'ajustement sont explicitement calculées. Finalement, la précision et la validité de la régression sont étudiées sous un deuxième sous échantillon indépendant de 500 interrupteurs.

## 5.5 Résultats de simulation du test alternatif d'un interrupteur capacitif

Dans les résultats de simulation que nous présentons dans cette Section, nous avons quatre régresseurs ( $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ ) et trois variables dépendantes : Isolation  $I$  ( $S_{2I}$  dans le cas de l'interrupteur ouvert), Perte d'insertion  $IL$  ( $S_{2I}$  dans le cas de l'interrupteur fermé), et Taux de réflexion  $RL$  ( $S_{1I}$  dans le cas de l'interrupteur fermé). Les variables dépendantes sont considérées séparément afin de trouver le modèle de régression qui explique chacune d'elles. Dans chaque cas, nous avons essayé des modèles régressifs différents (modèle régressif multiple linéaire, modèle régressif polynomial et modèle régressif non-linéaire par rapport aux paramètres). Nous résumons par la suite la procédure d'évaluation de la technique de test proposée :

- **Pas 1** : Génération d'un ensemble de 1000 interrupteurs par simulation Monte-Carlo (distribution Gaussienne sur chaque paramètre physique).
- **Pas 2** : Calcul des caractéristiques de basse fréquence ( $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ ) et des performances en haute fréquence ( $S_{2I\_OFF} - I$ ,  $S_{2I\_ON} - IL$ ,  $S_{1I\_ON} - RL$  à 1 GHz) pour chacun des 1000 interrupteurs,
- **Pas 3** : Identification et élimination des interrupteurs qui ne fonctionnent pas (présentant des fautes catastrophiques trivialement détectables).
- **Pas 4** : Division du reste des interrupteurs fonctionnels en deux sous-ensembles: le premier sous-ensemble pour l'apprentissage et le deuxième ensemble pour la validation.
- **Pas 5** : Génération des modèles régressifs ( $x_i = T_{ON}, T_{OFF}, A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  ;  $y_i = I, IL, RL$ ) à partir du sous-ensemble d'apprentissage.
- **Pas 6** : Détermination et choix du meilleur modèle de régression au sens de LSM.
- **Pas 7** : Application du meilleur modèle de régression sur l'ensemble de la validation, et calcul de la variance résiduelle.

La génération d'un ensemble de 1000 interrupteurs par simulation Monte Carlo est faite en utilisant une déviation gaussienne de 10% de (voir le Tableau 4.1) :

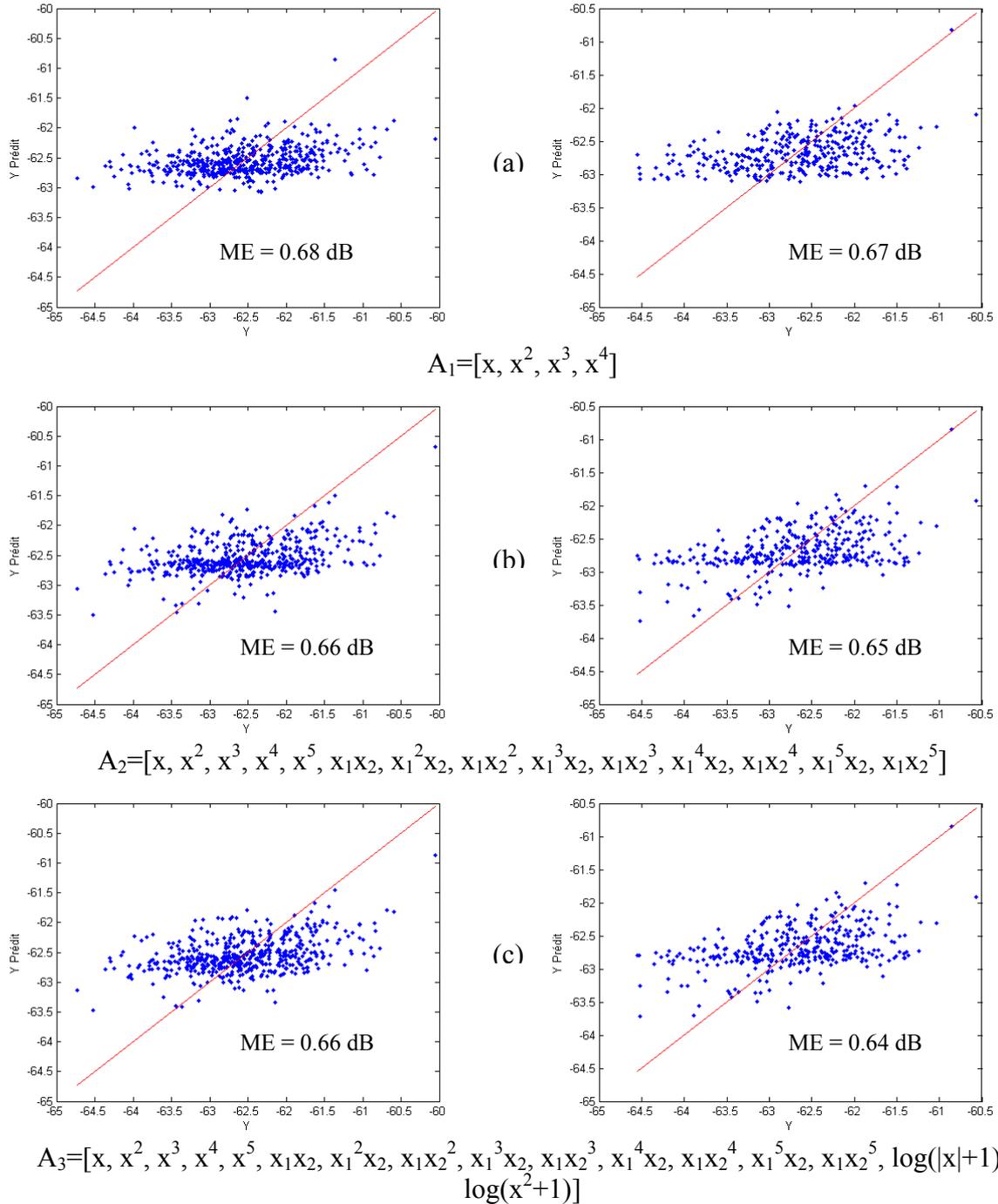
- cinq paramètres physiques de la micro poutre : la longueur -  $L$ , la largeur -  $W$ , l'épaisseur -  $T$ , l'hauteur -  $H$ , la longueur d'électrode -  $w$ ,
- trois paramètres physiques du contact : la longueur de superposition -  $b$ , la largeur de superposition -  $d$ , l'espace entrée/sortie -  $c$ ,
- un paramètre électrique inconnu : la résistance du contact -  $R_S$ . On ne sait pas exactement le matériau du contact mobile, on suppose qu'elle est égale à 1 Ohm.

Après le calcul des caractéristiques de basse fréquence des 1000 interrupteurs générés par la simulation Monte Carlo, nous avons dû éliminer 152 interrupteurs présentant des fautes catastrophiques faciles à détecter. Les 848 interrupteurs restants ont été divisés en deux sous-ensembles : un sous-ensemble de 500 interrupteurs pour l'apprentissage et un sous-ensemble de 348 interrupteurs pour la validation.

### 5.5.1 Prédiction du paramètre Isolation – $S_{2I\_OFF}$

➤ Prédiction du paramètre Isolation ( $S_{2I\_OFF}$ ) avec  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$

La Figure 5.10 présente la performance Isolation ( $S_{2I\_OFF}$ ) estimée par la régression en fonction des mesures basse fréquence obtenues par simulation pour les 1000 interrupteurs. Le paramètre  $S_{2I\_OFF}$  est estimé avec une précision convenable en utilisant seulement le temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ .



**Figure 5.10** Prédiction du paramètre  $S_{2I\_OFF}$  ( $I$ ) avec régresseurs  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) modèle régressif polynomial avec des puissances de régresseurs, (b) modèle régressif polynomial avec des puissances et des produits entre les régresseurs (interactions), et (c) modèle complexe avec des logarithmes.

La Figure 5.10 montre les meilleurs modèles régressifs qui sont les modèles avec les variances résiduelles ( $MSE$  - erreur quadratique moyenne) ou l'erreur moyenne ( $ME = \sqrt{MSE}$ ) les plus faibles. Les figures à gauche montrent la prédiction des performances dans le sous-ensemble d'apprentissage et les figures à droite montrent la même prédiction correspondante au sous-ensemble de validation. Pour chaque modèle, la matrice de régression «  $A$  » qui représente les liaisons d'explication entre la performance et les régresseurs est précisée. Exemple : le premier modèle «  $A_1$  » avec des puissances de régresseurs, le terme «  $x$  » correspond aux deux régresseurs  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  dans ce modèle. Le modèle complet d'«  $A_1$  » est extrait comme suit :

$$\begin{aligned} A_1 &= [x, x^2, x^3, x^4] \\ &= a_0^{T_{ON}} + a_1^{T_{ON}} T_{ON} + a_2^{T_{ON}} T_{ON}^2 + a_3^{T_{ON}} T_{ON}^3 + a_4^{T_{ON}} T_{ON}^4 + \\ &\quad + a_0^{T_{OFF}} + a_1^{T_{OFF}} T_{OFF} + a_2^{T_{OFF}} T_{OFF}^2 + a_3^{T_{OFF}} T_{OFF}^3 + a_4^{T_{OFF}} T_{OFF}^4 \end{aligned}$$

Les termes «  $x_1$  » et «  $x_2$  » correspondent respectivement à  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . Par exemple, dans le deuxième modèle «  $A_2$  » avec des interactions,  $x_1 x_2$  correspond au produit  $T_{ON} T_{OFF}$ .

Dans les étapes de la procédure d'évaluation de la technique présentée ci-dessus, on commence avec un modèle régressif polynomial ne contenant que les puissances des régresseurs. Dans le « Pas 6 », on évalue systématiquement la variance résiduelle MSE pour toutes les combinaisons possibles entre les termes de régresseurs dans le modèle «  $A_1$  » indiqué. Puis, le meilleur modèle retenu est celui qui présente la plus faible MSE. Ensuite, ce meilleur modèle est complété par des puissances de régresseurs et les produits entre ces régresseurs traduisant des interactions. Notre programme calcule à nouveau le MSE correspondant à chacune des combinaisons possibles des termes du modèle «  $A_2$  ». On détermine ensuite le meilleur modèle dont le MSE est la plus faible, il est plus complexe mais plus précis que le précédent. Enfin, on ajoute au modèle des termes de la forme «  $1/x$  », «  $e^x$  » et «  $\log(|x|)$  » comme dans les expressions de (5.9) à (5.11) et on évalue l'amélioration de la précision obtenu. Le terme «  $\log(|x|)$  » nous donne une meilleur prédiction au sens du MSE minimale (voir la Figure 5.10 (c)). Les autres termes ne donnent pas de meilleurs résultats. Ainsi, le meilleur modèle en terme de précision met en jeu les produits de régresseurs et un terme logarithmique «  $\log(|x|)$  ». Les MSE sont faibles par rapport aux valeurs de l'isolation ( $S_{21\_OFF}$ ) qui est d'environ -65dB. L'erreur moyenne - ME est d'environ 0,66dB.

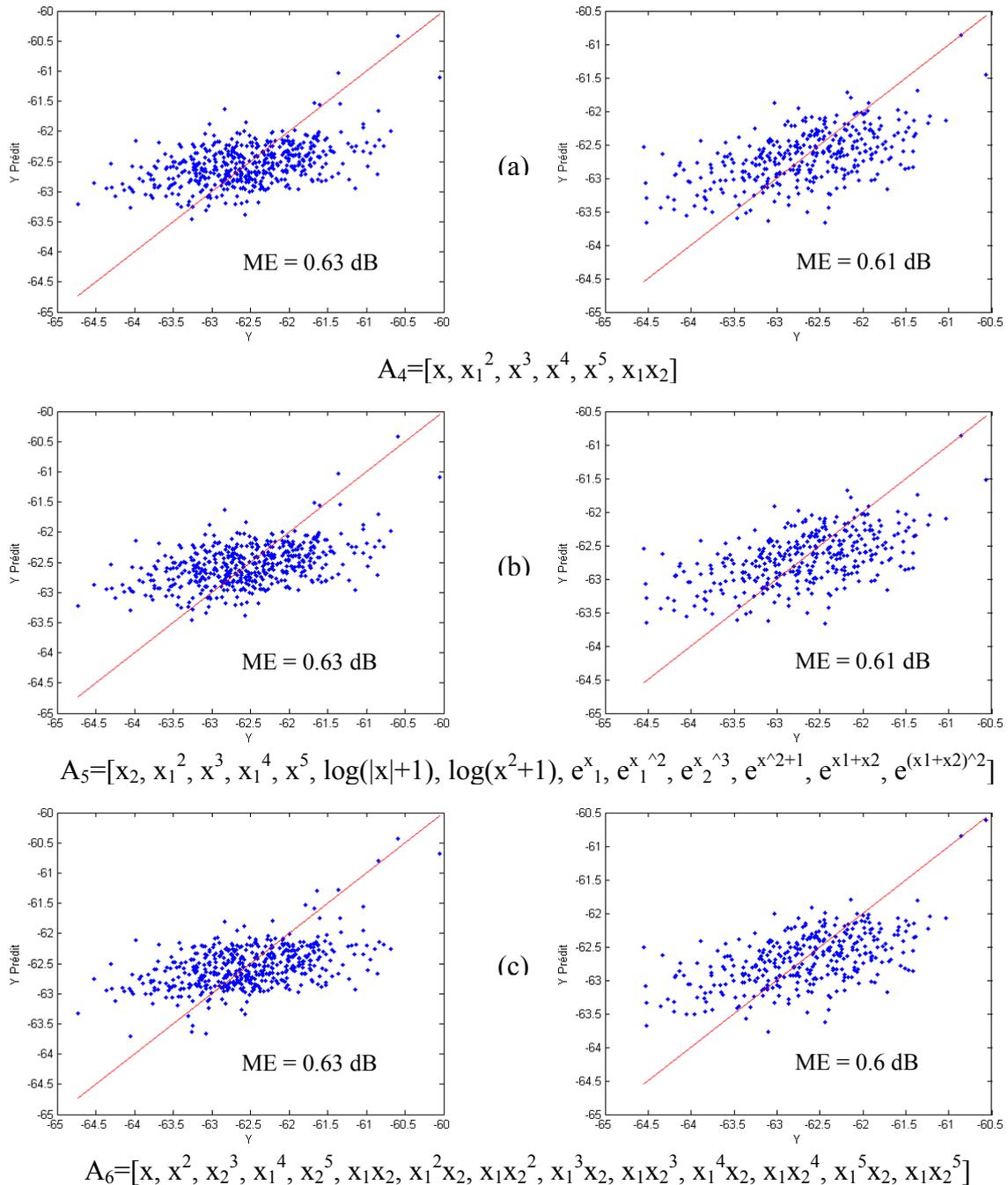
L'analyse du MSE montre que l'utilisation d'un modèle de régression complexe n'apporte pas une amélioration significative de la précision de la prédiction. Dans le contexte d'une implémentation des algorithmes proposés sur les ressources intelligentes embarquées d'un SiP, une gestion parcimonieuse des ressources de calcul (processeur et mémoires) est requise. On choisira dans ce cas le modèle «  $A_1$  » dont la simplicité permet de réaliser un meilleur compromis entre la précision de l'estimation et la consommation des ressources de calcul.

### ➤ Prédiction du paramètre Isolation ( $S_{21\_OFF}$ ) avec $A_{ON}$ et $A_{OFF}$

La Figure 5.11 présente la prédiction de l'Isolation ( $S_{21\_OFF}$ ) par les deux régresseurs d'amplitudes de l'enveloppe dans l'état fermé et dans l'état ouvert -  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . Le paramètre  $S_{21\_OFF}$  est estimé avec une bonne précision. Dans ce cas, on trouve d'abord un modèle régressif polynomial simple qui contient des puissances et des produits de régresseurs (modèle «  $A_4$  »), voir la Figure 5.11 (a). Ce modèle est ensuite complété avec les termes de régresseurs plus complexes tels que les interactions d'ordre supérieur et des termes complexes tels que «  $1/x$  », «  $e^x$  » et «  $\log(|x|)$  », voir la Figure 5.11 (b). Cependant, le meilleur modèle

en terme du MSE correspond au modèle «  $A_4$  ». Nous avons néanmoins trouvé un autre modèle qui est montré sur la Figure 5.11 (c), il est plus simple que le modèle «  $A_5$  » et son MSE est plus faible. Les graphes de validation de ces modèles sont montrés à gauche. La meilleure erreur moyenne – ME est dans ce cas de l'ordre de 0,63 dB.

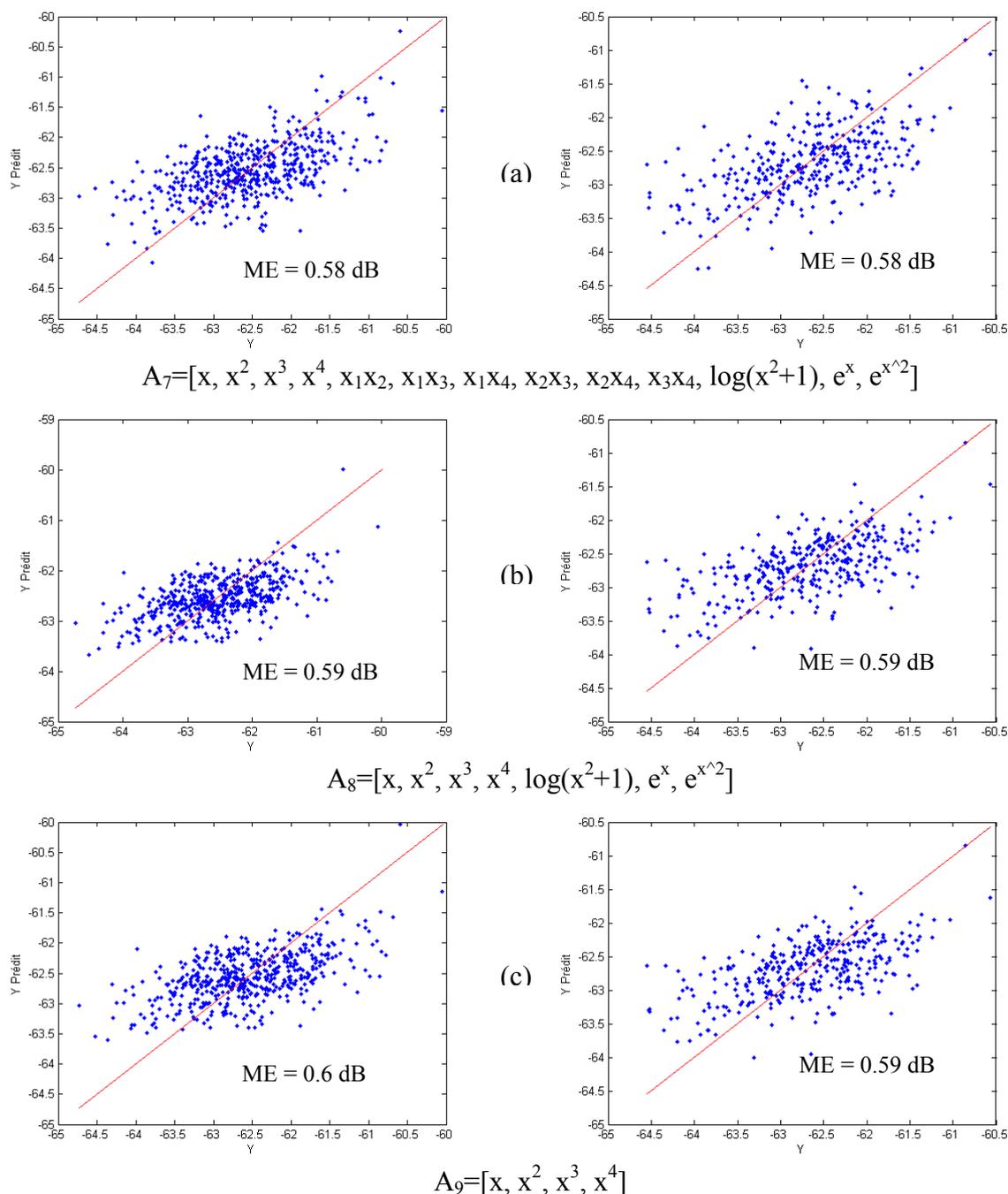
Les résultats obtenus montrent une meilleure explication  $S_{21\_OFF}$  par les régresseurs  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  comparé aux régresseurs  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . Ceci se traduit non seulement par un MSE plus faible, mais aussi graphiquement par le nuage de points de prédiction mieux répartis autour de la première bissectrice.



**Figure 5.11** Prédiction du paramètre  $S_{21\_OFF}$  ( $I$ ) avec régresseurs  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) modèle régressif polynomial simple, (b) modèle régressif complexe, et (c) meilleur modèle.

➤ Prédiction du paramètre Isolation ( $S_{21\_OFF}$ ) avec  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$

La Figure 5.12 présente la prédiction de l'Isolation ( $S_{21\_OFF}$ ) utilisant tous les quatre régresseurs  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . Le paramètre  $S_{21\_OFF}$  est estimé avec une relative bonne précision. Dans ce cas, le terme « x » est un vecteur dont les composantes «  $x_1$  », «  $x_2$  », «  $x_3$  » et «  $x_4$  » correspondent respectivement aux régresseurs  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ .



**Figure 5.12** Prédiction du paramètre  $S_{21\_OFF}$  - (I) avec régresseurs  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  avec différents modèles linéaires par rapport aux paramètres: (a) et (b) modèle régressif complexe avec des logarithmes et des exponentiels et (c) modèle polynomial simple.

En suivant une démarche similaire à celle que nous avons décrite, le meilleur modèle résultant correspond à « A<sub>9</sub> » dont le graphe de prédiction est présenté sur la Figure 5.12 (c). L'erreur moyenne correspondante est d'environ 0,58dB.

### 5.5.2 Prédiction du paramètre Perte d'insertion (S<sub>2I\_ON</sub>)

Les études que nous avons menées montrent que cette performance ne présente pas une bonne corrélation avec le temps de transition T<sub>ON</sub> et T<sub>OFF</sub>. En conséquence, nous nous limitons à l'analyse des résultats obtenus avec les régresseurs A<sub>ON</sub> et A<sub>OFF</sub>. Nous avons appliqué une démarche analogue à celle décrite dans le paragraphe précédent. Les résultats obtenus sont résumés sur le Tableau 5.1.

Régresseur	Modèle de régression	ME	
		Apprentissage	Validation
A <sub>ON</sub> (x <sub>1</sub> ), A <sub>OFF</sub> (x <sub>2</sub> )	A <sub>10</sub> =[x, x <sub>1</sub> <sup>2</sup> , x <sub>1</sub> <sup>3</sup> , x <sub>1</sub> <sup>4</sup> , x <sub>1</sub> <sup>5</sup> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> ]	10 <sup>-4</sup>	8,03 10 <sup>-5</sup>
	A <sub>11</sub> =[x <sup>2</sup> , x <sup>3</sup> , x <sub>1</sub> <sup>4</sup> , x <sub>1</sub> <sup>5</sup> , log(x <sub>1</sub> <sup>2</sup> +1), e <sup>x<sub>1</sub></sup> , e <sup>x<sub>1</sub><sup>2</sup></sup> , e <sup>x<sub>1</sub>+x<sub>2</sub></sup> ]	9,77 10 <sup>-5</sup>	1,07 10 <sup>-5</sup>
	A <sub>12</sub> =[x, x <sup>2</sup> , x <sub>1</sub> <sup>3</sup> , x <sub>2</sub> <sup>4</sup> , x <sub>2</sub> <sup>5</sup> , x <sub>1</sub> <sup>2</sup> x <sub>2</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> <sup>2</sup> , x <sub>1</sub> <sup>3</sup> x <sub>2</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> <sup>3</sup> , x <sub>1</sub> <sup>4</sup> x <sub>2</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> <sup>4</sup> , x <sub>1</sub> <sup>5</sup> x <sub>2</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> <sup>5</sup> ]	9,68 10 <sup>-5</sup>	8 10 <sup>-5</sup>
T <sub>ON</sub> (x <sub>1</sub> ), T <sub>OFF</sub> (x <sub>2</sub> ), A <sub>ON</sub> (x <sub>3</sub> ), A <sub>OFF</sub> (x <sub>4</sub> )	A <sub>13</sub> =[x, x <sup>2</sup> , x <sup>3</sup> , x <sub>1</sub> <sup>4</sup> , x <sub>3</sub> <sup>4</sup> , x <sub>4</sub> <sup>4</sup> ]	9,38 10 <sup>-5</sup>	7,84 10 <sup>-5</sup>
	A <sub>14</sub> =[x, x <sup>2</sup> , x <sup>3</sup> , x <sub>1</sub> <sup>4</sup> , x <sub>3</sub> <sup>4</sup> , x <sub>4</sub> <sup>4</sup> , x <sub>1</sub> x <sub>2</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>3</sub> , x <sub>1</sub> x <sub>4</sub> , x <sub>2</sub> x <sub>3</sub> , x <sub>2</sub> x <sub>4</sub> , x <sub>3</sub> x <sub>4</sub> ]	9,28 10 <sup>-5</sup>	7,7 10 <sup>-5</sup>

Tableau 5.1 Résultats de prédiction du paramètre Perte d'insertion – IL.

Le premier résultat présente la prédiction de la perte d'insertion S<sub>2I\_ON</sub> en utilisant les deux régresseurs d'amplitudes A<sub>ON</sub> et A<sub>OFF</sub>. Dans ce cas, on trouve un modèle régressif polynomial simple qui contient des puissances et une produit simple de deux régresseurs (voir « A<sub>10</sub> » dans le Tableau 5.1). En complétant ce modèle par des termes non-linéaires « e<sup>x</sup> » et « log(|x|) », on trouve « A<sub>11</sub> » mais le MSE correspondante est trop importante. A la fin, nous avons trouvé un autre modèle « A<sub>14</sub> », qui intègre les puissances et les interactions. Ceci permet d'obtenir une variance plus faible, ce qui traduit un modèle plus précis. Le MSE est de l'ordre de 9,28.10<sup>-5</sup>dB, très petite par rapport à la perte d'insertion qui est d'environ -0,06dB. Afin d'améliorer la précision de la prédiction, nous avons recherché un modèle de prédiction combinant tous les quatre régresseurs (T<sub>ON</sub>, T<sub>OFF</sub>, A<sub>ON</sub>, et A<sub>OFF</sub>). Le meilleur résultat est un modèle polynomial simple dont le MSE est comparable à celui de modèles plus complexes faisant intervenir des puissances et des interactions d'ordre élevé (« A<sub>13</sub> » et « A<sub>14</sub> »). D'autres modèles plus complexes avec plus de termes de régresseurs et plus de non linéarités (« e<sup>x</sup> » et « log(|x|) ») n'apportent pas d'amélioration significative. Les modèles correspondant à « A<sub>10</sub> » et « A<sub>13</sub> » offrent les meilleurs compromis entre précision et complexité. Mais on retiendra le modèle « A<sub>10</sub> » dont le nombre de termes utilisés est plus faible.

### 5.5.3 Prédiction du paramètre Taux de réflexion (S<sub>II\_ON</sub>)

Comme dans le cas précédent, cette performance ne présente pas une forte corrélation avec le temps de transition T<sub>ON</sub> et T<sub>OFF</sub>. Une démarche analogue au cas précédent donne les résultats qui sont résumés dans le Tableau 5.2. Le premier résultat présente le taux de réflexion (S<sub>II\_ON</sub>) prédit par les deux régresseurs d'amplitudes A<sub>ON</sub> et A<sub>OFF</sub>. Dans ce cas, on trouve un modèle régressif polynomial simple qui contient que des puissances, (A<sub>15</sub>) dans le Tableau 5.2. La recherche d'un modèle plus complexe donne « A<sub>16</sub> » qui fait intervenir les interactions. A la

fin, «  $A_{17}$  » est obtenu en introduisant des termes non-linéaires plus complexes tels que «  $e^x$  » et «  $\log(|x|)$  ». L'erreur moyenne correspondante est d'environ 0,48dB et  $S_{II\_ON}$  est d'environ -19dB.

Régresseur	Modèle de régression	ME	
		Apprentissage	Validation
$A_{ON}(x_1)$ , $A_{OFF}(x_2)$	$A_{15}=[x, x^2, x^3, x^4]$	0,51	0,45
	$A_{16}=[x, x^2, x_1^3, x_2^4, x_2^5, x_1^2x_2, x_1x_2^2, x_1^3x_2, x_1x_2^3, x_1^4x_2, x_1x_2^4, x_1^5x_2, x_1x_2^5]$	0,5	0,45
	$A_{17}=[x, x^2, x_1^3, x_2^4, x_2^5, x_1^2x_2, x_1x_2^2, x_1^3x_2, x_1x_2^3, x_1^4x_2, x_1x_2^4, x_1^5x_2, x_1x_2^5, \log( x ), \log(x_1^2+1), e^x, e^{x^2}]$	0,54	0,45
$T_{ON}(x_1)$ , $T_{OFF}(x_2)$ , $A_{ON}(x_3)$ , $A_{OFF}(x_4)$	$A_{18}=[x, x^2, x^3, x_1^4, x_3^4, x_4^4]$	0,49	0,44
	$A_{19}=[x, x^2, x^3, x_1^4, x_3^4, x_4^4, x_1x_2, x_1x_3, x_1x_4, x_2x_3, x_2x_4, x_3x_4, x_1^2x_2, x_1x_2^2, x_1^3x_2, x_1x_2^3, x_1^4x_2, x_1x_2^4, x_1^5x_2, x_1x_2^5]$	0,48	0,42
	$A_{20}=[x, x^2, x^3, x_1^4, x_3^4, x_4^4, x_1x_2, x_1x_3, x_1x_4, x_2x_3, x_2x_4, x_3x_4, x_1^2x_2, x_1x_2^2, x_1^3x_2, x_1x_2^3, x_1^4x_2, x_1x_2^4, x_1^5x_2, x_1x_2^5, \log( x ), \log(x_1^2+1), e^x, e^{x^2}]$	0,48	0,42

**Tableau 5.2** Résultats de prédiction du paramètre Taux de Réflexion –  $RL$ .

La recherche d'un modèle plus précis utilisant tous les quatre régresseurs ( $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$ , et  $A_{OFF}$ ) donne le modèle polynomial simple sans interaction «  $A_{18}$  », puis le modèle «  $A_{19}$  » avec les interactions. En terme du MSE, le modèle «  $A_{20}$  » semble plus précis, mais il est aussi très complexe. Le modèle qui réalise le meilleur compromis entre la complexité et la précision est le modèle polynomial simple «  $A_{18}$  ».

## 5.6 Estimation récursive pour la surveillance en fonctionnement

Dans cette section, nous suggérons trois algorithmes récursifs qui peuvent être utilisés pour obtenir en-ligne les paramètres caractéristiques de basse fréquence à la sortie du capteur d'enveloppe. Ces paramètres caractéristiques de l'interrupteur peuvent être utilisés lors d'un test hors-ligne aussi bien que dans un test en-ligne. Dans le cas d'un test hors-ligne, des stimuli spécifiques au test sont appliqués sur l'entrée d'actionnement de l'interrupteur et son entrée RF. La décision de test est prise en comparant les paramètres caractéristiques de l'interrupteur évalués en utilisant la sortie du capteur d'enveloppe à leurs valeurs nominales. Dans le cas du test en-ligne, les paramètres caractéristiques de l'interrupteur sont évalués concurremment à l'opération normale de l'interrupteur par un algorithme d'identification récursif. La valeur de chaque paramètre caractéristique est mise au jour à chaque opération. Dans le cycle  $K$  de l'interrupteur, une évaluation  $\hat{\theta}(t)$  de la valeur moyenne du paramètre caractéristique  $\theta(t)$  est donnée par :

$$\hat{\theta}(t) = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t \varphi(i) \quad (5.23)$$

où  $\hat{\theta}(t)$  est la valeur moyenne du paramètre pour les  $t$  premiers cycles et  $\varphi(i)$  est la valeur du paramètre mesuré pour le cycle  $i$  de l'interrupteur. Puisque de nouvelles données apparaissent récursivement, nous devons éviter de répéter tous les calculs à chaque étape. Cela implique l'utilisation d'une formule récursive qui exprime  $\hat{\theta}(t)$  en termes de  $\hat{\theta}(t-1)$ .

**Proposition 1.** Une formule récursive pour (5.23) qui permet exprimer  $\hat{\theta}(t)$  en termes de  $\hat{\theta}(t-1)$  est donnée par :

$$\hat{\theta}(t) = \frac{t-1}{t} \hat{\theta}(t-1) + \frac{\varphi(t)}{t} \quad (5.24)$$

Cette formule est démontrée par la suite. La valeur moyenne de  $\theta(t)$  pour les  $t$  premières mesures est :

$$\hat{\theta}(t) = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t \varphi(i) = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i) + \frac{1}{t} \varphi(t)$$

On a :

$$\frac{1}{t} \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i) = \frac{t-1}{t} \left( \frac{1}{t-1} \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i) \right) = \frac{t-1}{t} \theta(t-1)$$

Donc :

$$\hat{\theta}(t) = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i) + \frac{1}{t} \varphi(t) = \frac{t-1}{t} \hat{\theta}(t-1) + \frac{\varphi(t)}{t}$$

Dans le contexte du test en-ligne, il est nécessaire d'adapter un estimateur rapidement quand apparaît un changement du dispositif. Les coefficients pondérés sont présentés dans le calcul de valeur moyen pour donner plus de poids aux nouvelles données comparées avec les plus anciennes. Aussi, les coefficients pondérés ou coefficients négligés permettent de négliger de vieilles informations. On donne alors la valeur moyenne :

$$\hat{\theta}_\lambda(t) = \frac{\lambda^t \varphi(0) + \lambda^{t-1} \varphi(1) + \dots + \lambda^{t-i} \varphi(i) + \dots + \lambda \varphi(t) + \varphi(t)}{\lambda^t + \lambda^{t-1} + \dots + \lambda^{t-i} + \dots + \lambda + 1} = \frac{\sum_{i=0}^t \lambda^{t-i} \varphi(i)}{\sum_{i=0}^t \lambda^i} \quad (5.25)$$

où le coefficient négligé  $\lambda$  est :  $0 < \lambda < 1$ .

**Proposition 2.** Quand la valeur du temps  $t$  est assez grande, une formule récursive de (5.25) qui permet exprimer  $\hat{\theta}_\lambda(t)$  en termes de  $\hat{\theta}_\lambda(t-1)$  est donnée par :

$$\hat{\theta}_\lambda(t) = \lambda \hat{\theta}_\lambda(t-1) + (1-\lambda) \varphi(t) \quad (5.26)$$

La démonstration de cette formule récursive suit. A partir de la valeur moyenne de  $\hat{\theta}_\lambda(t)$  :

$$\hat{\theta}_\lambda(t) = \frac{\sum_{i=0}^t \lambda^{t-i} \varphi(i)}{\sum_{i=0}^t \lambda^i} = \frac{N_\lambda(t)}{D_\lambda(t)}$$

avec

$$N_\lambda(t) = \sum_{i=0}^t \lambda^{t-i} \varphi(i) = \sum_{i=0}^{t-1} \lambda^{t-i} \varphi(i) + \varphi(t) = \lambda \left( \sum_{i=0}^{t-1} \lambda^{(t-1)-i} \varphi(i) \right) + \varphi(t) = \lambda N_\lambda(t-1) + \varphi(t)$$

$$D_\lambda(t) = \sum_{i=0}^t \lambda^i = 1 + \sum_{i=0}^{t-1} \lambda^i = 1 + \lambda \left( \sum_{i=0}^{t-1} \lambda^i \right) = 1 - \lambda(D_\lambda(t) - \lambda^t) = (1 - \lambda^{t+1})(1 - \lambda)$$

Donc :

$$\hat{\theta}_\lambda(t) = \frac{N_\lambda(t)}{D_\lambda(t)} = \frac{\lambda N_\lambda(t-1)}{(1 - \lambda^{t+1})(1 - \lambda)} + \frac{\varphi(t)}{(1 - \lambda^{t+1})(1 - \lambda)}$$

et  $D_\lambda(t-1) = (1 - \lambda^t)(1 - \lambda)$

On a :

$$\hat{\theta}_\lambda(t) = \frac{\lambda}{(1 - \lambda^{t+1})(1 - \lambda)} \frac{1 - \lambda^t}{1 - \lambda} \frac{N_\lambda(t-1)}{D_\lambda(t-1)} + \frac{\varphi(t)}{(1 - \lambda^{t+1})(1 - \lambda)} = \frac{(1 - \lambda^t)\lambda\hat{\theta}_\lambda(t-1) + (1 - \lambda)\varphi(t)}{1 - \lambda^{t+1}}$$

Si  $t$  est suffisant grand pour  $\lambda^t_{t \rightarrow \infty} \Rightarrow 0$  avec  $0 < \lambda < 1$ , on a :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_\lambda(t) &= \frac{(1 - \lambda^t)\lambda\hat{\theta}_\lambda(t-1) + (1 - \lambda)\varphi(t)}{1 - \lambda^{t+1}} \\ &\Rightarrow \lambda\hat{\theta}_\lambda(t-1) + (1 - \lambda)\varphi(t) \end{aligned}$$

Dans un autre algorithme d'évaluation récursif, seulement les données incluses dans une fenêtre glissante sont utilisées dans la formule d'évaluation. Toutes les données passées qui sont hors de cette fenêtre glissante ne sont pas prises dans la mise à jour de la valeur d'évaluation de la métrique de test. Donc, la valeur moyenne de la métrique de test est évaluée par une fenêtre glissante de largeur  $K$  comme dans la Figure 5.13 (pour  $K = 3$ ). Dans ce cas, l'évaluation de valeur moyenne est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{\theta}_K(t) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-1} \varphi(t-i) \quad (5.27)$$

où  $K$  est la largeur de la fenêtre d'évaluation.

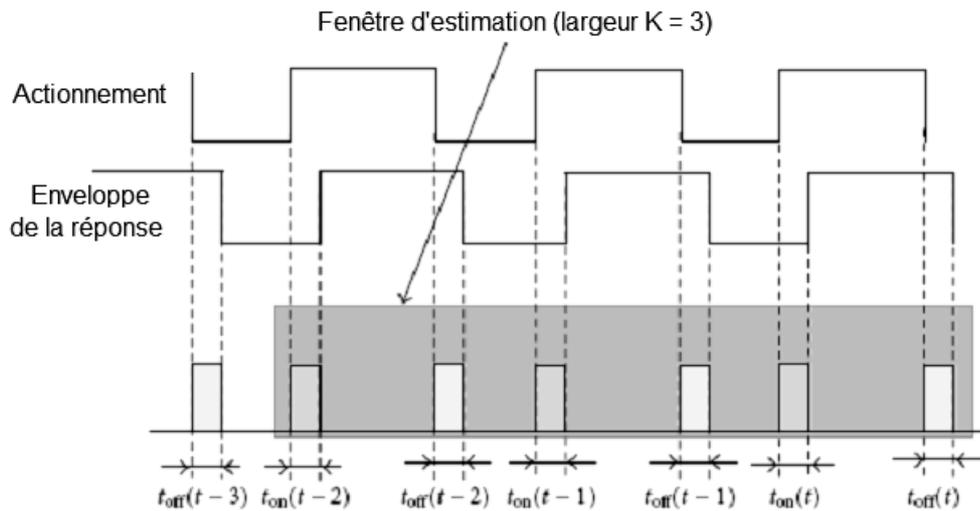


Figure 5.13 Fenêtre glissante d'estimation récursive.

**Proposition 3.** Une formule récursive de (5.25) qui permet exprimer  $\hat{\theta}_K(t)$  en termes de  $\hat{\theta}_K(t-1)$  est donnée par :

$$\hat{\theta}_K(t) = \hat{\theta}_K(t-1) + \frac{\varphi(t) - \varphi(t-K)}{K} \quad (5.28)$$

La démonstration de cette formule suit. Pour une fenêtre d'évaluation avec la largeur  $K$ , la valeur moyenne d'évaluation de métrique de test est :

$$\hat{\theta}_K(t) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-1} \varphi(t-i) = \frac{1}{K} \left[ \left( \sum_{i=0}^{K-1} \varphi(t-i) - \varphi(t) + \varphi(t-K) \right) + \varphi(t) - \varphi(t-K) \right]$$

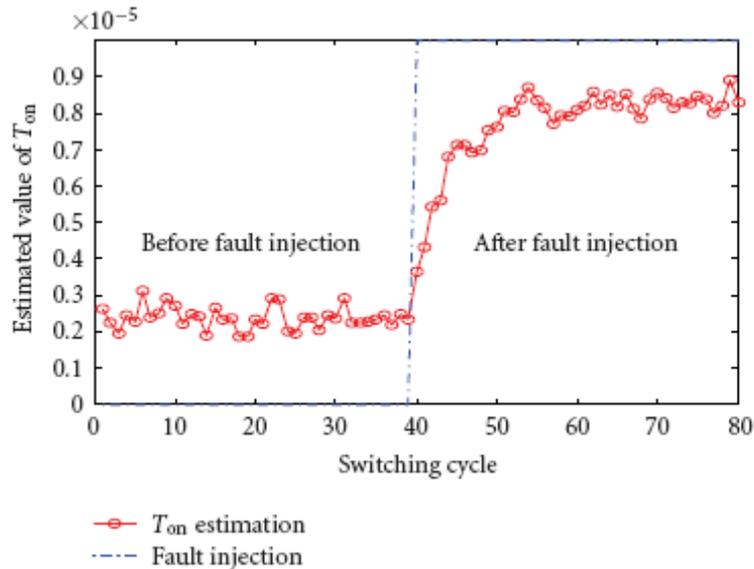
Et on a :

$$\hat{\theta}_K(t) = \frac{1}{K} \left[ \left( \sum_{i=0}^{K-1} \varphi((t-1)-i) \right) + \varphi(t) - \varphi(t-K) \right]$$

Donc :

$$\hat{\theta}_K(t) = \hat{\theta}_K(t-1) + \frac{\varphi(t) - \varphi(t-K)}{K}$$

Pour évaluer l'efficacité du test en-ligne proposé, des injections de fautes ont été simulées sur le modèle Matlab/Simulink de l'interrupteur MEMS RF. Parmi les formules récursives proposées ci-dessus, la méthode de fenêtre glissante semble être un bon compromis entre la complexité de détection de faute en-ligne et son efficacité en termes de latence de faute et la couverture de fautes. La Figure 5.14 donne un exemple de détection d'une faute paramétrique en utilisant l'évaluation du temps de transition  $T_{ON}$ . Une faute paramétrique correspondant à une diminution de 50 % de la surface d'électrode a été injectée dans le modèle comportemental de l'interrupteur. Une telle faute peut arriver clairement lors de la fabrication, mais aussi dans une application quand l'encapsulation de l'interrupteur MEMS RF n'est plus garantie. Sur la Figure 5.14, il est clair que la faute injectée est rapidement détectée quand la valeur d'évaluation moyenne de  $T_{ON}$  augmente très significativement.



**Figure 5.14** Simulation d'évaluation récursive pour détection de faute en-ligne utilisant l'algorithme de fenêtre glissante.

## 5.7 Conclusions

La détection et l'isolation de fautes pour des systèmes analogues dynamiques sont des tâches très complexes. Même dans le cas de systèmes linéaires, ce problème ne peut pas être résolu au moyen d'une méthode unique, mais exige plusieurs techniques complémentaires différentes. Quand le système peut être décrit par un modèle linéaire, une procédure d'identification de paramètres est prouvée convenable pour réaliser des tâches de diagnostic. Ce chapitre montre aussi que des techniques d'estimation de paramètres existantes pour des systèmes linéaires peuvent être utilisées pour des systèmes dynamiques non-linéaires avec une structure de modélisation convenable.

Dans ce chapitre, l'objectif principal du travail a été de trouver une façon de tester l'interrupteur MEMS RF en exploitant des ressources embarqués dans une application de type SiP et valider la technique de test par des simulations. Cela accélère le processus entier de test fonctionnel de dispositifs RF intégrés dans un SiP. Nous avons suggéré un test d'un interrupteur capacitif basé sur un détecteur d'enveloppe qui fournit une sortie de basse fréquence. Les résultats de simulation montrent que ce signal fournit les propriétés importantes du comportement de l'interrupteur, comme l'amplitude de l'enveloppe dans l'état fermé  $A_{ON}$  et dans l'état ouvert  $A_{OFF}$  et les temps de transition -  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . En utilisant des données fournies par la simulation Monte-Carlo, nous avons utilisé un algorithme de régression pour construire des fonctions qui lient les mesures de test de basse fréquence avec les paramètres de spécifications conventionnelles de dispositifs RF comme les paramètres  $S$ . En conséquence, les performances haute fréquence d'un interrupteur sont prédictibles à partir de l'enveloppe du signal de basse fréquence. Pour des buts de test en-ligne, des algorithmes récursifs ont été proposés pour surveiller en-ligne les caractéristiques de test de basse fréquence extraites à partir du signal d'enveloppe de l'interrupteur, au lieu d'évaluer le dispositif RF à sa fréquence d'opération typique.

## Chapitre 6

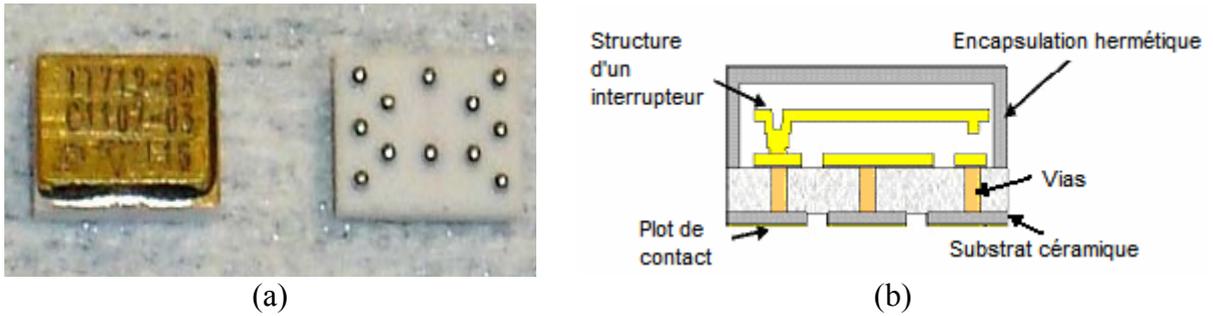
# Validation expérimentale de la technique de test

### 6.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une technique de test qui utilise un détecteur d'enveloppe à la sortie de l'interrupteur. Les paramètres de basse fréquence obtenus à l'aide de ce détecteur sont ensuite utilisés pour prédire les performances de haute fréquence. Pour valider cette technique de test, nous utilisons dans ce chapitre un interrupteur MEMS RF développé et commercialisé par la société Teravicta. Des mesures expérimentales sont réalisées à l'aide de deux cartes d'évaluation, une fabriquée par la société Teravicta, l'autre développée par notre partenaire, la société NXP. L'inconvénient de la carte d'évaluation Teravicta est dans le fait que l'interrupteur est fixé par la soudure avec la carte. Pour pouvoir facilement interchanger les interrupteurs, nous avons fabriqué à l'aide de NXP une carte de test équipée des socles permettant un échange rapide des dispositifs sous test. Nous avons effectué deux types de mesures correspondant aux deux gammes de fréquence différentes. Dans les basses fréquences, nous avons mesuré les temps de transition de l'interrupteur. Puis, nous avons mesuré les paramètres  $S$  dans la gamme de fréquences jusqu'à 2,5 GHz et nous avons évalué le signal à la sortie de l'interrupteur à la fréquence de 1 GHz.

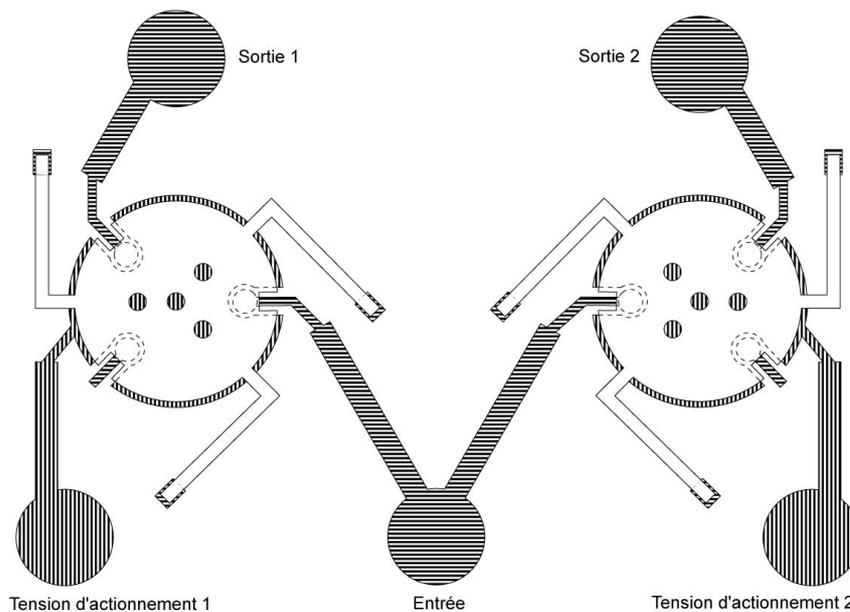
### 6.2 Spécifications de l'interrupteur Teravicta TT712

L'interrupteur Teravicta TT712 utilisé pour le test est de type SPDT ayant une entrée et deux sorties. Il est fabriqué sur une plaquette céramique (alumine) et il utilise des trous métallisés (vias) (voir la Figure 6.1). La structure apporte plusieurs avantages dans des applications haute fréquence. L'utilisation d'un substrat céramique fournit des pertes inférieures par rapport au substrat en silicium utilisé dans d'autres commutateurs MEMS [36]. L'utilisation des trous conducteurs réduit la longueur des lignes du signal RF dans le dispositif et entre le dispositif et le circuit imprimé, ce qui réduit la perte d'insertion. En plus, l'utilisation d'une structure circulaire (voir la Figure 6.2) maximisera la stabilité du contact et la force élastique de retour. Cette conception maximise également la force de contact (proportionnelle à la surface d'électrode), ce qui est un facteur important dans la minimisation de la perte d'insertion. Ce commutateur est encapsulé sous vide dans un boîtier métallique (Kovar) de 3,25 mm x 4,5 mm x 1,25 mm.



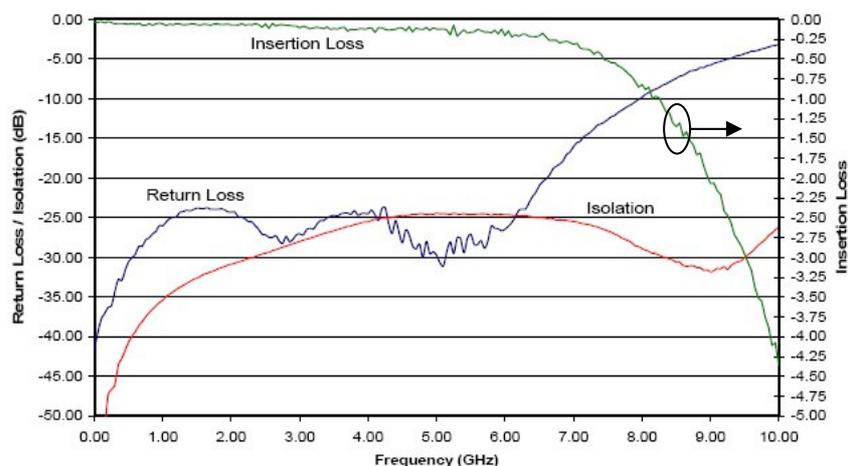
**Figure 6.1** Interrupteur Teravicta TT712 : (a) photos de la face avant et arrière et (b) sa section schématique.

Dans sa configuration, le modèle TT712 est composé de deux interrupteurs MEMS qui fonctionnent comme un commutateur. Un côté de chaque interrupteur est lié à un plot commun (une entrée). L'autre côté de chaque interrupteur est connecté à un plot différent (deux sorties). Pour réaliser une commutation, une tension 68V DC fournie par la pompe de charge (TT6820QFN) est appliquée sur l'interrupteur sélectionné. La tension d'entrée de la pompe de charge peut être dans la gamme entre 3 et 5 V. La géométrie du commutateur et celle des plots d'entrée et de sortie sont montrées dans la Figure 6.2.



**Figure 6.2** Géométrie d'un commutateur TT712 de Teravicta (2 interrupteurs).

Les caractéristiques RF du commutateur TT712 sont présentées dans la Figure 6.3. Dans cette figure est montrée la perte d'insertion de moins de 0,1dB jusqu'à la fréquence de 1 GHz et de 0,4dB à 7GHz. A la fréquence de 1 GHz, le taux de réflexion est d'environ -25 dB et l'isolation est d'environ -35dB. Ce commutateur peut exécuter plus de 100 millions de cycles de commutation et fonctionner dans la gamme de température de 0 °C à 70 °C.


**Figure 6.3** Caractéristiques RF de l'interrupteur Teravicta TT712.

Les spécifications détaillées du commutateur TT712 sont résumées dans le Tableau 6.1.

Paramètre	Conditions de test	Min	Typique	Max	Unité
Perte d'insertion - $IL$	DC – 7 GHz			0,4	dB
Isolation (entrée - sortie)	1 GHz	35			dB
	DC – 7 GHz	25			dB
Isolation (sortie – sortie)	DC – 7 GHz	24			dB
Taux de réflexion - $RL$	DC – 6 GHz	20			dB
	7 GHz	12			dB
Résistance (pin - pin)			0,3	1,0	Ohm
Impédance	DC – 7 GHz		50		Ohm
Décharge électrostatique		200			V
Durée de vie (cold-switching)	15 W, 1 GHz		100M		cycles
	-5/5 V, 100 mA		100M		cycles
Durée de vie (hot-switching)	1 mW, 1 GHz		100M		cycles
	-1/1 V, 1 mA, 5 pF		100M		cycles
Entrée $IP3$	Entrée par 900 MHz et 901 MHz (15W)	75			dBm
Puissance maximum d'entrée	1 GHz : $Z_L = 50$ Ohm			15	W
	DC – 100 kHz			-5 à 5 V 100 mA	
$T_{ON}$			70	100	$\mu$ s
$T_{OFF}$			10	50	$\mu$ s
La température d'environnement $T_A = 25^\circ\text{C}$					

**Tableau 6.1** Spécifications de l'interrupteur Teravicta TT712 (Température ambiante  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ).

### 6.3 Mesure des performances de l'interrupteur Teravicta

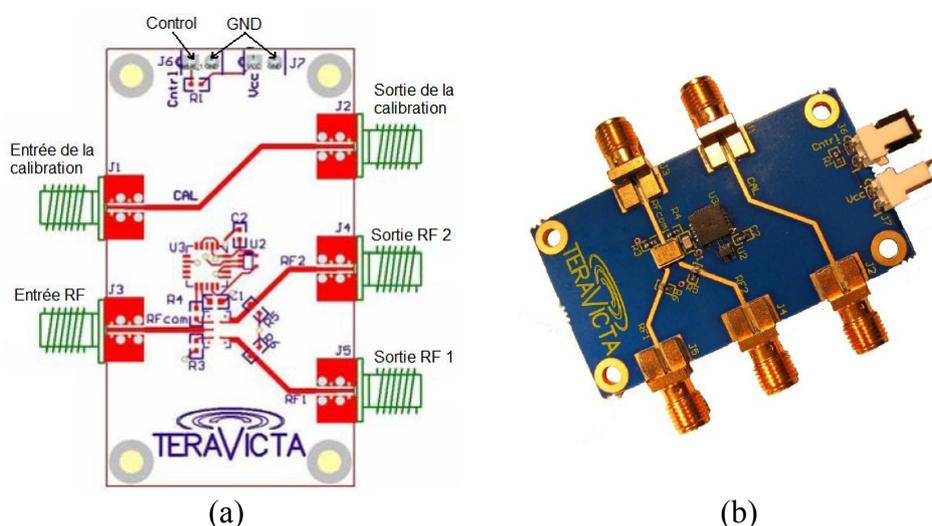
Les mesures d'interrupteurs doivent couvrir une gamme de fréquences qui s'étend de basses fréquences du signal d'actionnement aux fréquences RF du signal d'entrée et de sortie. Nous avons réalisé ces mesures sur deux bancs de test différents montés sur deux plateformes du CIME Minatec. Premièrement, nous avons utilisé la plateforme « Caractérisation électrique »

du CIME qui nous a permis faire des mesures des temps de transition jusqu'à environ 600 MHz du signal RF. Deuxièmement, afin de caractériser le fonctionnement pour des fréquences supérieures, nous avons dû utiliser la plateforme « Hyperfréquence et optique guidée » du CIME avec un coût d'utilisation plus important. Celle-ci nous a permis la mesure des temps de transition avec des signaux RF de 1GHz et la caractérisation des paramètres  $S$  de 300kHz jusqu'à 3GHz.

### 6.3.1 Carte d'évaluation

Nous avons utilisé deux cartes de test différentes pour le travail expérimental sur l'interrupteur Teravicta. Une carte a été conçue et fournie par la société Teravicta, l'autre a été fabriquée en collaboration avec notre partenaire NXP afin de faciliter le test d'une population d'interrupteurs.

La carte de test Teravicta est divisée en deux parties. La première partie, utilisée pour la calibration, est créée par une connexion directe entre une entrée et une sortie (voir le schéma sur la Figure 6.4 (a)). La deuxième partie contient un commutateur TT712 connecté d'un côté avec une entrée RF et de l'autre côté avec deux sorties RF1 et RF2. La puce du commutateur TT712 est encapsulée dans un boîtier de Kovar jaune. La tension nécessaire pour actionner l'interrupteur est obtenue à la sortie de la pompe de charge TT6820QFN-A encapsulée dans un boîtier du type QFN<sup>40</sup> et placée dans la proximité de l'interrupteur. Les connecteurs utilisés pour le signal RF sont de type SMA<sup>41</sup>, ce qui facilite l'interconnexion de la carte avec des appareils de test. La carte permet des mesures de deux interrupteurs TT712 qui sont liés à la sortie RF1 et RF2. Le choix de l'interrupteur est fait à l'aide du connecteur J6 qui contrôle la pompe de charge. Le connecteur J7 est utilisé pour l'alimentation 5V. Une photo de la carte est montrée sur la Figure 6.4 (b).



**Figure 6.4** Carte de test Teravicta TT712-68CSP-EB : (a) schéma de connexion et (b) photo de la face avant.

<sup>40</sup> Quad Flat No leads

<sup>41</sup> Sub-Miniature version A

La Figure 6.5 montre le schéma de connexion de la carte de test Teravicta. Sur ce schéma, nous pouvons distinguer la partie de test, l'interrupteur et la pompe de charge avec ses composants associés.

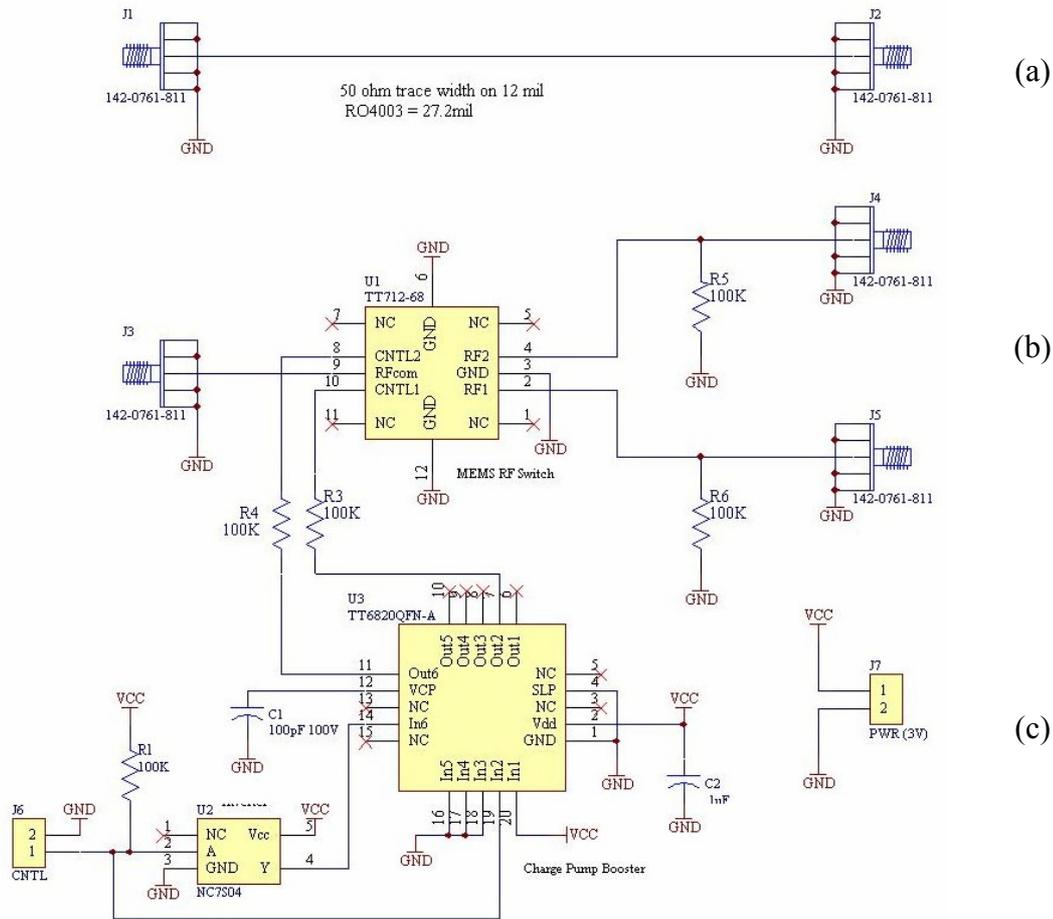


Figure 6.5 Circuit électrique de la carte d'évaluation Teravicta TT712-68CSP-EB.

La carte de test NXP a été conçue avec le but d'obtenir plus de souplesse dans son utilisation par rapport à celle de Teravicta. En particulier, elle permet un échange facile des composants de la pompe de charge et d'interrupteur, ce qui facilite le test d'une population importante d'interrupteurs. La pompe de charge utilisée dans cette carte de test est, à la différence de la carte Teravicta, réalisée en composants discrets, ce qui garanti une robustesse plus élevée. Un boîtier spécifique a été fabriqué pour permettre un échange facile et rapide des puces TT712 différentes. Les photos de deux faces de la carte sont montrées sur la Figure 6.6.

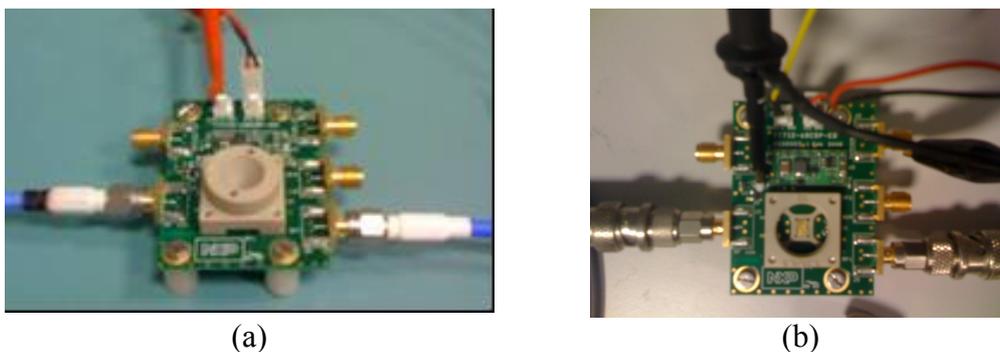


Figure 6.6 Photo de la carte d'évaluation NXP : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

### 6.3.2 Bancs de test

Nous avons utilisé trois bancs de test pour différentes mesures des paramètres des interrupteurs. La vérification du fonctionnement des interrupteurs MEMS et la mesure des temps de transition et l'amplitude des signaux a été faite à l'aide des bancs de test No.1 et No.2 montrés, respectivement, dans la Figure 6.7 et la Figure 6.8. Ces bancs de test permettent mesurer et enregistrer le signal de commande et les signaux à l'entrée et à la sortie de l'interrupteur, ce qui nous a permis l'estimation des paramètres  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . Le banc de test (No.1) illustré dans la Figure 6.7 a été monté à la plateforme de prototypage du CIME et il permet l'utilisation de signaux jusqu'à 600 MHz. Le coût d'utilisation de cette plateforme est inférieur au coût de la plateforme « Hyperfréquence et optique guidée » du CIME que nous avons utilisé pour le banc de test No.2 montré sur la Figure 6.8. Ce banc de test nous a permis des mesures à plus hautes fréquences.

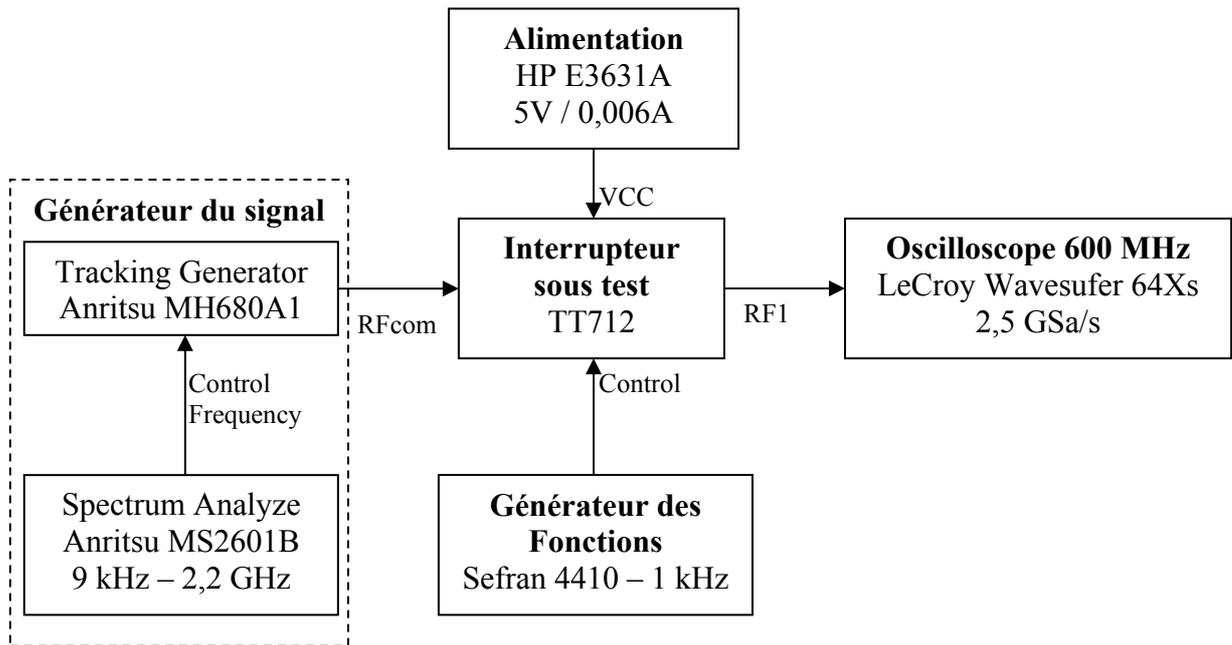


Figure 6.7 Banc de test No.1.

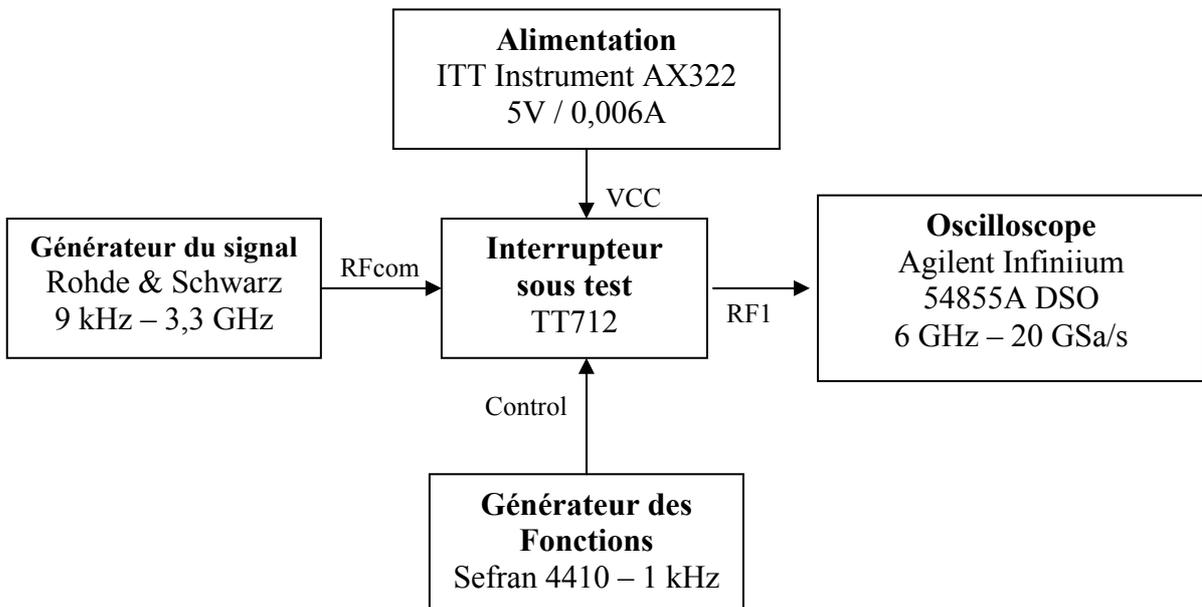


Figure 6.8 Banc de test No.2.

Les mesures des paramètres  $S$  ont été réalisées à l'aide du banc de test No.3 montré sur la Figure 6.9.

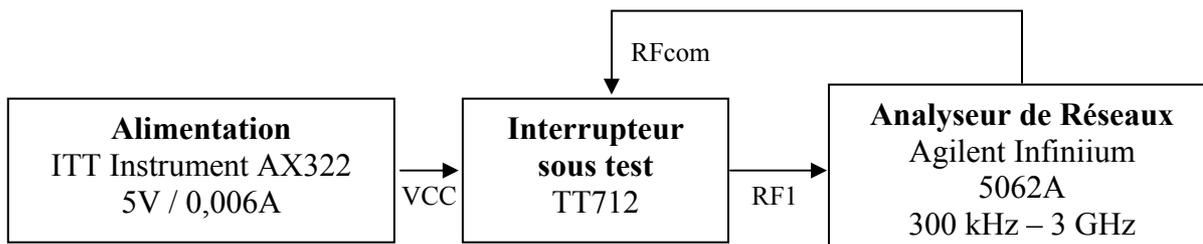


Figure 6.9 Banc de test No.3.

### 6.3.3 Résultats de mesures

La mesure de temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  effectuée sur les bancs de test No.1 et No.2 est illustrée sur la Figure 6.10. La courbe verte représente le signal d'actionnement d'une amplitude de 68V généré par la pompe de charge. Les valeurs du temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  correspondent aux délais entre le signal d'actionnement et le signal de sortie.

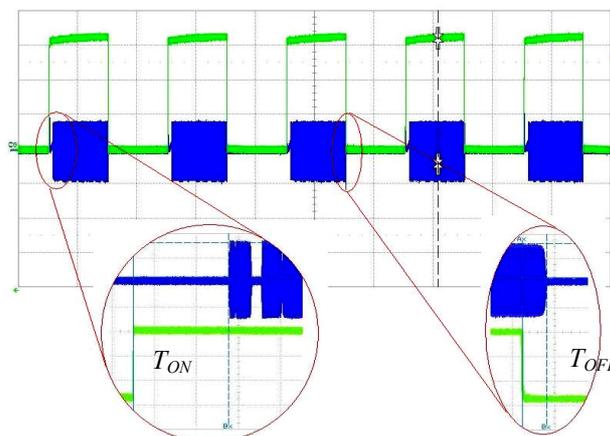


Figure 6.10 Signal de la mesure expérimentale :  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ .

Nous pouvons observer, sur le signal RF à la sortie de l'interrupteur, une zone d'instabilité, dans laquelle son amplitude varie brusquement entre les valeurs extrêmes (voir la Figure 6.11). Cet effet peut être expliqué par le rebondissement de la partie mobile de l'interrupteur après le contact avec l'électrode fixe.

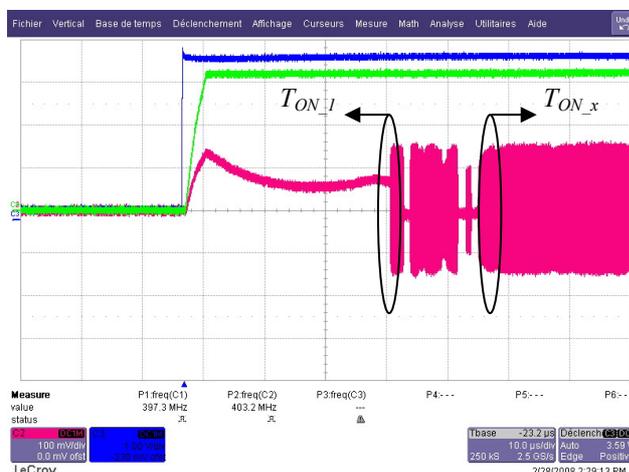
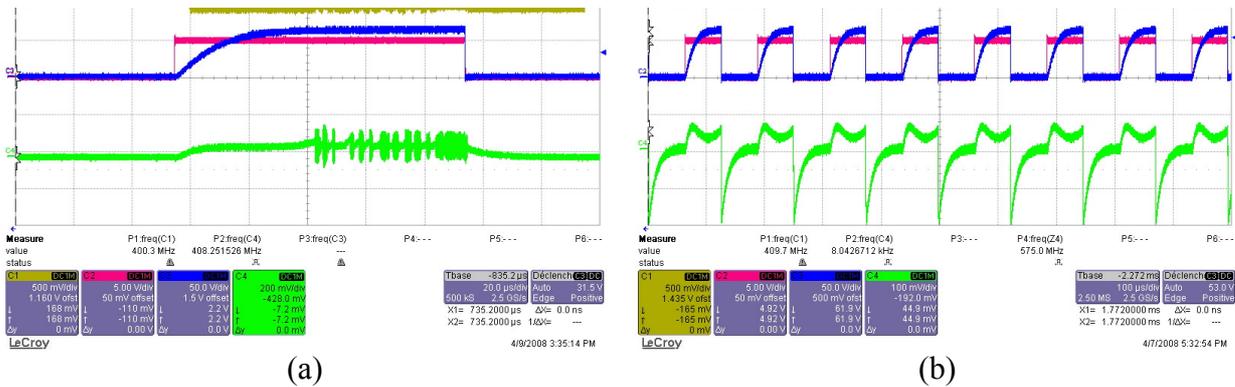


Figure 6.11. Le signal de sortie de l'interrupteur (courbe rouge) affecté par le rebondissement.

Ce rebondissement dépend de la constante de ressort  $k$ , le matériau et l'amortissement de l'interrupteur. A cause de l'insuffisance d'information surtout les paramètres géométriques de l'interrupteur, ce rebondissement n'a pas été pris en compte par le modèle et il n'apparaît pas dans nos simulations. Pour une analyse plus détaillée des résultats de mesures, nous avons défini les caractéristiques  $T_{ON\_I}$  et  $T_{ON\_x}$  en fonction de l'instant où l'électrode mobile établit un contact avec l'interrupteur. Le  $T_{ON\_I}$  est le temps entre le moment où le signal d'actionnement atteint 68V et le premier moment où le signal RF apparaît à la sortie. Le  $T_{ON\_x}$  est le temps entre le moment où le signal d'actionnement atteint 68V et le moment où le signal RF à la sortie est stable. Dans les travaux futurs, on peut-être trouvé un signal d'actionnement spécifique qui peut éviter ce problème de rebondissement. Dans tous les cas, le signal d'actionnement ne sera pas un signal d'impulse ou un signal sinusoïdal. Parce que l'objectif d'un interrupteur est Fermé ou Ouvert, donc le signal d'actionnement carré avec une haute amplitude, comme 68V dans ce cas, ne peut pas être impulse ou sinusoïdal.

Pendant les mesures, nous avons sauvegardé les trois signaux suivants : le signal d'alimentation (5V), le signal d'actionnement (68V) et le signal RF. Le signal d'alimentation sert de base pour la mesure des temps  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  sans approcher la sonde de mesure au circuit imprimé. Un autre avantage vient du fait que l'amplitude de ce signal est plus faible que celle du signal d'actionnement et cette mesure ne nécessite pas d'une sonde adaptée au niveau de 68 V.

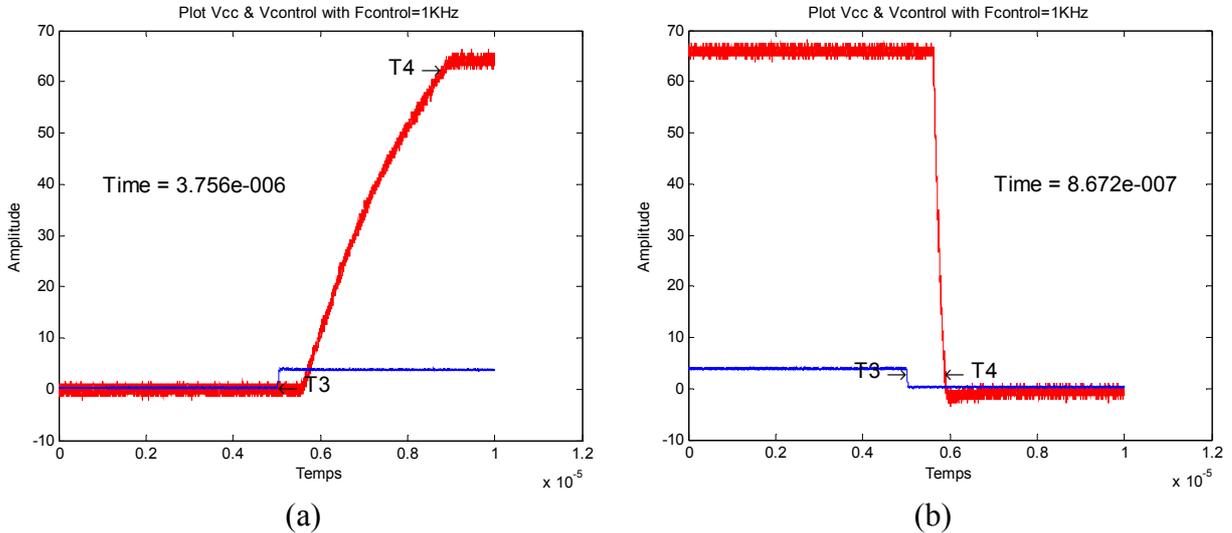
Dans certains cas, les résultats des mesures n'ont pas été acceptables pour une évaluation globale de l'ensemble des données. La Figure 6.12 (a) montre, à titre d'exemple, les résultats de mesure d'un interrupteur dont le signal RF à la sortie n'atteint pas un état stationnaire. Ce fait peut être occasionné par l'asymétrie de la structure mobile. Un autre cas d'anomalie des résultats est montré dans la Figure 6.12 (b). La forme inacceptable du signal RF à la sortie a été causée par la fréquence d'actionnement trop élevée. Dans ce cas, le signal d'actionnement a dépassé 20 kHz.



**Figure 6.12** Anomalies de certains résultats de test (signal d'actionnement – rouge, signal à la sortie de la pompe de charge – bleu, signal RF à la sortie d'interrupteur – vert) : (a) causés par la structure d'interrupteur et (b) causés par le signal d'actionnement.

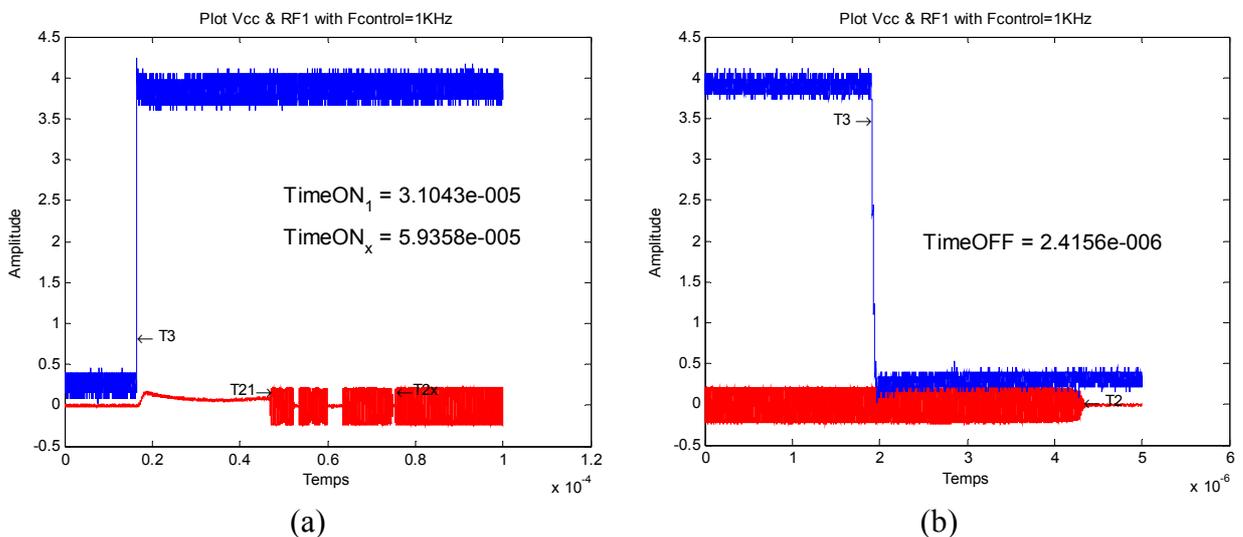
Les résultats des mesures effectuées sur plusieurs interrupteurs ont été sauvegardés et exportés vers le logiciel Matlab. Un algorithme permettant de traiter de façon automatique les données de mesures a été programmé sous Matlab. Nous avons calculé, à l'aide de cet algorithme, les temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  dans deux étapes. Dans la première étape, nous avons mesuré le délai entre le signal d'alimentation à l'entrée de la pompe de charge (5V) et le signal d'actionnement à la sortie de la pompe de charge (68V). Cette mesure a été faite dans l'état ouvert et l'état fermé. Le délai de l'état fermé correspond à la différence entre  $T_{4ON}$  et  $T_{3ON}$ .  $T_{3ON}$  est le moment où l'amplitude du signal d'alimentation atteint 10 %

de l'amplitude maximale.  $T_{4ON}$  est le moment où l'amplitude du signal d'actionnement atteint 90 % de 68V (voir la Figure 6.13 (a)). Le délai en état ouvert est obtenu de façon similaire. Ce paramètre correspond à la différence entre les instants  $T_{3OFF}$  et  $T_{4OFF}$  défini comme 90 % de l'amplitude maximale du signal d'alimentation et 10% du signal d'actionnement (voir la Figure 6.13 (b)).



**Figure 6.13** Délai entre le signal d'alimentation (rouge) et le signal d'actionnement (bleu) : (a) état fermé (ON) et (b) état ouvert (OFF).

En deuxième étape, nous faisons la mesure du délai entre le signal d'alimentation et le signal RF. Cette mesure est plus facile à faire grâce à l'accès facile aux points de test et à l'amplitude qui ne dépasse pas les niveaux habituels. A cause du rebondissement de la partie mobile de l'interrupteur, nous déterminons le temps de transition  $T_{ON\_1}$  et le temps de transition  $T_{ON\_x}$  qui correspondent respectivement au premier instant où le signal RF apparaît à la sortie et à l'instant à partir duquel le signal RF est stable. La Figure 6.14 montre les signaux utilisés pour obtenir les temps  $T_{ON\_1}$ ,  $T_{ON\_x}$  et  $T_{OFF}$ . La courbe bleue correspond au signal d'alimentation, la courbe rouge représente le signal RF. Les temps de transition en état fermé sont obtenus à partir de la Figure 6.14 (a). La Figure 6.14 (b) montre les données nécessaires pour obtenir le temps  $T_{OFF}$ .



**Figure 6.14** Calcul du temps de transition par Matlab : (a)  $T_{ON\_1}$  et  $T_{ON\_x}$  et (b)  $T_{OFF}$ .

Les temps de transition obtenus dans cette deuxième étape caractérisent le comportement de l'ensemble de l'interrupteur et la pompe de charge. Les temps de transition de l'interrupteur seul sont obtenus comme la différence des résultats obtenus lors de la deuxième et la première étape. Un aperçu des temps  $T_{ON}$  d'un échantillon pour différentes fréquences d'actionnement est montré dans la Figure 6.15. La ligne bleue présente le  $T_{ON\_1}$  entre le signal d'alimentation et le signal RF. La ligne rouge présente le  $T_{ON\_x}$  entre le signal d'alimentation et le signal RF. La ligne verte présente le  $T_{ON}$  entre le signal d'actionnement 68V et le signal RF. Les mesures sont exécutées dans une gamme de fréquences d'actionnement, de 1 kHz jusqu'à 9 kHz.

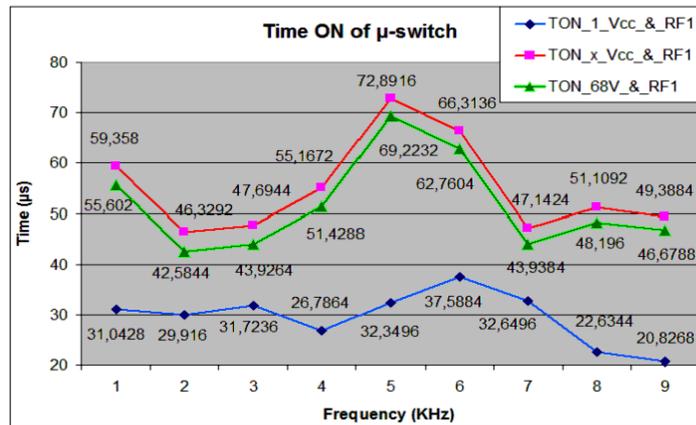


Figure 6.15 Distribution du temps  $T_{ON}$  d'un échantillon.

La Figure 6.16 présente l'analyse de  $T_{OFF}$  d'un échantillon. La ligne bleue présente le  $T_{OFF}$  entre le signal d'alimentation et le signal RF. La ligne rouge présente le  $T_{OFF}$  entre le signal d'actionnement et le signal RF. Les mesures sont exécutées dans les fréquences d'actionnement de 1 kHz jusqu'à 9 kHz.

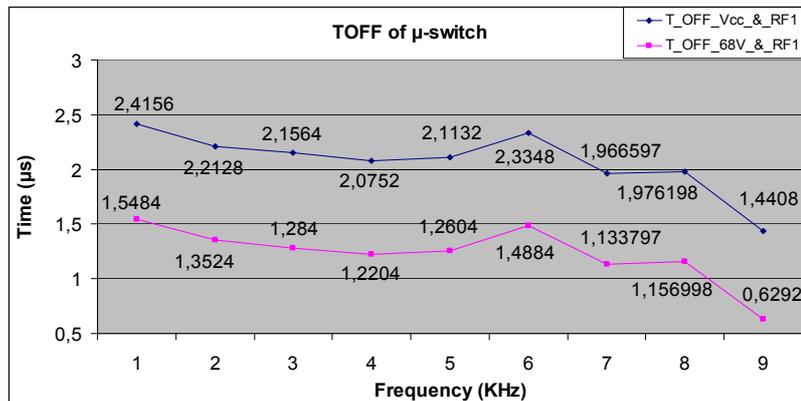


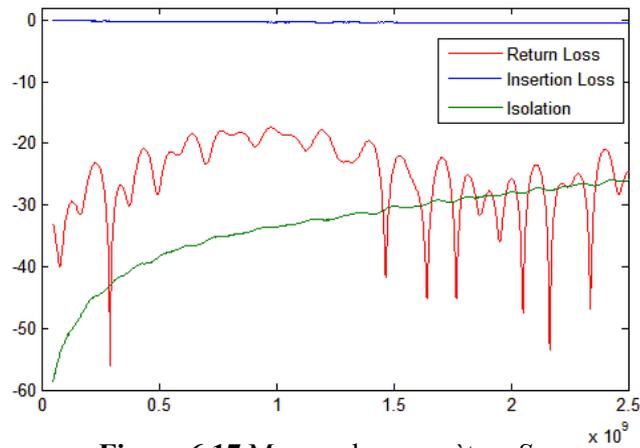
Figure 6.16 Distribution du temps  $T_{OFF}$  d'un échantillon.

A cause du dépôt du bilan de l'entreprise Teravicta en début 2008, il ne nous a pas été possible commander des échantillons supplémentaires. Nous n'avons que 7 commutateurs TT712, ce qui correspond à 14 interrupteurs. Après éliminer des interrupteurs qui ont un mauvais fonctionnement comme montré dans la Figure 6.12, il ne nous reste que 11 interrupteurs. Le résumé de ses performances mesurées est montré dans le Tableau 6.2. Les mesures de  $T_{ON\_x}$  correspondent aux fiches techniques qui sont présentées dans le Tableau 6.1. Les valeurs de  $T_{OFF}$  mesurées sont plus faibles que celles publiées dans ces fiches techniques.

Fréq	$T_{ON\_1}$	$T_{ON\_x}$	$T_{OFF}$	Isolation (dB)	Taux de réflexion (dB)	Perte d'insertion (dB)
1kHz	$44 \pm 10 \mu s$	$67 \pm 18 \mu s$	$1.6 \pm 0.7 \mu s$	$-39.7 \pm 0.5$ @ 1GHz	$-17.77 \pm 0.8$ @ 1GHz	$-0.35 \pm 0.07$ @ 1GHz
2kHz	$42 \pm 6 \mu s$	$72 \pm 12 \mu s$	$1.4 \pm 0.4 \mu s$			
3kHz	$38 \pm 7 \mu s$	$70 \pm 15 \mu s$	$1.2 \pm 0.4 \mu s$			
4kHz	$46 \pm 8 \mu s$	$57 \pm 13 \mu s$	$1.3 \pm 0.5 \mu s$			
5kHz	$37 \pm 5 \mu s$	$67 \pm 17 \mu s$	$1.2 \pm 0.7 \mu s$			
6kHz	$45 \pm 8 \mu s$	$60 \pm 15 \mu s$	$0.9 \pm 0.3 \mu s$			
7kHz	$52 \pm 12 \mu s$	$67 \pm 5 \mu s$	$1.1 \pm 0.3 \mu s$			

**Tableau 6.2** Résumé des performances de l'interrupteur Teravicta.

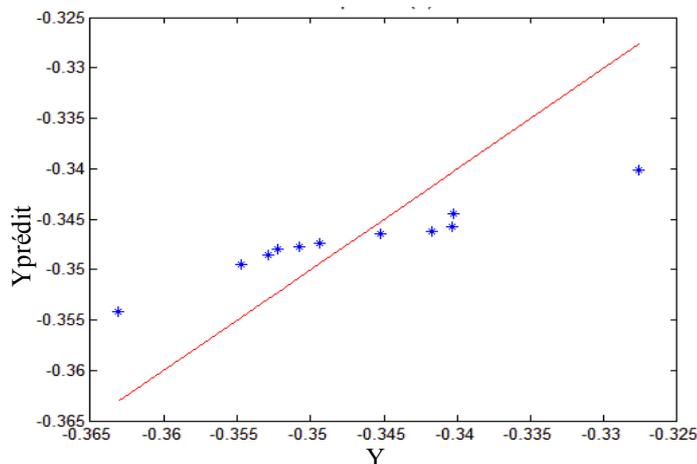
Les résultats de la mesure des paramètres  $S$ , effectuée à l'aide du banc de test No.3 sont présentés dans la Figure 6.17. Ces résultats correspondent aux fiches techniques qui sont présentées dans la Figure 6.3.



**Figure 6.17** Mesure de paramètres  $S$ .

#### 6.4 Prédiction des paramètres $S$ pour un échantillon expérimental

Il n'a pas été possible de réaliser une étude plus large sur un échantillon plus grand car la Société Teravicta a fait faillite pendant la réalisation de ces mesures et il nous a été impossible d'obtenir des nouveaux interrupteurs. Nous n'avons que 11 interrupteurs. Ce nombre n'est pas suffisant pour estimer une prédiction avec une bonne précision. Les caractéristiques de ces interrupteurs sont estimées comme on a fait dans la partie 5.5. Un exemple du résultat de régression de la perte d'insertion  $S_{21\_ON}$  est montré dans la Figure 6.18 ci-dessous.



**Figure 6.18** Prédiction de  $S_{21}$  de l'interrupteur Teravicta.

La perte d'insertion  $S_{21}$  est prévue par une régression linéaire. Ce résultat obtenu montre une corrélation existante entre les caractéristiques en basse fréquence et les performances en haute fréquence. Malheureusement, le nombre d'échantillons Teravicta n'est pas assez grand pour étudier cette corrélation. Ainsi, la validation de notre technique pour cet interrupteur a été faite par simulation, les résultats sont présentés dans la partie suivante. Le modèle de simulation de l'interrupteur Teravicta (voir section 4.4.2) a été ajusté à l'aide des mesures expérimentales.

## 6.5 Prédiction des paramètres $S$ pour un échantillon généré par simulation

La génération d'un ensemble de 1000 interrupteurs par simulation Monte Carlo est faite en utilisant une déviation gaussienne de 10% de (voir le Tableau 4.5) :

- quatre paramètres physiques de l'interrupteur Teravicta : le diamètre du disque -  $D_{disque}$ , l'épaisseur du disque -  $T$ , l'hauteur du disque -  $H$ , le rapport de surface entre les deux électrodes d'actionnement (à cause de leur différent diamètre et la présence des trous) -  $R_{électrode}$ ,
- quatre paramètres physiques du bras : le largeur de bras -  $w_{leg}$ , l'épaisseur de bras -  $t_{leg}$ , la longueur du segment inférieur du bras -  $L_a$ , la longueur du segment extérieur du bras -  $L_b$ ,
- un paramètre électrique inconnu : la résistance du contact -  $R_S$ .

Après le calcul des caractéristiques de basse fréquence des 1000 interrupteurs générés par la simulation Monte Carlo, nous avons éliminé 146 interrupteurs présentant des fautes catastrophiques. Les 854 interrupteurs restants ont été divisés en deux sous-ensembles : un sous-ensemble de 500 interrupteurs pour l'apprentissage et un sous-ensemble de 354 interrupteurs pour la validation.

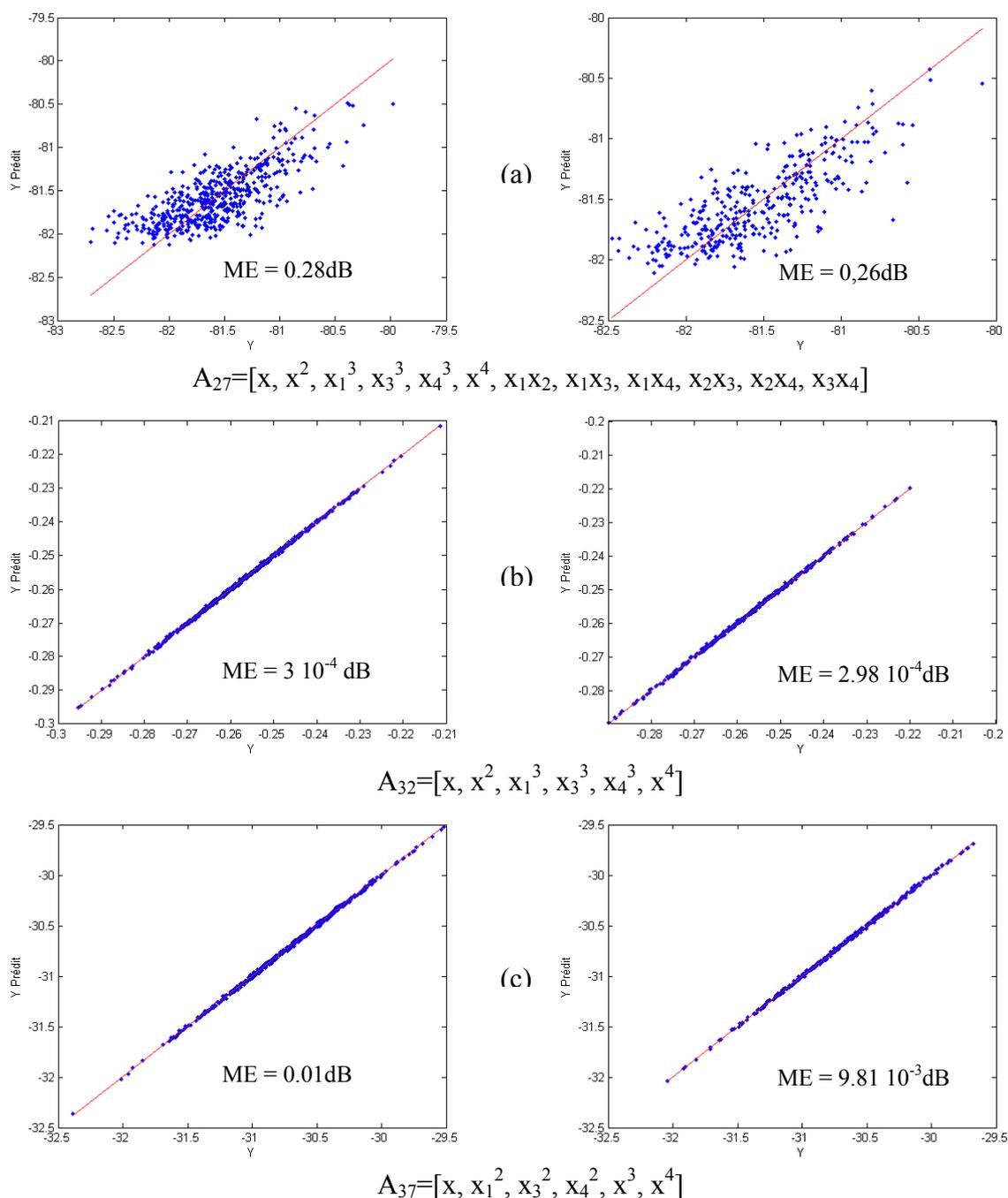
### 6.5.1 Prédiction du paramètre Isolation ( $S_{21\_OFF}$ )

La Figure 6.19 (a) présente la prédiction de l'isolation  $S_{21\_OFF}$  par les quatre régresseurs  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . Le paramètre  $S_{21\_OFF}$  est estimé avec une bonne précision. Dans ce cas, on trouve d'abord un modèle régressif polynomial simple qui ne contient que les puissances de régresseurs. Ce modèle est ensuite complété avec les termes de régresseurs plus complexes tels que les interactions.

Régresseur	Modèle de régression	ME	
		Apprentissage	Validation
$T_{ON}(x_1)$ , $T_{OFF}(x_2)$	$A_{21}=[x, x^2, x^3, x^4]$	$8,9.10^{-2}$	$7,7.10^{-2}$
$A_{ON}(x_1)$ , $A_{OFF}(x_2)$	$A_{24}=[x, x_1^2, x^3, x^4]$	0,18	0,17
$T_{ON}(x_1)$ , $T_{OFF}(x_2)$ , $A_{ON}(x_3)$ , $A_{OFF}(x_4)$	$A_{26}=[x, x^2, x_1^3, x_3^3, x_4^3, x^4]$	$8,14.10^{-2}$	$6,62.10^{-2}$
	$A_{27}=[x, x^2, x_1^3, x_3^3, x_4^3, x^4, x_1x_2, x_1x_3, x_1x_4, x_2x_3, x_2x_4, x_3x_4]$	$8,11.10^{-2}$	$6,53.10^{-2}$

Tableau 6.3 Résultats de prédiction du paramètre Isolation – I.

Le meilleur modèle en terme du MSE correspond au modèle «  $A_{27}$  », voir le Tableau 6.3. La meilleure ME dans ce cas est de l'ordre de  $8,11 \cdot 10^{-2} \text{dB}$ . Les résultats obtenus montrent une bonne corrélation. Ceci se traduit non seulement par un MSE plus faible, mais aussi graphiquement par le nuage de points de prédiction mieux répartis autour de la première bissectrice, voir la Figure 6.19 (a).



**Figure 6.19** Meilleurs modèles de prédiction des paramètres  $S$  : (a) isolation -  $I$ , (b) perte d'insertion -  $IL$  et (c) taux de réflexion -  $RL$ .

### 6.5.2 Prédiction du paramètre Perte d'insertion ( $S_{2I\_ON}$ )

Cette performance ne présente pas une bonne corrélation avec le temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . En conséquence, nous nous limitons à l'analyse des résultats obtenus avec les régresseurs  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . Nous avons appliqué une démarche analogue à celle décrite dans le paragraphe précédent. Les résultats obtenus sont résumés sur le Tableau 6.4.

Régresseur	Modèle de régression	ME	
		Apprentissage	Validation
$A_{ON}(x_1)$ , $A_{OFF}(x_2)$	$A_{29}=[x, x_1^2, x_3^3, x_4^4]$	$1,32.10^{-7}$	$1,45.10^{-7}$
	$A_{30}=[x_1, x^2, x_1^3, x^4, x_1^2x_2^2, x_1^2x_2, x_1x_2^2, x_1x_2^4, x_1^5x_2]$	$1,29.10^{-7}$	$1,39.10^{-7}$
$T_{ON}(x_1)$ , $T_{OFF}(x_2)$ , $A_{ON}(x_3)$ , $A_{OFF}(x_4)$	$A_{32}=[x, x^2, x_1^3, x_3^3, x_4^3, x^4]$	$9,02.10^{-8}$	$8,87.10^{-8}$
	$A_{33}=[\log( x_4 +1), \log(x_1^2+1), \log(x_3^2+1), \log(x_4^2+1), e^{x_1}, e^{x_2}, e^{x_3}, e^{(x_1+x_2)^2}]$	$9,41.10^{-8}$	$1,02.10^{-7}$

**Tableau 6.4** Résultats de prédiction du paramètre Perte d'insertion – *IL*.

Les résultats dans le Tableau 6.4 au-dessus montrent une excellente prédiction de la perte d'insertion  $S_{2I\_ON}$  en utilisant soit les deux régresseurs d'amplitudes  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  ou soit les quatre régresseurs  $A_{ON}$ ,  $A_{OFF}$ ,  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . On trouve un modèle régressif polynomial simple qui ne contient que les puissances comme «  $A_{32}$  » du Tableau 6.4. Nous avons aussi trouvé un modèle régressif polynomial qui ne contient que des termes non-linéaires «  $e^x$  » et «  $\log(|x|)$  » comme «  $A_{33}$  ». L'erreur moyenne du modèle «  $A_{32}$  » est de l'ordre de  $9,41.10^{-8}$  dB. Cette valeur est très petite par rapport de la perte d'insertion ( $S_{2I\_ON}$ ) qui est égale à -0,25dB. La Figure 6.19 (b) illustre l'excellente prédiction de ce paramètre.

### 6.5.3 Prédiction du paramètre Taux de réflexion ( $S_{1I\_ON}$ )

Comme dans le cas précédent, cette performance ne présente pas une forte corrélation avec les temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . On trouve également des modèles régressifs polynomiaux simples qui ne contiennent que des puissances («  $A_{35}$  ») ou des termes non-linéaires «  $e^x$  » et «  $\log(|x|)$  » («  $A_{36}$  ») du Tableau 6.5. Des excellents résultats ont ainsi été obtenus pour prédire le taux de réflexion ( $S_{2I\_ON}$ ) par deux régresseurs d'amplitudes  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$  ou quatre régresseurs comme  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ . L'erreur moyenne correspondante est d'environ 0,01dB et  $S_{1I\_ON}$  est d'environ -31dB, voir la Figure 6.19 (c). Les résultats sont résumés dans le Tableau 6.5.

Régresseur	Modèle de régression	ME	
		Apprentissage	Validation
$A_{ON}(x_1)$ , $A_{OFF}(x_2)$	$A_{35}=[x_1, x^2, x^3, x_2^4]$	$1,48.10^{-4}$	$1,56.10^{-4}$
	$A_{36}=[\log( x_2 ), \log(x^2+1), e^{x_2^2}, e^{(x_1+x_2)^2}]$	$1,89.10^{-4}$	$2,41.10^{-4}$
$T_{ON}(x_1)$ , $T_{OFF}(x_2)$ , $A_{ON}(x_3)$ , $A_{OFF}(x_4)$	$A_{37}=[x, x_1^2, x_3^2, x_4^2, x^3, x^4]$	$1,02.10^{-4}$	$9,63.10^{-5}$
	$A_{38}=[\log( x_2 ), \log( x_4 ), \log(x^2+1), e^{x_3}, e^{x_1^2}, e^{(x_1+x_2)^2}]$	$1,08.10^{-4}$	$1,53.10^{-4}$

**Tableau 6.5** Résultats de prédiction du paramètre Taux de Réflexion – *RL*.

## 6.6 Conclusions

Ce chapitre a visé la validation expérimentale d'une technique de test alternatif pour les interrupteurs RF. Des interrupteurs commerciaux de la Société Teravicta ont été utilisés à ce propos. Des bancs de test ont été mis en place en utilisant les moyens des plateformes du CIME-Minatec. Des mesures expérimentales ont été réalisées à l'aide d'un petit échantillon d'interrupteurs fournis par la Société Teravicta avec un kit d'évaluation. Cependant, une carte de test spécifique pour ces travaux a été développée par la Société NXP, ce qui nous a permis de changer très facilement l'interrupteur sous test. Les mesures expérimentales ont confirmé une bonne corrélation entre les performances RF des interrupteurs et les mesures de test à basse fréquence.

Cependant, il ne nous a pas été possible de réaliser cette étude sur un échantillon plus grand (e.g. une centaine d'interrupteurs) qui serait statistiquement significatif. En fait, à cause de la faillite de la Société Teravicta, nous n'avons pas eu un nombre suffisant d'interrupteurs pour faire une bonne estimation de l'erreur de prédiction. Néanmoins, les résultats obtenus avec ce petit échantillon d'interrupteurs nous a permis la validation du modèle comportementale de cet interrupteur et l'ajustement de ses paramètres. Ainsi, une fois le modèle ajusté aux résultats expérimentaux, nous avons procédé par simulation afin de valider la technique de test. Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre ont montré une excellente prédiction de la perte d'insertion  $S_{21\_ON}$  et le taux de réflexion  $S_{11\_ON}$  en utilisant soit les deux régresseurs  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ , soit tous les quatre régresseurs  $A_{ON}$ ,  $A_{OFF}$ ,  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$ . Le modèle régressif qu'on a trouvé est polynomial et simple. Le MSE est très faible.

Les résultats de prédiction sur l'interrupteur de ce chapitre sont bien mieux que ceux du chapitre précédent. Ceci est expliqué par le type différent des interrupteurs considérés. Dans le Chapitre 5, l'interrupteur de type micro poutre est capacitif. Par contre, l'interrupteur dans ce chapitre est résistif. Ainsi, la nature différente du contact, capacitif ou résistif, explique les différences obtenues. Dans les interrupteurs capacitifs, les variations de la capacité de couplage ont un impact très important sur les performances RF qui ne sont pas si bien corrélées avec les caractéristiques de basse fréquence. Pour les interrupteurs résistifs, les déviations de la région du contact ont moins d'impact sur les performances RF dans l'état ON. Par contre, la corrélation entre les performances RF de l'interrupteur résistif dans l'état OFF et les caractéristiques de basse fréquence est sensiblement pire, car à nouveau ce sont les capacités de couplage qui jouent un rôle important.



# Chapitre 7

## Conclusions et perspectives

### 7.1 Conclusions

Cette thèse a visé l'étude d'une technique de test alternatif pour les interrupteurs MEMS RF embarqués dans une application de type SiP (System-in-Package), en coopération avec la société NXP Semiconductors à Caen dans le cadre du projet européen NANOTEST.

La technique de test propose le remplacement des procédures de test RF conventionnelles, qui visent la mesure des performances spécifiées dans le cahier de charges, par autres mesures faciles à réaliser et qui devront permettre la prédiction des performances. Ainsi, cette technique de test évite l'utilisation des équipements de test très sophistiqués et coûteux et facilite l'accès aux points de mesure embarqués en utilisant des petits capteurs qui fournissent un signal de sortie en basse fréquence facile à transporter et traiter au sein du dispositif.

L'idée de base est l'extraction des performances haute fréquence de l'interrupteur en utilisant un signal basse fréquence obtenu par un capteur d'enveloppe placé à la sortie de l'interrupteur. Des caractéristiques en basse fréquence obtenues à partir du signal d'enveloppe et le signal de contrôle, comme les temps de transition ON et OFF, et les amplitudes du signal à la sortie dans les états ON et OFF, sont utilisées dans un processus de régression pour prédire des performances RF de l'interrupteur telles que ses paramètres  $S$  typiques (isolation, perte d'insertion et taux de réflexion).

Les contributions principales de cette thèse ont été les suivantes :

1. La modélisation d'interrupteurs capacitifs et résistifs de type série en utilisant Matlab/Simulink. Des modèles ont été proposés pour le comportement en basse fréquence et haute fréquence pour un interrupteur capacitif de type poutre et un interrupteur résistif en forme de disc disponible dans le commerce.
2. L'étude d'un capteur d'enveloppe pour l'extraction des caractéristiques en basse fréquence qui nous servent de régresseurs pour prédire les performances en haute fréquence de l'interrupteur sous test. Un modèle Matlab/Simulink a aussi été proposé pour simuler le comportement de ce capteur.

3. Des techniques de régression linéaire ont été appliquées pour l'obtention de fonctions qui lient les caractéristiques en basse fréquence avec les performances RF. Ces fonctions peuvent être réalisées facilement, étant très peu gourmandes en ressources de calcul.

4. Une technique de test alternatif exploitable lors d'un test de production ou lors d'un test dans l'application a été analysée et validée par simulation. Cette technique doit permettre la détection d'un interrupteur présentant un mauvais fonctionnement de type catastrophique ou paramétrique. Une technique de test en ligne pour la détection de fautes catastrophiques a aussi été brièvement considérée.

5. Une étude expérimentale a été réalisée en coopération avec la société NXP sur un échantillon d'une dizaine d'interrupteurs du modèle commercial Teravicta TT712 en utilisant les moyens de la plateforme CIME-Minatec. Les mesures ont été réalisées avec un kit d'évaluation du développeur et une carte de test fournie par la société NXP. Même si ces tests se sont montrés positifs, les résultats obtenus ne sont pas statistiquement suffisamment significatifs. En fait, il n'a pas été possible de réaliser une étude plus large sur un échantillon plus grand car la Société Teravicta a fait faillite pendant la réalisation de ces mesures et il nous a été impossible d'obtenir des nouveaux interrupteurs. Ainsi, la validation de la technique pour cet interrupteur a aussi été faite par simulation. Cependant, le modèle de simulation de l'interrupteur a pu être ajusté aux mesures expérimentales.

La procédure d'évaluation que nous avons suivie est la suivante :

1. Modélisation comportementale de l'interrupteur MEMS RF, et ajustement du modèle aux mesures expérimentales.
2. Simulation statistique de type Monte Carlo de l'interrupteur avec le capteur d'enveloppe en utilisant Matlab/Simulink. Génération d'une population de mil interrupteurs en considérant des distributions gaussiennes non corrélées des paramètres de design.
3. Calcul des caractéristiques de basse fréquence de chaque interrupteur, incluant les temps de transition  $T_{ON}$  et  $T_{OFF}$  et les amplitudes du signal d'enveloppe  $A_{ON}$  et  $A_{OFF}$ .
4. Elimination des interrupteurs présentant un mauvais fonctionnement (interrupteurs qui ne changent pas d'état).
5. Utilisation d'une partie de la population d'interrupteurs fonctionnels pour le calcul des fonctions de régression linéaire qui lient les mesures en basse fréquence avec les paramètres  $S$  de l'interrupteur.
6. Validation des fonctions de régression sur la deuxième partie de la population et calcul des erreurs de prédiction.

Les résultats obtenus ont exposé une prédiction acceptable des paramètres  $S$  à partir des mesures de basse fréquence.

## 7.2 Perspectives

En considérant les objectifs de ce projet et les difficultés rencontrées, nous suggérons les perspectives de recherche suivantes :

1. La simulation Matlab/Simulink nécessite des temps de calcul trop longs, en particulier pour la simulation statistique de type Monte Carlo. La modélisation en utilisant des outils plus spécifiques pour la simulation RF permet une réduction importante des temps de simulation. Ainsi, des travaux ont été commencés très récemment dans l'Equipe de recherche afin de

modéliser et de simuler les interrupteurs MEMS RF en utilisant le logiciel ADS (Advanced Design System, ©Agilent Technologies). C'est un logiciel spécifique afin de faciliter les simulations RF.

2. Le détecteur d'enveloppe est un élément important pour la surveillance de l'interrupteur, permettant une observation de la dégradation de ceci avant qu'un comportement catastrophique se déclenche. Cependant, l'utilisation de ce détecteur tout seul en sortie de l'interrupteur est insuffisant pour permettre une prédiction précise des performances. Ainsi, il est souhaitable d'étudier autres mesures qui puissent être réalisés aussi en basse fréquence, à l'entrée et à la sortie de l'interrupteur, permettant une amélioration de la prédiction des performances.

3. Des techniques de régression linéaire ont été utilisées pour représenter les liaisons entre les caractéristiques de basse fréquence et les performances RF de l'interrupteur. Des techniques non-linéaires comme l'utilisation des réseaux de neurones n'ont pas permis une amélioration des résultats obtenus dans le cadre de cette thèse. Une étude plus approfondie de ces techniques semble nécessaire.

4. Ces travaux de recherche peuvent aboutir à la conception en vue du test d'un interrupteur MEMS RF avec des moniteurs embarqués pour l'auto surveillance dans une application de type SiP. Dans ce contexte, ces travaux de recherche se poursuivent actuellement au sein de l'Equipe de recherche dans le cadre d'un programme de post-doctorat.



## Annexe A

# Modèles Matlab des interrupteurs MEMS RF pour le fonctionnement basse fréquence

### A.1 Cas d'étude 1 : micro-poutre

```
tic
clear all

%% Parameters %%%%%%%%%%%
tm = 5e-5; % Simulation Time

f_RF = 1e9;
Uin = 50;

E = 38e10; % Young's Modulus of Nitride
ni = 0.25; % Poisson's Constant
ro_mobile = 3150; % Density of Nitride
c_air = 344; % Sound speed
c_light = 3e8;
mi = 1.82e-5;
eps0 = 8.854e-12; % Air Permittivity
epsr = 7.6; % SixNy
%Eeff = 5; % Layer permittivity
ro_air = 1.2;

U_RF = 0.1;
Z01 = 5e1; % Bridge Resistance
Z02 = 5e1;
Zl = 5e1;
Rs = 5; % RF Resistance
R = 1e4; % Voltage Source Resistance

L = 200e-6;
W = 50e-6;
```

## Annexe A

---

```
T = 2e-6;
H = 3e-6;
w = 100e-6;
a = 50e-6;
bp = L-W+a;

%% RF
b = 20e-6;
d = 20e-6;
c = 10e-6;
td = 0.1e-6;
tc = 0.15e-6;
Diel = 5e-10;
H_on = Diel;

% Enveloppe Detector
Ct = 5e-12;
Rt = 3e5;
ft = 1/(2*pi*Rt*Ct);

%% Ressort
cte = 0;
p = tc/epsr;
H = H+p;
S_RF = b*d;

S_act = w*W;
D = E*T^3/(12*(1-ni^2));
KT = D/(H+T);
d_b1 = (a-bp)/2*(bp^3/3/D-(a+bp)/2/D*bp^2-(a+bp)/KT*bp);
d_b2 = (bp-a)^4/24/D;
d_b = d_b1+d_b2;

compl1 = (3*bp^3+3*a*bp^2+3*a^2*bp-a^3)/24/D/W;
compl2 = bp*(a+bp)/KT/2/W;
compl_b = compl1 + compl2;

% Compliance between a and b
compl_ab = (((a+bp)^3+6*a^2*bp)/12/D-(a+bp)^2/KT)/4/W;

d_L1 = (a-bp)/2*(L^3/3/D-(a+bp)*L^2/2/D-(a+bp)*L/KT);
d_L2 = ((L-a)^4-(L-bp)^4)/24/D;
d_L = d_L1 + d_L2;

compl_L = d_L/W/(bp-a);

%% Compliance used in Model
compl = compl_b;

%% Ratio of Displacements at End to b
Corr = d_L / d_b;
CapaH = Corr*eps0*S_RF;

k = 1/compl;
Uin1 = sqrt(8*H^3/27/eps0/S_act/compl);
```

## Annexe A

---

% Moment of Inertia & Mass

```
I = W*T^3/12;  
fr = 0.56*sqrt(E*I/(ro_mobile*W*T*L^4));  
m = 1/(4*fr^2*pi^2*compl);
```

```
k2 = 1.1034*E*W*T^3/L^3;  
Uin2 = sqrt(8*H^3*k2/27/eps0/S_act);  
m2 = 0.236*ro_mobile*W*T*L;  
fr2 = 1/2/pi*sqrt(k2/m2);
```

%% Isolating Layer

```
Cd = eps0*epsr*S_act/Diel; % Capacitance
```

vp = c\_light/sqrt(epsr); % Phase Speed

```
Ls = Z01*W/vp;  
Cp = eps0*d*tc/c;  
COFF = eps0*S_RF/(H+(tc/epsr)); % OFF  
CON = eps0*epsr*S_RF/tc; % ON  
Cratio = CON/COFF;
```

%% Viscous mechanical resistance

```
% Resistance under arm  
Rmech12 = 2*4*mi*L*(W/2)^3;  
%Rmech12 = 3*mi*(L*W)^2/2/pi;  
r_leg = Rmech12/H^3;
```

```
Rmech11 = 0;
```

```
r_gap = 0;  
r_holes = 0;
```

% Mobile electrode radiation resistance

```
r_rad = c_air*ro_air*S_act;
```

% Total mechanical resistance

```
r = r_gap + r_holes + r_leg + r_rad;
```

```
Qfactor1 = 2*pi*fr*m/r;
```

```
T_ON_min = 9*Uin1^2/4/pi/fr/Qfactor1/Uin^2;  
T_ON_max = 27*Uin1^2/(4*pi*fr*Qfactor1*Uin^2);
```

%% Simulink callback %%%%

```
sim('New_Switch')
```

```
sig_time = all_data.time;  
sig_act = all_data.signals(1,1).values;  
sig_RF = all_data.signals(1,2).values;  
sig_ED = all_data.signals(1,3).values;  
sig_RF_010 = all_data.signals(1,4).values;  
%% Traitement du signal gap_out %%%%
```

```
U_control = 0;
```

```
y = 0;  
z = 0;  
u = 0;  
v = 0;
```

```

%% Find ON
y = length(sig_time);
[RF_010_on,index_RF_010_on] = max(sig_RF_010);
[act_on, index_act_on] = max(sig_act);
T_ON = (sig_time(index_RF_010_on)-sig_time(index_act_on));

%% Find OFF
sig_time_wrev = wrev(sig_time);
sig_act_wrev = wrev(sig_act);
sig_RF_010_wrev = wrev(sig_RF_010);
[RF_010_off,index_RF_010_off] = max(sig_RF_010_wrev);
[act_off, index_act_off] = max(sig_act_wrev);
T_OFF = (sig_time_wrev(index_RF_010_off)-sig_time_wrev(index_act_off));

RF_ON_1 = find(sig_time(:,1)>55e-6,1);
RF_ON_2 = find(sig_time(:,1)>65e-6,1);
RF_on = sig_ED(RF_ON_1:RF_ON_2,1);
sig_time_RF_on = sig_time(RF_ON_1:RF_ON_2,1);
avg_on = max(sig_ED(RF_ON_1:RF_ON_2,1));

RF_OFF_1 = find(sig_time(:,1)>95e-6,1);
RF_OFF_2 = find(sig_time(:,1)>105e-6,1);
RF_off = sig_ED(RF_OFF_1:RF_OFF_2,1);
sig_time_RF_off = sig_time(RF_OFF_1:RF_OFF_2,1);
avg_off = max(sig_ED(RF_OFF_2-150:RF_OFF_2,1));

PP = avg_on/avg_off;

toc

```

## A.2 Cas d'étude 2 : Teravicta TT712

```

tic
clear all

%% Time
tm = 5e-5; % Simulation Time

%% LF Input
f_RF = 1e7;
Uin = 68;

%% Material Parameters
%% Young's Modulus
E = 38e10; % Nitride
ni = 0.25; % Poisson's Constant
ro_mobile = 3150; % Membrane density of Nitride
eps0 = 8.854e-12;
mi = 1.82e-5; % Air Viscosity
c = 344; % Sound speed
ro = 1.2; % Air density
epsr = 7.6; % SixNy
c_light = 3e8;

```

## Annexe A

---

```
U_RF = 0.1;
Z01 = 5e1;
Z02 = 5e1;
R = 1e3;                                % Voltage Source Resistance

%% Ratio of Displacements at End to b
Corr = 1;
Rs = 1;

% Enveloppe Detector
Ct = 5e-12;
Rt = 7e5;
ft = 1/(2*pi*Rt*Ct);

cte = 0;

%% Disc Dimensions
Radius = 180e-6;
T = 3e-6;
H = 4e-6;
wleg = 40e-6;
tleg = 3e-6;
La = 200e-6;
Lb = 85e-6;

%% Isolating Layer
Diel = 5e-10;                            % Thickness
tc = 0.15e-6;
H_on = Diel;
% p = tc/epsr;
% H = H+p;
b = 20e-6;
d = 20e-6;

S_RF = b*d;
Surface = pi*Radius^2;                   % Total
S = Surface;
S_act = Surface/2;

for j = 0 : 1e5
cte = cte + tanh((2*j+1)*pi*wleg/(2*tleg))/((2*j+1)^5);
end;

kappa = 2*(1-192*tleg*cte/(pi^5*wleg))/(1+ni);

% Crab Leg
k1 = (E*tleg^3*wleg*(La^2+Lb^2+(1/kappa+kappa)*La*Lb));
k1 = k1/((La^5+Lb^5)+2*(1/kappa+kappa)*(La^4*Lb+La*Lb^4)+(La^3*Lb^2+La^2*Lb^3)*4); %
Fedder
%k2 = (E*wleg*(tleg/Lb)^3)/(1 + (La/Lb)*( (La/Lb)^2 + 12*((1+ni)/(1+(wleg/tleg)^2)))); % Rebeiz;
Varaday

% Stiffness of 3 arms
k = k1*3.5;
compl = 1/k;
```

## Annexe A

---

```
%% Mobile electrode mass
m_m = Surface*T*ro_mobile;

%% Air gap mass
m_gap = ro*Surface^2/61/H;

%% Total effective mass of mobile electrode
m = m_m + m_gap;

%% Resonant Frequency
fr = 1/2/pi*sqrt(k/m);

%% Viscous mechanical resistance
% With holes
% Gap resistance
Dist = 70e-6; % Distance between holes centers
N = 7; % Number of Holes

X0 = 1.05*Dist/2;
D0 = 20e-6; % Hole Diameter
R0 = D0/2;
RX = R0/X0;
beta = log(1./RX)-3/4+(RX).^2-1/4*(RX).^4;

Rmech11 = N*12*mi*beta*pi*X0^4/2;
r_gap = Rmech11/H^3;

% Resistance under arm
Rmech12 = 6*4*mi*(La + Lb)*(wleg/2)^3;
r_leg = Rmech12/H^3;
r_leg_2 = 9*mi*(La + Lb)^2*(wleg/2)^2/2/pi/H^3;

% Holes resistance
N_hole = 4;
r_holes = 8*mi*T/pi/(D0/2)^4*N_hole*Surface^2;

% Mobile electrode radiation resistance
r_rad = c*ro*Surface;
% Total mechanical resistance
r = r_gap + r_holes + r_leg_2 + r_rad;

%r = r*3;

%% Quality factor
Q = 2*pi*fr*m/r;

% Pull-in voltage
U_pull = sqrt(8*H^3/27/eps0/S_act/compl);

%% Switching Time Limits
T_on_min = 9*U_pull^2/(4*pi*fr*Q*Uin^2);
T_on_max = 27*U_pull^2/(4*pi*fr*Q*Uin^2);

vp = c_light/sqrt(epsr); % Phase Speed
Ls = 200*Z01*b/vp;
```

## Annexe A

---

```
Cp = eps0*d*tc/c;
COFF = eps0*S_RF/H; % OFF
Cd = eps0*epsr*S_act/Diel; % Capacitance

%% Simulink callback %%%
sim('New_Switch')

sig_time = all_data.time;
sig_act = all_data.signals(1,1).values;
sig_RF = all_data.signals(1,2).values;
sig_ED = all_data.signals(1,3).values;
sig_RF_010 = all_data.signals(1,4).values;

%% Traitement du signal gap_out %%%

%% Find ON
y = length(sig_time);
[RF_010_on,index_RF_010_on] = max(sig_RF_010);
[act_on, index_act_on] = max(sig_act);
T_ON = (sig_time(index_RF_010_on)-sig_time(index_act_on));

%% Find OFF
sig_time_wrev = wrev(sig_time);
sig_act_wrev = wrev(sig_act);
sig_RF_010_wrev = wrev(sig_RF_010);
[RF_010_off,index_RF_010_off] = max(sig_RF_010_wrev);
[act_off, index_act_off] = max(sig_act_wrev);
T_OFF = (sig_time_wrev(index_RF_010_off)-sig_time_wrev(index_act_off));

RF_ON_1 = find(sig_time(:,1)>95e-6,1);
RF_ON_2 = find(sig_time(:,1)>105e-6,1);
RF_on = sig_ED(RF_ON_1:RF_ON_2,1);
sig_time_RF_on = sig_time(RF_ON_1:RF_ON_2,1);
avg_on = max(sig_ED(RF_ON_1:RF_ON_2,1));

RF_OFF_1 = find(sig_time(:,1)>165e-6,1);
RF_OFF_2 = find(sig_time(:,1)>175e-6,1);
RF_off = sig_ED(RF_OFF_1:RF_OFF_2,1);
sig_time_RF_off = sig_time(RF_OFF_1:RF_OFF_2,1);
avg_off = max(sig_ED(RF_OFF_2-150:RF_OFF_2,1));

PP = avg_on/avg_off;

toc
```



## Annexe B

# Modèles Matlab des interrupteurs MEMS RF pour la simulation haute fréquence

### B.1 Cas d'étude 1 : micro-poutre

```
f = [1e8:1e8:1e10];

ckt0 = rfckt.parallel('Ckts',{rfckt.seriesrlc('C',COFF,'L',Ls,'R',Rs,'C',COFF),rfckt.seriesrlc('C',Cp)});
analyze(ckt0,f);
[S1_OFF] = calculate(ckt0,'S21','dB');
Sarray_1 = cell2mat(S1_OFF);
S21_1G_OFF = Sarray_1(10);

ckt1 = rfckt.parallel('Ckts',{rfckt.seriesrlc('C',CON,'L',Ls,'R',Rs,'C',CON),rfckt.seriesrlc('C',Cp)});
analyze(ckt1,f);
[S3_ON] = calculate(ckt1,'S11','dB');
Sarray_3 = cell2mat(S3_ON);
S11_1G_ON = Sarray_3(10);

[S4_ON] = calculate(ckt1,'S21','dB');
Sarray_4 = cell2mat(S4_ON);
S21_1G_ON = Sarray_4(10);

plotyy(sig_time_RF_on,RF_on,sig_time_RF_off,RF_off);

toc
```

### B.2 Cas d'étude 2 : Teravicta TT712

```
f = [1e8:1e8:1e10];

ckt0 = rfckt.seriesrlc('C',COFF,'L',Ls,'R',Rs);
analyze(ckt0,f);
```

## Annexe B

---

```
[S1_OFF] = calculate(ckt0,'S21','dB');
Sarray_1 = cell2mat(S1_OFF);
S21_1G_OFF = Sarray_1(10);

ckt1 = rfckt.seriesrlc('L',Ls,'R',Rs);
analyze(ckt1,f);
[S3_ON] = calculate(ckt1,'S11','dB');
Sarray_3 = cell2mat(S3_ON);
S11_1G_ON = Sarray_3(10);

[S4_ON] = calculate(ckt1,'S21','dB');
Sarray_4 = cell2mat(S4_ON);
S21_1G_ON = Sarray_4(10);

%%%% Plot an example %%%%
plotyy(f,S1_OFF{1,1},f,S4_ON{1,1});

figure
plotyy(sig_time_RF_on,RF_on,sig_time_RF_off,RF_off);

toc
```

## Annexe C

### Programmes Matlab

#### C.1 Génération de paramètres pour la simulation statistique

```
clear all
tic

% fid = fopen('Data_1000_MC_Microswich.txt', 'wt');
% fprintf(fid, '\n L_switch \t\t W_switch \t\t T_switch \t\t H_switch \t\t b_switch \t\t c_switch \t\t
d_switch \t\t w_switch \n');
% fclose(fid);

%%%%%%%%%%%% Creat Monte Carlo (gaussian) %%%%%%%%%%%%%

%1000 samples 1sigma (sigma = 10% to have 60% in zone & 40% out zone like Gaussian
Distribution with Chebyshev's Inequality)
L_rand = random('norm',20e-6,20e-6,1000,1);
W_rand = random('norm',50e-6,5e-6,1000,1);
T_rand = random('norm',2e-6,2e-7,1000,1);
H_rand = random('norm',3e-6,3e-7,1000,1);
b_rand = random('norm',20e-6,2e-6,1000,1);
c_rand = random('norm',10e-6,1e-6,1000,1);
d_rand = random('norm',20e-6,2e-6,1000,1);
w_rand = random('norm',100e-6,10e-6,1000,1);
tc_rand = random('norm',15e-8,15e-9,1000,1);
Rs_rand = random('norm',3,0.3,1000,1);

Matrix_input = [L_rand, W_rand, T_rand, H_rand, b_rand, c_rand, d_rand, w_rand, tc_rand,
Rs_rand];

save('MC_1000_0.mat', 'Matrix_input');

toc
```

## C.2 Calcul des paramètres

Le fichier de génération du modèle de la partie RF pour la « RF toolbox »

```

%%%%%%%%%%%% Définir le circuit RF en Cas 'ouvert' %%%%%%%%%%%%%%
Cpp1 = 1.5*((eps0*b_switch*d_switch)/(H_switch+(gd/epsr)));
L1 = (Zl*W_switch)/(3e8/sqrt(Eeff));
Cp1 = (eps0*gm*d_switch)/c_switch;

ckt0 = rfckt.parallel('Ckts',{rfckt.seriesrlc('C',Cpp1,'L',L1,'R',Rs,'C',Cpp1),rfckt.seriesrlc('C',Cp1)});
analyze(ckt0,f);

%%%%%%%%%%%% Calculer S21 - Isolation %%%%%%%%%%%%%%
[S1_OFF] = calculate(ckt0,'S21','dB');
Sarray_1 = cell2mat(S1_OFF);
S21_1G_OFF = Sarray_1(1);

%%%%%%%%%%%% Définir le circuit RF en Cas 'fermé' %%%%%%%%%%%%%%
Cpp2 = 1.5*((eps0*b_switch*d_switch)/(gd/epsr));
L2 = (Zl*W_switch)/(3e8/sqrt(Eeff));
Cp2 = (eps0*gm*d_switch)/c_switch;

ckt1 = rfckt.parallel('Ckts',{rfckt.seriesrlc('C',Cpp2,'L',L2,'R',Rs,'C',Cpp2),rfckt.seriesrlc('C',Cp2)});
analyze(ckt1,f);

%%%%%%%%%%%% Calculer S11 & S21 – Taux de réflexion & Perte d’insertion %%%%%%%%%%%%%%
[S3_ON] = calculate(ckt1,'S11','dB');
Sarray_3 = cell2mat(S3_ON);
S11_1G_ON = Sarray_3(1);

[S4_ON] = calculate(ckt1,'S21','dB');
Sarray_4 = cell2mat(S4_ON);
S21_1G_ON = Sarray_4(1);

%%%%%%%%%%%% Fin de calculer S %%%%%%%%%%%%%%

```

## Bibliographie

- [1] Wicht Technologie Consulting. Prospects for MEMS in the automotive industry [en ligne]. *Think small!*, vol.2, no.3, July 2007. Disponible sur : <http://www.wtc.com>
- [2] Hong B. *et al.* Using MEMS-based storage in computer systems - device modeling and management. *ACM Transactions on Storage*, vol.2, no.2, May 2006, p. 139-160.
- [3] Boyd J. Epson Using MEMS to create advanced inkjet heads for POS printers [en ligne]. *Technology Newslines of Seiko Epson Corporation*, 2003, p.2. Disponible sur : [http://www.epson.co.jp/e/newsroom/tech\\_news/tn10302single.pdf](http://www.epson.co.jp/e/newsroom/tech_news/tn10302single.pdf)
- [4] Grace R.H. The growing presence of MEMS & MST in automotive applications [en ligne]. *Sensors Magazine*, September 1999, p. 89-96. Disponible sur : <http://archives.sensorsmag.com/articles/0999/89/index.htm>
- [5] Marek J. Silicon microsystems in automotive applications. Proceeding of the *27th European Solid-State Device Research Conference*, September 1997, p. 101-115.
- [6] Tata Groups. Tata Nano - \$10 airbag [en ligne]. Disponible sur : <http://www.carttech.fr/news/essai-tata-nano-39385466.htm>
- [7] Domedico D.D. *et al.* On-board prototype of a vehicle localization system. *16th IEEE International Conference on Control Applications*, Singapore, October 2007, p. 438-443.
- [8] Nguyen C.T.C. Micromachined devices for wireless communications. *Proceeding of IEEE*, vol.86, no.8, August 1998, p. 1756-1768.
- [9] Hierold C. and Aigner R. Fingertip sensor for biometric identification. *4th International Conference of Commercialization of Microsystems*, Dortmund, July 1999.
- [10] Joseph H. *et al.* MEMS in the medical world. *Sensors Magazine*, April 1997, p. 47-51.
- [11] Trautmann A. Detachable silicon microneedle stamps for allergy skin prick testing. *19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems 2006 (MEMS'06)*, Istanbul, January 2006, p. 434-437.
- [12] Seeley R.S. The future of medical microelectromechanical systems [en ligne]. *Medical Electronics Manufacturing - MEM*, Fall 1996, p. 22. Disponible sur : <http://www.devicelink.com/mem/archive/96/01/003.html>
- [13] Cass S. MEMS in space. *IEEE Spectrum*, vol.38, no.7, July 2001, p. 56-61.

- [14] Lucyszyn S. Review of radio frequency microelectromechanical systems technology. *IEEE Proceedings of Science, Measurement and Technology*, vol.151, no.2, March 2004, p. 93-103.
- [15] Wicht Technologie Consulting. RF MEMS market II : 2005 – 2009 [en ligne]. *Your Experts in Microtechnology & Electronics*, 2005. Disponible sur : <http://www.wtc-consult.com/cms/cms/upload/PDF/rfmems2005.pdf>
- [16] Bouchaud J. *et al.* RF MEMS roadmap. *Proceeding of the 37th European Microwave Conference*, Munich, October 2007, p. 1141-1144.
- [17] McKillop J.S. and Goins D.A. High performance K-band MEMS switches. *Proceeding of the 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference*, Munich, October 2007, p. 435-438.
- [18] Varadan V.K, Vinoy K.J. and Jose K.A. RF MEMS and their applications [texte imprimé]. Chichester, England : John Wiley and Sons, cop. 2003, 395 p.
- [19] Hewlett-Packard Company. S-Parameter: Techniques for faster, more accurate network design [en ligne]. *Test & Measurement Application Note 95-1*, 1997. Disponible sur : <http://www.hp.com/go/tmappnotes>
- [20] Rebeiz G.M. RF MEMS theory, design and technology [texte imprimé]. Chichester, England, John Wiley and Sons, cop. 2003, 485 p.
- [21] Goldsmith C. *et al.* Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies. *Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium*, Piscataway, USA, 1996, p. 1141-1144.
- [22] Kamide S. and Suzuki K. Laterally-driven RF microswitch with high isolation. *International Microprocesses and Nanotechnology Conference*, October 2005, p. 212–213.
- [23] Kang S., Kim H.C. and Chun K. Lateral DC contact RF MEMS switch with fine gap combs. *2007 IEEE Region 10 Conference (TENCON'07)*, October 07, p.1-4.
- [24] Tang M., Liu A.Q. and Agarwal A. A low-loss single-pole-double-throw (SPDT) switch circuit. *International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference 2007 (TRANSDUCER'07)*, June 2007, p. 679-682.
- [25] Liu L. High Performance RF MEMS series contact switch - design and simulations. *Proceedings. 57th of Electronic Components and Technology Conference 2007 (ECTC'07)*, May 2007, p. 158–164.
- [26] Ruan M. *et al.* Latching micromagnetic relays. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.10, no.4, December 2001, p. 511–517.

- [27] Chang C. and Chang P. Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss. *Sensors and Actuators A : Physical*, vol.79, no.1, January 2000, p. 71-75.
- [28] Duffy S. *et al.* MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.11, no.3, March 2001, p. 106-108.
- [29] Shen S.C. and Feng M. Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25GHz to 40GHz. *International Electron Devices Meeting (IEDM'99)*, December 1999, p. 689-692.
- [30] Streeter R.D. *et al.* VHF high-power tunable RF bandpass filter using microelectromechanical (MEM) microrelays. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol.11, no.5, August 2001, p. 261-275.
- [31] Charvet P. and Billard C. Recent developments in RF MEMS in LETI. European space components information exchange system (ESCIES'03), *4th Round Table on Micro/Nano Technologies for Space*, session 2, ESTEC Conference Centre, Noordwijk, Netherlands, May 2003.
- [32] Kang S. *et al.* Single pole four throw RF MEMS switch with double stop comb drive. *IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'08)*, January 2008, p. 1036 – 1039.
- [33] Larson L.E. *et al.* Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology - a new tuning approach for microwave integrated circuits. *IEEE Microwave and Millimeterwave Monolithic Circuits Symposium Digest*, Boston, June 1991, p. 27-30.
- [34] Zou J. *et al.* Development of a wide tuning range two parallel plate tunable capacitor for integrated wireless communication systems. *International Journal of RF and Microwave*, 2001, p. 322-329.
- [35] Dec A. and Suyama K. Micromachined electromechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1998, p. 2587-2596.
- [36] Harsh K.F. *et al.* Flip-chip assembly for Si-based RF MEMS. *12th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'99)*, January 1999, p. 273-278.
- [37] Maher B.K. *et al.* Novel high-Q MEMS curled-plate variable capacitors fabricated in 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.56, no.2, February 2008, p. 530-541.
- [38] Park J.Y. *et al.* Micromachined RF MEMS tunable capacitors using piezoelectric actuators. *Proceedings of IEEE MTT-S Symposium*, vol.3, Washington, May 2001, p. 2111-2114.

- [39] Robert L. *et al.* A high-Q, large tuning range MEMS capacitor for RF filter systems. *Sensors and Actuators A*, vol.103, 2003, p. 33-41.
- [40] Yoon J.B. and Nguyen C.T.C. A high-Q tunable micromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications, *International Electron Devices Meeting (IEDM'00)*, San Francisco, CA, USA, 2000, p. 489-492.
- [41] Long J.R. and Copeland M.A. The modelling, characterization and design of monolithic inductors for silicon RF IC's. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.32, no.3, March 1997, p. 357-369.
- [42] Johnson R.A. *et al.* Comparison of microwave inductors fabricated on silicon-on-sapphire and bulk silicon. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.6, no.9, September 1996, p. 323-325.
- [43] Koutsoyannopoulos Y.K. and Papananos Y. Systematic analysis and modelling of integrated inductors and transformers in RF IC design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, vol.47, no.8, August 2000, p. 699-713.
- [44] Ahn C.H. and Allen M.G. Micromachined planar inductors on silicon wafers for MEMS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.45, no.6, December 1998, p. 866-876.
- [45] Sutono A. *et al.* Development of three dimensional ceramic-based MCM inductors for hybrid RF/microwave applications. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, June 1999, p. 175-178.
- [46] Lee C.Y. *et al.* The enhanced Q spiral inductors with MEMS technology for RF applications. *Asia-Pacific Microwave Conference*, December 2000, p. 1326-1329.
- [47] Lubecke V.M. *et al.* Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.49, no.11, November 2001, p. 2093-2098.
- [48] Abidine I.Z.E. *et al.* A tunable RF MEMS Inductor. *Proceeding of the 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems (ICMENS'04)*, August 2004, p. 636-638.
- [49] Tilmans H.A.C. *et al.* MEMS for wireless communication - from RF MEMS components to RF MEMS SiP. *Journal Micromechanics & Microengineering*, vol.13, 2003, p. 139-163.
- [50] Nguyen C.T.C. RF MEMS in wireless architecture. *Proceedings of 42nd Design Automation Conference (DAC'05)*, California, USA, June 2005, p. 416-420.
- [51] Papapolymerou, J. *et al.* A micromachined high-Q X-band resonator. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, June 1997, vol.7, no.6, p. 168 – 170.

- [52] Guillon, B. *et al.* Design and realization of high Q millimeter-wave structures through micromachining techniques. *IEEE International Microwave Symposium Digest (MTT-S)*, June 1999, vol.4, p. 1519 – 1522.
- [53] Nguyen C.T.C. RF MEMS for wireless applications. *60th Device Research Conference Digest*, June 2002, p. 9-12.
- [54] Lin Y.W. *et al.* Series-resonant VHF micromechanical resonator reference oscillators. *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol.39, no.12, December 2004, p. 2477-2491.
- [55] Bannon F.D *et al.* High-Q HF microelectromechanical filters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.35, no.4, April 2000, p. 512-526.
- [56] Oddvar S. RF MEMS resonators III, Department of Informatics, University of Oslo, Norway, 2008. Disponible sur : [http://www.uio.no/studier/emner/matnat/ifi/INF5490/v08/undervisningsmateriale/L11\\_eng.pdf](http://www.uio.no/studier/emner/matnat/ifi/INF5490/v08/undervisningsmateriale/L11_eng.pdf)
- [57] Lin Y.W. *et al.* Series resonant micromechanical resonator oscillator. *IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM'03)*, 2003, p. 39.4.1-39.4.4
- [58] Lin L. *et al.* Micro electromechanical filters for signal processing. *IEEE Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'92)*, Washington, USA, February 1992, p. 226-231.
- [59] Lin L. *et al.* Microelectromechanical filters for signal processing. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.7, no.3, September 1998, p. 286 – 294.
- [60] Hoummady M. Acoustic wave sensors : design, sensing mechanisms and applications. *IOP Smart Material Structures*, vol.6, 1997, p. 647-657.
- [61] Mir S. Integrated circuit testing : From microelectronics to microsystems. *In 5th IFAC Symposium on fault detection, supervision and safety of technical processes (Safeprocess)*, Invited talk, USA, June 2003, p. 13–24.
- [62] Dhayni A. Test Intégré Pseudo Aléatoire pour les Composants Microsystèmes. Thèse du Laboratoire TIMA, Novembre 2006.
- [63] Charlot B. Modélisation de fautes et conception en vue du test structurel des microsystèmes. Thèse du Laboratoire TIMA, Mars 2001.
- [64] Castillejo A. *et al.* Failure mechanisms and fault classes for CMOS-compatible microelectro-mechanical systems. *Proceedings of the ITC*, October 1998, p.541-550.
- [65] Weiss P. MEMS & MOEMS reliability: wafer-level packaging and low-temperature processing issues. *Proceedings of IEEE/LEOS Workshop on Fibres and Optical Passive Components*, June 2005, p. 75- 86.

- [66] Chang C.P. MEMS for telecommunications : devices and reliability. *Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference*, 2003, p. 199–206.
- [67] Lau S. *et al.* Avoiding MEMS failures. *IEE Electronics Systems and Software*, vol.3, n°.5, 2005, p. 22-25.
- [68] Walraven J.A. *et al.* Electrostatic discharge/ electrical overstress, susceptibility in MEMS : A new failure. *SPIE Proceedings Series : Micromachining and Microfabrication*, September 2000, p. 30-39.
- [69] Walraven J.A. Failure mechanisms in MEMS. *International Test Conference (ITC'03)*, USA, October 2003, p. 828-833.
- [70] Goldsmith C., Maciel J. and McKillop J. Demonstrating reliability. *IEEE Microwave Magazine*, vol.8, n°.6, December 2007, p. 56-60.
- [71] De Wolf I. The reliability of RF-MEMS : failure modes, test procedures and instrumentation. *Proceedings of SPIE*, vol.5343, 2004, p. 1-8.
- [72] Wolf I.D. Instrumentation and methodology for MEMS testing, reliability assessment and failure analysis. *24th International Conference on Microelectronics*, vol.1, May 2004, p. 57-63.
- [73] Bochobza-Degani O., Socher E. and Nemirovsky Y. On the effect of residual charges on the pull-in parameters of electrostatic actuators. *Sensors and Actuators A : Physical*, vol.97-98, April 2002, p. 563-568.
- [74] Mastrangelo C.H. Adhesion-related failure mechanisms in micromechanical devices. *Tribology Letters*, vol.3, n°.3, 1997, p. 223-238.
- [75] Haluzan D.T. *et al.* Stiction issues and actuation of RF LIGA-MEMS variable capacitors. *Journal of Microsystem Technologies*, January 2008, 6 p.
- [76] DeNatale J. & Mihailovich R. RF MEMS reliability. *12th International Conference on Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, June 2003, vol. 2, p. 943- 946.
- [77] Reid J.R. Capacitive switch reliability issues. *Government Microelectronics Application Conference Digest (GOMAC'02)*, Monterey, March 2002, p. 4.
- [78] Lieniz J. Introduction to electromigration-aware physical design, *Proceedings of the International Symposium on Physical Design (ISPD'06)*, April, 2006, San Jose, USA, p. 39-46.
- [79] Samper V. and Trigg A. MEMS failure analysis and reliability, *Proceedings of 10<sup>th</sup> IPFA*, 2003, Singapore, p. 17 – 24.
- [80] Ebel J.L. *et al.* RF MEMS testing beyond the S-parameters. *IEEE Microwave Magazine*, vol.08, no.6, 2007, p. 76 - 88.

- [81] Goldsmith C. *et al.* Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix, May 2001, vol.1, p. 227-230.
- [82] Melle S. *et al.* Investigation of stiction effect in electrostatic actuated RF MEMS devices. *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Toulouse, January 2007, p. 173-176.
- [83] Becher D. *et al.* Reliability study of low-voltage RF MEMS switches. *Annual International Gallium-Arsenide (GaAs) Manufacturing Technology Conference*, 2002, 4 p.
- [84] Wolf I.D. Reliability of RF-MEMS. European space components information exchange system (ESCIES'03), *4th Round Table on Micro/Nano Technologies for Space, session 6, ESTEC Conference Centre*, Noordwijk, Netherlands, May 2003.
- [85] Margomenos A. *et al.* Fabrication and accelerated hermeticity testing of an on-wafer package for RF MEMS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52, no.6, June 2004, p. 1626-1636.
- [86] Kingsley N. Moisture lifetime testing of RF MEMS switches packaged in Liquid Crystal Polymer. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol.31, n°2, June 2008, p. 345-350.
- [87] Sepulveda N. and Toledo-Quinones M. Electrostatic and piezoelectric testing methods for RF MEMS resonators. *49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'06)*, vol.1, August 2006, p. 405-409.
- [88] Mir S. *et al.* Built-in-self-test techniques for MEMS. *Microelectronics Journal*, vol. 37, n°12, December 2006, p. 1591-1597.
- [89] Rocha L.A. *et al.* Capacitive MEMS accelerometers testing mechanism for auto-calibration and long-term diagnostics. *13th International Mixed Signals Testing Workshop and 3rd International GHz/Gbps Test Workshop*, Povoá de Varzim, Portugal, 2007, p.171-175.
- [90] Rufer L. *et al.* On-chip testing of MEMS using pseudo-random test sequences. *SPIE Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, May 2003, p. 50-55.
- [91] Newman H.S. *et al.* Lifetime Measurements on a High-Reliability RF-MEMS Contact Switch. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.18, n°2, February 2008, p. 100 – 102.
- [92] De Wolf I. & Van Spengen W.M. Techniques to study the reliability of metal RF MEMS capacitive switches. *Microelectronics Reliability*, 2002, vol. 42, p. 1789–1794.

- [93] Spengen V. *et al.* Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS. *Digest International Electron Devices Meeting (IEDM'02)*, Francisco, USA, December 2002, p. 901-904.
- [94] Van Spengen W.M. *et al.* A low frequency electrical test set-up for the reliability assessment of capacitive RF MEMS switches. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2003, vol. 13, n° 5, p. 604-612.
- [95] Van Spengen W.M. *et al.* A comprehensive model to predict the charging and reliability of capacitive RF MEMS switches. *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol.14, n°4, April 2004, p. 514-521.
- [96] Dumas N. and Richardson A. Towards a health monitor for system in package with MEMS. *12th IEEE International Mixed Signal Workshop*, Edinburgh, UK, Junes 2006, p. 151 – 156.
- [97] Islam M.F. and Mohd. Ali M.A. On the use of a mixed-mode approach for MEMS testing. *28th International Conference on Software Engineering (ICSE'06)*, Kuala Lumpur, 2006, p. 62-65.
- [98] Lee S. *et al.* Reliability testing of flexible printed circuit-based RF MEMS capacitive switches. *Microelectronics Reliability*, February 2004, vol. 44, n° 2. p. 245-250.
- [99] Zorian Y. *et al.* Testing embedded-core-based system chips. *Computer Magazine*, vol.32, no.6, June 1999, p. 52-60.
- [100] Blondy P. *et al.* Packaged millimeter wave thermal MEMS switches. *31st European Microwave Conference*, October 2001, p. 1-4.
- [101] Rebeiz G.M. and Muldavin J.B. RF MEMS switches and switch circuits. *IEEE Microwave Magazine*, vol.2, no.4, December 2001, p. 59-71.
- [102] Mir S. Conception des microsystèmes sur Silicium. [texte imprimé]. Paris, France : Lavoisier, cop. 2002, 221 p.
- [103] Lobontiu N. Mechanical design of microresonators – Modeling and Applications [text imprimé]. McGraw-Hill Nanoscience and Technology, cop. 2005, 342 p
- [104] O'Mahony C. A long lifetime, low voltage, capacitive RF microswitch. *Procedure 15th Micromechanics Europe*, Leuven, Belgium, September 2004, p. 237-240.
- [105] Fedder G.K. Simulation of microelectromechanical systems, *Ph.D Engineering-Electrical Engineering and Computer Sciences*, University of California at Berkeley, 1994.
- [106] Variyam P.N. Cherubal S. and Chatterjee A: Prediction of analog performance parameters using fast transient testing. *IEEE Transactions. on CAD of Integrated Circuits and Systems*, vol.21, no.3, 2002, p. 349-361.

- [107] Voorakaranam R. et al. Production deployment of a fast transient testing methodology for analog circuits: case study and results. *Proceedings. International Test Conference (ITC'03)*, vol.1, 2003, p. 1174-1181.
- [108] Friedman J.H. Multivariate adaptive regression splines. *The Annals of Statistics*, vol.19, n<sup>o</sup>.1, p. 1–67, 1991.
- [109] Akbay S. and Chatterjee . Built-in test of RF components using mapped feature extraction sensors. *Proceedings of the 23rd IEEE VLSI Test Symposium (VTS'05)*, California, USA, May 2005, p. 243–248.
- [110] Kim B. *et al.* Predicting mixed-signal specifications with improved accuracy using optimized signatures. *Proceedings of the 11th IEEE Annual International Mixed-Signals Testing Workshop (IMSTW '05)*, Cannes, France, June 2005.
- [111] Voorakaranam R. and Chatterjee A. Test generation for accurate prediction of analog specifications. *Proceedings of the 18th IEEE VLSI Test Symposium (VTS '00)*, Montreal, Canada, April 2000, p. 137–142.



## Liste des publications de l'auteur

- [1] E. Simeu, H.N. Nguyen, P. Cauvet, S. Mir, L. Rufer and R. Khereddine. Using signal envelope detection for online and offline RF MEMS switch testing. *Journal of VLSI Design*, Ed. Hindawi, vol.2008, no.3, January 2008, 10 p.
- [2] S. Mir, L. Rufer, E. Simeu, H.-N. Nguyen and R. Khereddine. DFT for MEMS. RF-MEMS Workshop on Industry Applications: "RF power MEMS: reliability and applications", Invited Talk, Barcelona, Spain, June 2007.
- [3] E. Simeu, S. Mir, R. Khereddine and H.N. Nguyen. Envelope detection based transition time supervision for online testing of RF MEMS switches. *IEEE International On-Line Test Symposium*, Crete, Greece, July 2007, p. 237-243.
- [4] E. Simeu, H.N. Nguyen, P. Cauvet, S. Mir, L. Rufer and R. Khereddine. Using signal envelope detection for RF MEMS switch testing. *13th IEEE International Mixed-Signals Testing Workshop*, Porto, Portugal, June 2007, p. 68-73.
- [5] H.N. Nguyen, L. Rufer, E. Simeu and S. Mir. RF MEMS series capacitive switch: test and diagnosis. *Journées GDR SoC-SiP*, Paris, France, Juin 2007.
- [6] N.H. Nguyen, E. Simeu, L. Rufer and S. Mir. Use of regressive method for RF MEMS test and diagnosis. In *PhD Forum at 14th IFIP International Conference on Very Large Scale Integration VLSI-SoC*, Nice, France, October 2006, p. 56-61.



## TECHNIQUE ALTERNATIVE DE TEST POUR LES INTERRUPTEURS MEMS RF

### Abstract:

This work aims at finding a fast and low-cost test technique for RF MEMS switches embedded in SiP (System-in-Package). The complexity of RF SiP requires a test strategy leading to a design-for-test (DFT) solution that helps to overcome the necessity of sophisticated test equipment, as well as the access difficulties to measure embedded points. The proposed approach uses the principle of alternate test that replaces conventional specification-based testing procedures. The basic idea is to extract the high frequency characteristics of the switch from the signal envelope of the response. Features such as rise-time, fall-time, ON and OFF peak amplitude can be extracted from this low frequency signal. These features are then used in a regression process to predict RF conventional specifications like S-parameters.

A test set-up was configured and used to evaluate some samples of a commercial switch. Experimental measures are executed with an industry-developed evaluation board and a developer's kit. Low frequency measures like ON and OFF transition times and the ratio between peak amplitude of RF input and output signals are used as regressors. These low frequency characteristics provide important data for the multivariate regression algorithm that builds a nonlinear mapping between the low frequency switch features and the RF performances. Thus, conventional performances, such as S-parameters, are predicted from these measurements by the nonlinear regression. The results exhibited a good correlation between low frequency and RF measurements. The experimental validation has only been performed for a reduced population sample. Simulation results have also been used to evaluate this correlation.

Key words: RF MEMS, switch, modelling, statistic model, test evaluation, linear regression.

---

### Résumé :

Ce travail vise à trouver une technique de test rapide et peu onéreuse pour les interrupteurs MEMS RF embarqués dans les SiPs (System-in-Package). La complexité des SiPs RF exige une stratégie de conception en vue du test (DFT, Design-for-Test) afin d'éviter l'utilisation d'équipements sophistiqués de test, aussi bien que de surmonter les difficultés d'accès aux points de mesure embarqués. L'approche proposée utilise le principe du test alternatif qui remplace des procédures de test à base des spécifications conventionnelles. L'idée de base est d'extraire les performances haute fréquence de l'interrupteur à partir des caractéristiques basse fréquence du signal d'enveloppe de la réponse. Ces caractéristiques, qui incluent le temps de montée, le temps de descente, ou les amplitudes maximales du signal dans les états ON et OFF, sont alors utilisées dans un processus de régression pour prédire des spécifications RF comme les paramètres  $S$ .

Un banc de test a été configuré et utilisé pour évaluer une dizaine d'échantillons d'un commutateur commercial. Des mesures expérimentales ont été réalisées avec un kit d'évaluation développé par notre partenaire industriel et un kit d'évaluation du développeur. Les mesures de basse fréquence comme le temps de transition ON/OFF et les amplitudes RF de la sortie sont utilisées comme régresseurs pour l'algorithme de régression multivariée qui construit une liaison non-linéaire entre les caractéristiques de basse fréquence et les performances RF de l'interrupteur. Ainsi, des performances conventionnelles comme les paramètres  $S$  sont prédites à partir de ces mesures par la régression non-linéaire. Les résultats ont exposé une bonne corrélation entre les performances RF et les mesures de basse fréquence. La validation expérimentale a seulement été réalisée pour un petit échantillon d'interrupteurs. Les résultats de simulation ont aussi été utilisés pour évaluer cette corrélation.

Mots clés : MEMS RF, interrupteur, modélisation, modèle statistique, test, évaluation, régression linéaire.