

gen 2000 6472

N° d'ordre : 2258

# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

par

DRUANT Olivier



**ETUDE DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS  
PERTURBES PAR DES SIGNAUX DE FREQUENCES  
TRES SUPERIEURES A LEUR BANDE PASSANTE**

Soutenue le 26 Juin 1998, devant la Commission d'Examen

Membres du jury: MM. A.VANOVERSCHELDE	Président
J. ROUDET	Rapporteur
J. KOLODZIESKI	Rapporteur
B.DEMOULIN	Directeur de thèse
J.BAUDET	Codirecteur de thèse
C.CAREL	Invité
H.ZUGAJ	Invité

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), dirigé par Monsieur le Professeur Pierre DEGAUQUE. Je le remercie pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour sa contribution au bon déroulement de cette thèse, qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon plus profond respect.

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur le Professeur Bernard DEMOULIN au sein de l'équipe de Compatibilité Electromagnétique du LRPE. Je lui adresse mes sincères remerciements pour l'attention qu'il a portée à mon travail, pour les conseils qu'il m'a donné, pour sa disponibilité à mes côtés tout le long de mes travaux, qu'il reçoive également ici l'expression de mon profond respect et de ma plus vive gratitude

Je remercie très chaleureusement Monsieur Jacques BAUDET, Ingénieur CNRS au LRPE pour sa collaboration étroite avec le Professeur B. DEMOULIN pour la direction scientifique et l'orientation de mes travaux. Il a su me soutenir par ses conseils et ses suggestions durant toutes ces années d'études. Qu'il trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour avoir accepté de co-diriger ces travaux et l'expression d'une profonde amitié pour sa qualité d'écoute.

Que Messieurs J. ROUDET, Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble et J. KOLODZIESKI, Professeur de l'Instytut Technologii Electronowej de Varsovie (Pologne) veuillent bien trouver ici même mes plus vifs remerciements pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail et d'assurer la tâche de Rapporteur.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur A. VANOVERSCHELDE, Professeur à l'USTL, qui m'a fait l'honneur d'examiner ce travail et de présider le jury.

Je tiens à remercier également Monsieur J. CAREL, Ingénieur à THOMSON-CSF et Monsieur H. ZUGAJ, Ingénieur à l'AEROSPATIALE pour avoir accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

Ce travail a été financé par le Ministère de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur (MESR).

- Je voudrais tout particulièrement associer à ces remerciements Monsieur KONE, Ingénieur au LRPE pour ses conseils avisés et sa disponibilité continue dont il a fait preuve

- Je remercie Madame M. DEMOULIN, Ingénieur CNRS au LRPE pour son soutien et son aide lors d'utilisation du matériel informatique au LRPE, Madame N. MEESMAECKER pour la dactylographie et le soin qu'elle y a apporté, et Monsieur J.-P. DEHORTER pour avoir assuré la reproduction de ce mémoire.

Que tous les membres du laboratoire que j'ai côtoyés durant ces années et qui ont contribué à la bonne ambiance dans laquelle ce travail s'est déroulé trouvent ici l'expression de ma profonde sympathie.

Je ne saurais clore ce chapitre de remerciements sans les adresser à ma Mère et à mon Père, sans lesquels rien n'aurait été possible. Ils m'ont apporté tout au long de ces années un soutien moral et l'aboutissement de ces longues années d'étude n'a pu se faire que grâce à eux.

---

# SOMMAIRE

---

## SOMMAIRE

<i>Introduction générale</i> .....	1
<i>Chapitre I : Perturbations sur les amplificateurs opérationnels</i>	
SOMMAIRE .....	4
Introduction .....	5
I-1) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquences se situant dans leur bande passante.....	6
I-1-1) Perturbations sur la sortie et les alimentations de l'amplificateur opérationnel .....	6
I-1-2) Perturbations sur les broches de compensation de l'amplificateur opérationnel .....	8
I-1-3) Perturbations sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel.....	9
I-2) Etude de la sensibilité d'amplificateurs opérationnels soumis à des perturbations électromagnétiques de forte énergie. ....	10
I-2-1) Les agressions non destructives .....	10
I-2-2) Les agressions entraînant une destruction .....	12
I-2-3) Les agressions de forte puissance .....	14

I-3) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquence se situant au dessus leur bande passante nominale.....15

I-4) Elaboration d'un système d'acquisition de données destiné à l'étude de l'impact d'agression électromagnétique.....18

## *Chapitre II : Caractérisation des composants intervenant dans l'environnement de l'amplificateur opérationnel dans la gamme 300 kHz - 2 GHz*

SOMMAIRE .....20

Introduction .....21

II-1) Modèles de piste du circuit imprimé.....23

II-1-1) Modèle à constantes réparties .....24

II-1-2) Réalisation pratique du tronçon de piste liant la source au composant. ....27

II-2) Caractérisation d'une résistance discrète de  $51,1\Omega$  connectée aux extrémités d'un tronçon de piste .....29

II-2-1) Recherche du modèle électrique équivalent à la résistance .....29

II-2-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de la résistance.....38

II-3) Caractérisation d'une résistance discrète de  $2,2\text{ k}\Omega$  connectée aux extrémités d'un tronçon de piste .....41

II-3-1) Recherche du modèle électrique de la résistance.....	41
II-3-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de résistance .....	45
II-4) Analyse fréquentielle de quelques condensateurs .....	46
II-4-1) Evolution fréquentielle de quelques condensateurs .....	46
II-4-2) Etude sur le condensateur céramique de 10 nF .....	51
Conclusion.....	53

## *Chapitre III : Caractérisation de l'amplificateur et étude du transfert de perturbations harmoniques au travers de l'amplificateur*

SOMMAIRE .....	55
Introduction .....	56
III-1) Présentation de l'amplificateur et de son environnement .....	58
III-1-1) L'amplificateur et sa liaison avec la masse .....	58
III-1-2) L'amplificateur et son implantation .....	60
III-2) Recherche du modèle de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel	61
III-2-1) Impédance vue des broches d'alimentation du circuit .....	64
III-2-2) Modélisation de l'étage d'entrée du composant et de ses interconnexions .....	67

III-3) Recherche des éléments à partir des mesures de l'admittance d'entrée équivalente de l'amplificateur et des fonctions de transfert de l'amplificateur entre l'entrée, les broches d'alimentations et la sortie .....	71
III-3-1) Mesures d'admittance d'entrée et mesures de transfert du perturbateur de l'entrée sur les alimentations du composant .....	71
III-3-2) Modélisation de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel....	73
III-3-3) Etude comparative des fonctions de transfert liant l'entrée à l'alimentation et à la sortie de l'amplificateur .....	78
III-4) Caractérisation de la sortie de l'amplificateur .....	79
III-4-1) Impédance de sortie de l'amplificateur .....	79
III-4-2) Etude de la fonction de transfert liant la sortie et l'alimentation négative $V_a$ .....	80
Conclusion.....	83

## *Chapitre IV :Influence de la non linéarité interne du composant.*

SOMMAIRE .....	84
Introduction .....	86
IV-1) Mise en évidence d'un effet de détection dans la bande de fréquences 300 kHz - 2 GHz .....	88
IV-1-1) Comportement fréquentiel en montage inverseur de l'amplificateur opérationnel .....	90



IV-1-1-1) Evolution fréquentielle des décalages statiques $V_{dc}$ .....	90
IV-1-1-2) Allures de la sortie .....	91
IV-1-2) Comportement fréquentiel du montage non inverseur de l'amplificateur opérationnel .....	93
IV-1-2-1) Dispersion de l'évolution fréquentielle des décalages statiques $V_{dc}$ .....	93
IV-1-2-2) Allures de la tension de sortie .....	94
IV-1-3) Localisation de l'effet de non linéarité dans le composant en gain non inverseur .....	97
IV-1-4) Etude comportementale en hautes fréquences de l'amplificateur en fonction de l'amplitude du perturbateur en montage suiveur .....	100
IV-1-5) Etude de l'amplificateur opérationnel en gain non inverseur perturbé par un signal modulé en amplitude .....	102
<b>IV-2) Phénoménologie de la non linéarité .....</b>	<b>105</b>
IV-2-1) Le transistor JFET en source commune .....	106
IV-2-1-1) Caractérisation du transistor .....	106
IV-2-1-2) Essais de perturbations du transistor par des signaux hyperfréquences .....	107
IV-2-1-3) Relevées de la tension continue pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée .....	111
IV-2-1-4) Comportement du transistor vis à vis d'un signal modulé en amplitude .....	118
IV-2-2) Amplificateur différentiel à transistors JFET .....	120
IV-2-2-1) Relevés de la tension de décalage en sortie pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée .....	121

<i>IV-2-2-2) Simulation des tensions de décalage de l'amplificateur différentiel pour le cas où le générateur de courant est remplacé par une résistance de 1,5 k<math>\Omega</math>.....</i>	<i>131</i>
<i>IV-2-2-3) Comportement de l'amplificateur différentiel vis à vis d'un signal modulé en amplitude.....</i>	<i>135</i>
<i>Conclusion.....</i>	<i>146</i>
<i>Annexe.....</i>	<i>147</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>148</i>
<i>Bibliographie.....</i>	<i>150</i>
<i>Bibliographie de l'auteur.....</i>	<i>153</i>

---

# INTRODUCTION GENERALE

---

## INTRODUCTION GENERALE

La Compatibilité Electromagnétique est étroitement liée aux caractéristiques des composants électroniques intégrés puisque les points d'aboutissement d'un parasite induit sur un équipement électronique sont dans la plupart des cas les bornes de ces composants.

En fonction de l'amplitude du parasite, le circuit peut se révéler indifférent à l'agression ou au contraire être détruit. La marge tolérée entre ces deux extrêmes dépend de sa technologie, de sa fonction et surtout de la nature du parasite.

S'il s'agit d'ondes entretenues dont l'amplitude et la fréquence excèdent les caractéristiques nominales du composant, apparaissent en sortie des fonctionnements exotiques comme le prouvent les travaux menés sur les circuits logiques depuis les années quatre vingt [1][2]. Les amplificateurs opérationnels sont aussi concernés par les signaux indésirables tel l'exemple bien connu des amplificateurs audiofréquences qui, perturbés par un émetteur CB ou un radio téléphone, vont reproduire une démodulation des messages transmis.

Pour expliquer le comportement du circuit à ces agressions hors normes on conçoit que les non linéarités intrinsèques aux composants déterminent sur les parasites d'amplitude élevée des redressements et, par voie de conséquence, des démodulations anarchiques. La physique interne au composant perturbé est toutefois gouvernée par des mécanismes plus complexes où d'autres paramètres internes au composant jouent un rôle déterminant. Suivant le cas ils peuvent intervenir pareillement à des filtres passe bas ou au contraire amplifier l'effet du parasite. On pense ici aux diverses capacités ou inductances ignorées dans le fonctionnement nominal qui vont jouer pleinement dans le fonctionnement exotique.

Le sujet de notre thèse concerne plus spécialement les amplificateurs opérationnels sur lesquels on a pratiqué des expériences destinées à provoquer ces réactions puis à en comprendre les raisons physiques.

Ainsi dans le premier chapitre sont regardés les principaux phénomènes recensés dans un amplificateur opérationnel perturbé. Vont tout d'abord apparaître les effets rencontrés sous perturbations de faible amplitude parvenant sur l'entrée, sur la sortie et sur les voies de compensation. Les interférences considérées entrent cependant dans la bande passante du circuit.

Ensuite on regarde le cas des perturbations transitoires à puissance crête élevée pouvant amener la destruction du circuit ou l'installer dans un état de prédestruction.

La particularité de notre travail s'exprime au second chapitre où des expériences menées entre une centaine de MHz et le GHz sont envisagées. Mettre en oeuvre des mesures dans de telles circonstances demande des efforts dans la conception des circuits qui vont recevoir le composant intégré.

Une des difficultés majeures revient à déterminer avec objectivité la dose d'amplitude du parasite qui parvient réellement sur la borne d'entrée du composant. Cet aspect fondamental pour la suite de notre étude est volontairement détaillé. Il est tenu compte de toutes les imperfections qui peuvent entacher la qualité des mesures. Ainsi nous attachons une importance toute particulière au comportement des résistances et condensateurs dont le comportement inductif aux fréquences considérées est loin d'être négligeable. Des corrections tenant compte des phénomènes de propagation sur les pistes du circuit imprimé seront aussi pratiquées.

Le troisième chapitre de la thèse aborde l'étude proprement dite de l'impact des signaux à très haute fréquence sur le composant. L'analyse topologique du circuit intégré montre que c'est principalement la contribution de l'étage d'entrée qui va produire le transfert de ces signaux vers la sortie via les broches d'alimentation.

Une étude approfondie du schéma d'entrée de l'amplificateur différentiel suggère de simuler théoriquement son comportement au moyen de l'algorithme de calcul de circuit SPICE dans lequel des aménagements sont proposés pour tenir compte des capacités et inductances parasites intrinsèques au circuit.

Une confrontation de cette simulation avec des mesures se révèle satisfaisante et permet de caractériser le composant par une fonction de transfert liant l'agression aux effets observés en sortie.

Pour conclure la thèse, le quatrième chapitre s'intéresse aux phénomènes produits cette fois par les non linéarités. Elles donnent naissance en sortie à des tensions de décalage et, par voie de conséquence, à des mécanismes de démodulation.

L'origine de ces phénomènes est aussi liée au comportement de l'étage différentiel d'entrée.

Pour élucider et chiffrer la génération de la tension de décalage provoquée par les signaux haute fréquence de grande amplitude, l'étage d'entrée est reproduit sur un circuit imprimé à l'aide de transistors à effets de champ JFET discrets.

L'analyse théorique, confrontée aux mesures mises en oeuvre sur ce montage, va démontrer que la tension de décalage a une double origine. Elle provient de la transconductance des transistors qui adopte un comportement non linéaire. Ensuite intervient le générateur de courant qui contrôle l'étage différentiel. En effet la fréquence particulièrement élevée du signal parasite fait que la capacité parasite intrinsèque à ce générateur de courant modifie ses caractéristiques. Il en résulte une dissymétrie de fonctionnement de l'étage qui, combinée à l'effet de non linéarité précédent, génère la tension de décalage. Des exemples chiffrés, appuyés par l'interprétation physique, viennent conclure ce chapitre.

---

CHAPITRE I

PERTURBATIONS SUR LES  
AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

---

## SOMMAIRE

Introduction .....	5
I-1) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquences se situant dans leur bande passante.....	6
I-1-1) Perturbations sur la sortie et les alimentations de l'amplificateur opérationnel .....	6
I-1-2) Perturbations sur les broches de compensation de l'amplificateur opérationnel .....	8
I-1-3) Perturbations sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel.....	9
I-2) Etude de la sensibilité d'amplificateurs opérationnels soumis à des perturbations électromagnétiques de forte énergie. ....	10
I-2-1) Les agressions non destructives .....	10
I-2-2) Les agressions entraînant une destruction.....	12
I-2-3) Les agressions de forte puissance .....	14
I-3) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquence se situant au dessus leur bande passante nominale.....	15
I-4) Elaboration d'un système d'acquisition de données destiné à l'étude de l'impact d'agression électromagnétique.....	18



## Introduction

Les fonctions électroniques analogiques sont de plus en plus associées aux fonctions logiques. Elles sont par conséquent également intéressées par les phénomènes perturbateurs pouvant modifier leur fonctionnement.

Les perturbateurs peuvent provenir de phénomènes extérieurs aux équipements tels que des champs électromagnétiques qui provoquent sur un circuit imprimé des signaux induits. Ces phénomènes peuvent aussi connaître leurs origines sur une carte de circuit imprimée lors de la cohabitation de circuits logiques avec des circuits analogiques.

Contrairement aux circuits logiques, les composants analogiques va réagir aux interférences avec un comportement qui leur est propre et qui dépend étroitement de la fréquence et de l'amplitude du perturbateur.

L'intérêt que l'on porte sur l'étude des amplificateurs opérationnels perturbés a amené de nombreux travaux. Il paraissait intéressant dans ce chapitre introductif d'extraire les informations qui semblent les plus pertinentes pour l'étude de ces amplificateurs du point de vue de la compatibilité électromagnétique.

Ainsi une première partie concerne le cas de perturbateurs dont la fréquence où l'encombrement spectral entre dans la bande passante de l'amplificateur.

Ensuite dans une seconde partie on regardera le cas de signaux indésirables dont l'amplitude est suffisamment grande pour engendrer dans le composant des phénomènes irréversibles.

Une troisième partie concerne des perturbateurs à caractère harmonique dont la fréquence dépasse largement la bande passante de la fonction analogique.

Une quatrième partie s'intéresse aux notions de sensibilité aux perturbations lorsque le composant analogique est associé à un ensemble un capteur et une chaîne numérique de traitement de l'information.

I-1) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquences se situant dans leur bande passante

On peut penser que l'étude sur des perturbateurs dont les fréquences sont comprises dans la bande de fonctionnement du composant ne parait pas nécessaire puisqu'elles sont considérées comme des signaux normaux. Mais l'amplificateur dispose d'au moins trois voire de cinq autres broches qui peuvent être aussi des victimes d'agressions ce qui peut avoir des conséquences sur les performances des fonctions à réaliser. Ainsi des travaux ont été réalisées sur des perturbations parvenant sur les deux broches d'alimentation, sur la broche de sortie [3] et sur les deux broches de compensation de tension de décalage [4].

Cependant l'amplificateur agressé en entrée peut présenter sur sa sortie des anomalies qui se trouvent être des tensions de décalage. Une étude a été réalisée par Golzio et al [5] [6] sur l'amplificateur opérationnel de la même famille que celui utilisé pour notre étude qui est le LF 355.

I-1-1) Perturbations sur la sortie et les alimentations de l'amplificateur opérationnel

Une étude comparative sur la sensibilité des alimentations et de la sortie du composant, réalisée par H. Lestienne [3], a été effectuée sur trois amplificateurs opérationnels d'usage général et de performances très différentes : le LM 324, le LM 741 et le MC 34084.

Pour les agressions sur les broches d'alimentation quand on se place du point de vue de la C.E.M., il est intéressant de définir deux relations de transfert en fonction de la fréquence: l'une entre la sortie et l'alimentation positive de l'amplificateur, l'autre entre sa sortie et son alimentation négative. Cette représentation permet de mettre en évidence l'impact sur la sortie d'une agression sur les alimentations. Le pire des cas est quand l'amplificateur est monté en suiveur.

Les graphes de la figure 1-I représentent ces fonctions de transfert. A partir de ces graphes on constate que les agressions sur la broche d'alimentation négative ont beaucoup plus d'impact que celles intervenant sur la broche

d'alimentation positive et que leur effet s'accroît quand la marge de phase diminue comme dans le cas du MC 34084.

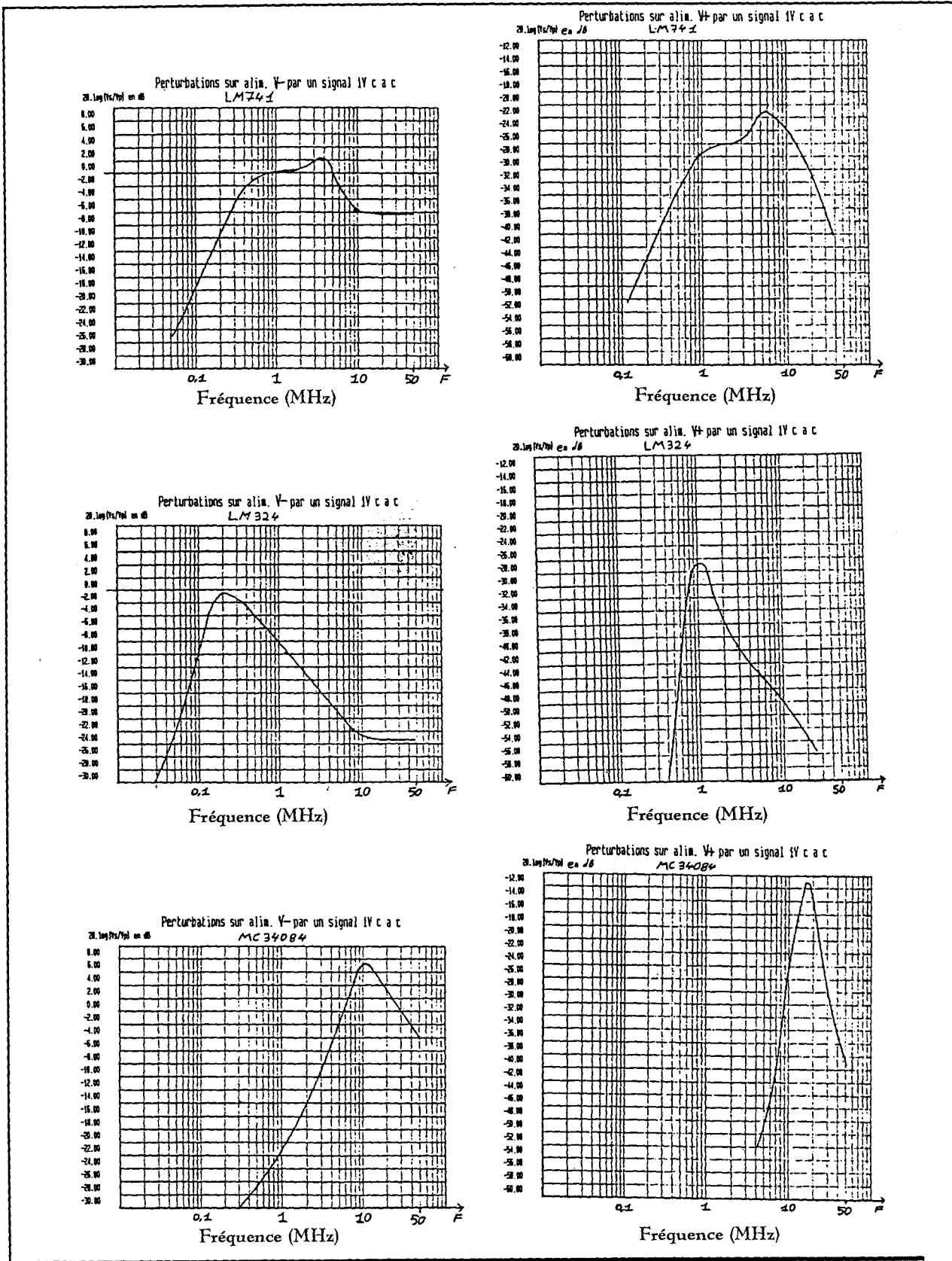


Figure 1-I : Fonctions de transfert du perturbateur

La plus grande sensibilité de la broche d'alimentation négative s'explique par le fait que la capacité interne présente dans les trois amplificateurs assurant la chute du gain est connectée d'un côté à cette broche par liaison à faible impédance et de l'autre côté à la sortie du second étage par une impédance élevée pour à la fois atteindre un gain élevé et permettre à la capacité d'agir efficacement. Toute perturbation arrivant sur la broche d'alimentation négative se retrouve donc, par l'intermédiaire de cette capacité directement en sortie du composant.

On réalise alors l'importance de la qualité du découplage des broches d'alimentations surtout vis-à-vis de perturbateurs à front raide capables d'agir sur l'alimentation négative en la faisant passer de -8 V à -10 V.

De ce point de vue, on met en évidence la supériorité d'amplificateurs à large bande passante et à fort "slew rate" par rapport à des amplificateurs à bande passante plus faible et de "slew rate" plus lent. Les premiers réagissent à une perturbation puisque leur fonction de transfert s'étend sur des fréquences plus élevées. Alors que pour des perturbateurs d'amplitude élevée, le temps d'amortissement du phénomène apparaissant sur la sortie dépend du slew rate.

Enfin l'impédance de sortie du troisième étage constituant l'amplificateur est un autre paramètre important. Si l'impédance de sortie intrinsèque du troisième étage n'est pas faible, les perturbateurs transitoires provenant sur la sortie risquent de ne pas être directement absorbés par cet étage. Là le choix de l'amplificateur doit être fait non seulement en relation avec la fonction à réaliser mais en tenant compte aussi des éventuelles agressions que peut subir sa sortie.

### I-1-2) Perturbations sur les broches de compensation de l'amplificateur opérationnel

Les broches de compensation de tension de décalage peuvent, quant à elles, s'avérer être des entrées possibles pour des agressions induites par couplage électrique. En effet ces broches sont généralement reliées à des noeuds actifs de la sortie du premier étage ou à l'entrée du second étage, ceci justifie l'étude de

l'impact d'agressions sur les broches de compensation du LF 356 comme l'a entrepris P. Cau [4].

Il a été effectué un relevé des fonctions de transfert sortie-broche de compensation 1, sortie - broche de compensation 2 que l'on compare avec la fonction de transfert sortie -entrée e+. Cela a permis de montrer que ces broches se comportent comme des entrées dont le gain est fonction du taux de contre-réaction appliqué à l'amplificateur et dont la réponse en fréquence est la même que celle obtenue sur l'entrée e+.

Le fait que l'on puisse assimiler les entrées de compensation de tension de décalage à des voies de pénétration agissant sur la sortie selon une certaine fonction de transfert permet de comprendre que ces broches sont des points névralgiques en ce qui concerne la C.E.M. et, quand on doit les utiliser, le tracé du circuit imprimé doit limiter le risque d'induction ou bien utiliser des amplificateurs dépourvus de cette fonction.

Enfin l'entrée e- de l'amplificateur est un point particulièrement sensible dès qu'une résistance est présente entre la sortie et cette entrée, car un couplage capacitif entre cette entrée et une piste voisine, associé à cette résistance, réalise un couplage à caractère dérivateur qui transmet en sortie les transitoires éventuellement véhiculés sur la piste.

### I-1-3) Perturbations sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel

Comme on l'a précisé en introduction, l'étude d'une perturbation qui agresse un composant dont la fréquence est comprise dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur ne paraît pas nécessaire puisqu'elle est considérée comme un signal normal. Malgré tout, cette agression provoque une anomalie sur la sortie. Elle produit sur la sortie de l'amplificateur des tensions de décalage qui vont dépendre de l'amplitude du perturbateur, en particulier lorsque le signal indésirable apparaissant sur les entrées est de fréquence et de niveau suffisamment élevée pour atteindre les limites de la vitesse d'évolution du signal de sortie ("slew rate") défini par l'aptitude du second étage à charger puis décharger la capacité assurant la chute du gain : si la charge et la décharge se font par l'intermédiaire de courants différents, il en résulte en sortie une dissymétrie

du signal qui provoque un décalage statique pouvant perturber le fonctionnement d'une chaîne de mesure : ceci a été étudié par Golzio et al [5][6]. Par exemple, le signal de sortie du composant étudié le LF 355, a donc un temps de montée du signal qui est différent du temps de descente ce qui crée une valeur moyenne qui est considérée comme la tension de décalage

Cette étude s'inscrit dans un domaine de fréquence assez large qui va aussi bien dans la bande passante de l'amplificateur qui est au grand maximum de 6 MHz suivant le montage proposé, que pour des fréquences hors de la bande passante. Ce fonctionnement extrême sera traité au § I-3

## I-2) Etude de la sensibilité d'amplificateurs opérationnels soumis à des perturbations électromagnétiques de forte énergie.

Des champs électromagnétiques haute fréquence et de puissance crête très importante peuvent atteindre des composants électroniques actifs, étude réalisées par H Lestienne [7][8][9], dans notre équipe de recherche cela et qui concerne l'amplificateur LF 356 dont quelques résultats sont résumés.

### I-2-1) Les agressions non destructives

Un banc de caractérisation de l'amplificateur opérationnel LF 356 a été développé. Il permet de relever la valeur des courants de polarisation, de la tension de décalage, du "slew rate" et la fonction de transfert en boucle ouverte du composant. Comme cet amplificateur comprend un étage différentiel composé de transistors à effet de champ à jonction (JFET) la mesure des courants de polarisation s'est révélée très délicate puisque leur valeur se situe aux alentours de 3 pA. Cela a nécessité la mise en oeuvre d'une instrumentation particulièrement soignée. Il en est de même pour le relevé de la fonction de transfert en boucle ouverte dans la mesure où l'on désire connaître à la fois le gain statique qui dépasse 100 dB et la fréquence pour laquelle ce gain tombe à 0 dB.

Ces tests de non destruction ont été appliqués sur les entrées différentielles e+ et e- de l'amplificateur. Dans le fonctionnement nominal il est déconseillé de soumettre ces entrées à des potentiels dépassant les tensions d'alimentations

(règle, stricte pour un amplificateur à très faible courant de polarisation et qui ne dispose pas de circuit de protection). Dans le cas du LF 356 on constate qu'un non respect de cette règle induit des phénomènes très différents selon que la tension appliquée sur l'une ou l'autre entrée devient supérieure aux tensions d'alimentation  $V_{a+}$  ou inférieure à  $V_{a-}$ . En effet si l'une de ces deux entrées est portée à un potentiel supérieur à  $V_{a+}$ , le JFET agressé étant à canal p, se bloque et il faudra atteindre sa tension de claquage pour provoquer un risque alors que si l'une de ces entrées est portée à un potentiel inférieur à  $V_{a-}$  il y a, comme le montre la figure 2-I mise en conduction de la jonction grille source et y provoque une dissipation d'énergie. C'est sur cette deuxième configuration qu'ont surtout porté les efforts. de H. Lestienne car elle permet de faire circuler des courants d'amplitude élevée.

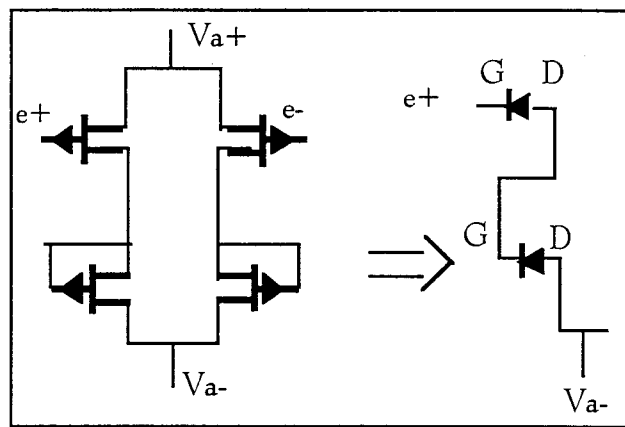


Figure 2-I : Mise en conduction de la jonction grille source

La démarche expérimentale consiste à saturer une des d'entrée pour obtenir la disparition du courant qui s'est établi entre l'entrée et  $V_{a-}$ .

Cette approche a permis de mettre en évidence un phénomène particulièrement intéressant d'autoprotection qui se produit pour des valeurs du courant de l'ordre de 2A. Ceci est apparu sur les versions de composant LF 356 contenues en boîtier plastique.

L'effet observé consiste en la création d'une liaison résistive entre l'entrée agressée et la grille du JFET correspondant : cette résistance, non seulement protège le circuit contre l'agression en cours mais associé aux capacités du JFET, apparaît, un second ordre dans la fonction de transfert en boucle ouverte.

Toutefois cette liaison résistive peut avoir des conséquences indirectes sur les applications du composant en suiveur en menaçant la stabilité de filtres actifs dont les caractéristiques peuvent être ainsi très dégradées.

Pour conclure disons que ce comportement est particulièrement pénalisant car le composant assurant la fonction paraît, globalement, fonctionner mais que la fonction qu'il doit réaliser est dégradée. Enfin cette résistance introduit une sorte d'autoprotection.

Une étude similaire a été entreprise sur le comportement des entrées de compensation de tension de décalage et sur la sortie et là encore des dégradations ont été rencontrées. Il est montré dans certains cas que le circuit de compensation de tension de décalage, après agression, agit comme si le réglage était en butée et introduit une tension statique d'une quarantaine de millivolts en sortie de l'amplificateur lorsqu'il est monté en suiveur (où montage en non inversion de phase et de gain unité), cette valeur de tension statique est très supérieure aux spécifications. Aussi une liaison résistive peut apparaître entre la sortie de la fonction amplificatrice proprement dite et la broche de sortie du composant, lorsqu'elle est agressée, cette résistance fait perdre à l'amplificateur toute possibilité de délivrer du courant et peut complètement modifier la fonction de transfert recherchée.

Ce phénomène de dégradation non destructif par création d'une liaison résistive entre les broches d'entrée ou de sortie et les entrées ou la sortie effective de la fonction apparaît sur les versions en boîtier plastique, par contre cela n'a pas été observé sur les versions en boîtier métallique où c'est toujours la destruction qui apparaît.

### I-2-2) Les agressions entraînant une destruction

Contrairement aux essais non destructifs, la mise en oeuvre de destructions demande des précautions visant à garantir la fiabilité du test. Pour cette raison il faut le répéter à conditions de surcharge identiques afin de s'affranchir des dispersions éventuelles du comportement des circuits : ceci est d'autant plus important que les mécanismes mis en jeu sont ignorés des spécifications des



constructeurs. Ensuite ils ont été effectués sur des circuits différents : pour obtenir le maximum de cohérence des résultats les circuits utilisés ont toujours été choisis, pour un type d'essai donné, dans un même lot. Enfin ils ont été effectués sur des circuits en boîtier plastique et en boîtier métallique pour comparer le rôle imparti aux dissipations thermiques par les boîtiers

Deux approches ont été expérimentées : la première est la même que pour le processus de dégradation non destructives poussé à l'extrême. Par contre la seconde voisine des agressions de type "radar" consiste à appliquer un perturbateur harmonique de durée finie. Ces deux approches ont mis en évidence des processus de destruction très différents.

Le graphe 3-I représente la puissance seuil pour obtenir la destruction en fonction de la durée  $\Theta_i$  du perturbateur (1 ère approche). On constate qu'il faut en moyenne deux fois plus de puissance, à durée égale, pour détruire un amplificateur en boîtier plastique que s'il est en boîtier métallique. On constate aussi que ces graphes, globalement linéaires en coordonnée logarithmique ont une pente de  $-\frac{1}{2}$  pour une durée  $q$  allant de cinq à cinquante microsecondes donc la puissance de destruction  $P_t$  est inversement proportionnelle à  $\sqrt{\Theta_i}$ .

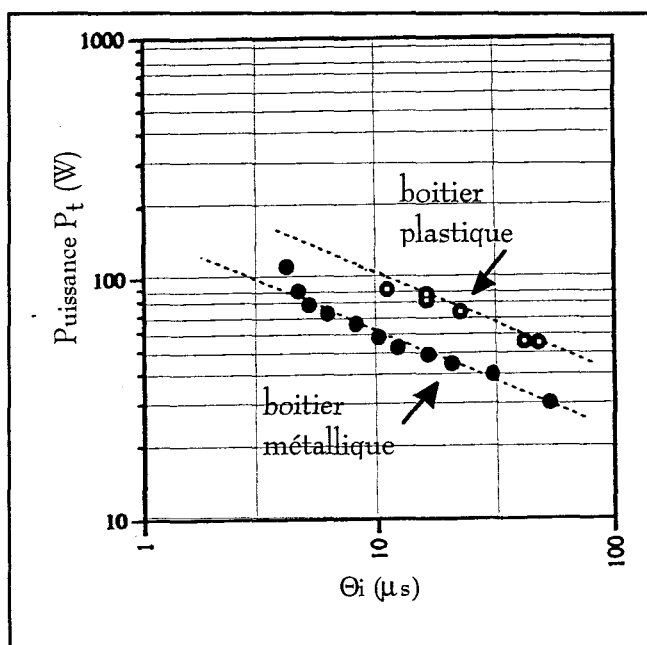


Figure 3-I : Evolution de la puissance de destruction en fonction de la largeur d'impulsion  $\Theta_i$  Agression par une impulsion négative sur l'entrée.

Cependant l'accent à surtout été mis sur un perturbateur de type harmonique pulsé (2<sup>ème</sup> approche), contrairement à l'impulsion unipolaire négative précédemment vue, le signal est alternatif. La gamme de fréquence du signal agresseur va de 500 kHz à 100 MHz pour des puissances crêtes pouvant atteindre 100 W [9].

La figure 4-I représente en coordonnées logarithmiques la puissance nécessaire pour obtenir la destruction en fonction de  $q$  (défini entre le début de l'impulsion et lorsque le courant disparaît) et ce pour sept fréquences différentes, s'étendant de 500 kHz à 100 MHz). On constate que les différents points obtenues se répartissent comme le graphe 3-I le long d'une droite de pente  $-\frac{1}{2}$ . On remarque comme précédemment que la puissance de destruction  $P_t$  est aussi inversement proportionnelle à  $\sqrt{\Theta_i}$ .

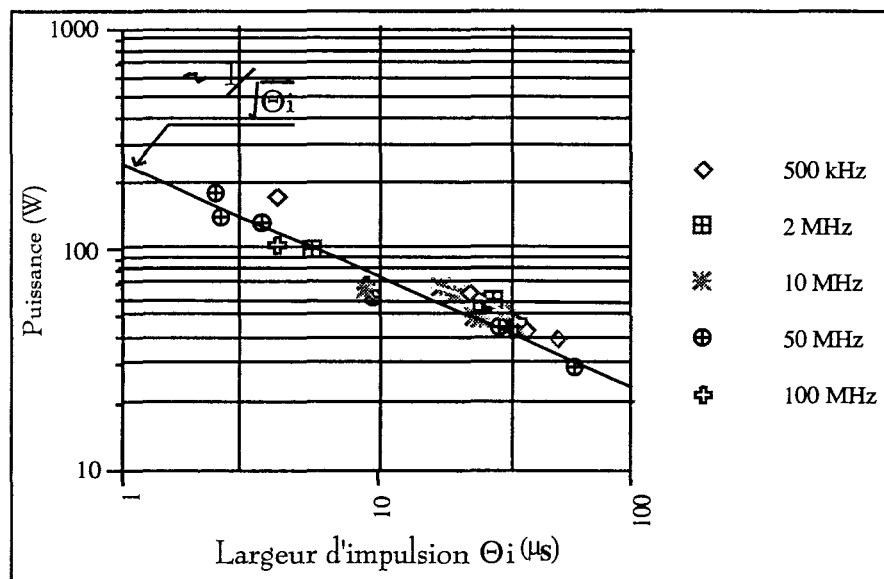


Figure 4 -I : Evolution de la puissance de destruction en fonction de la largeur d'impulsion  $\Theta_i$

### I-2-3) Les agressions de forte puissance

Les expériences commentées précédemment concernaient des puissances crêtes inférieures à 100 W. Toutefois d'autres d'essais pratiqués au Laboratoire Electronique de Bruyères-le-Chatel [10], ont permis d'atteindre des impulsions unipolaires d'une puissance crête de 30 kW et d'en observer la conséquence

notamment l'influence de la durée  $\Theta_i$  qui permet d'atteindre une destruction pour une durée inférieure à 10 ms

La figure 5-I regroupe ces nouveaux essais effectués sur des circuits en boîtier plastiques et métalliques.

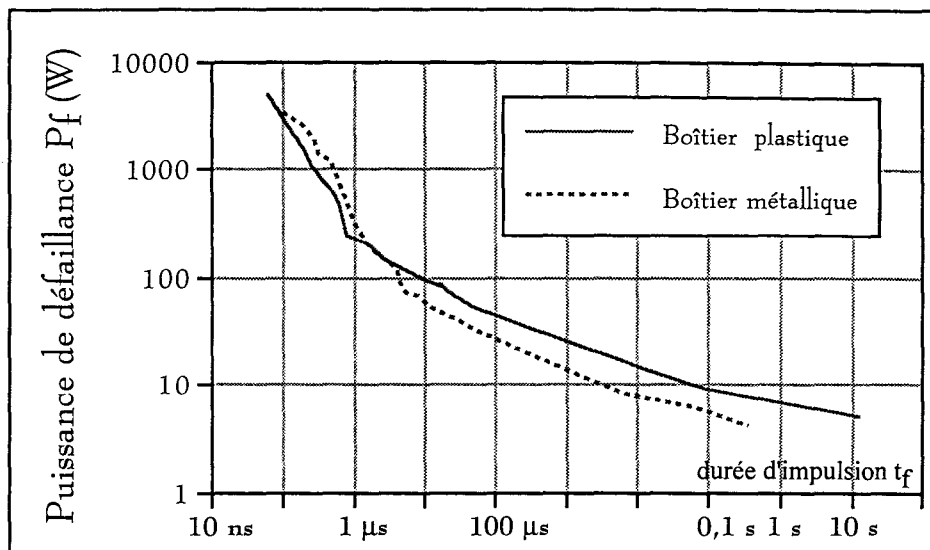


Figure 5-I: Evolution de la puissance de destruction des amplificateurs

Ces résultats font nettement apparaître une rupture de pente caractéristique qui passe à -1 pour des valeurs de  $q$  inférieures à quelques microsecondes, de cette façon la puissance de destruction  $P_t$  est uniquement inversement proportionnelle à  $t_f$ .

### I-3) Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des perturbateurs de fréquence se situant au dessus leur bande passante nominale

Depuis l'essor des télécommunications lié en particulier à celui de la téléphonie mobile, les amplificateurs opérationnels peuvent être soumis à des contraintes provenant de sources dont la fréquence porteuse peut se situer à la fréquence de 400 MHz et 1800 MHz. Ces signaux étant de fréquences bien supérieures à la bande passante nominale de l'amplificateur, il est très important

sur le plan de la CEM de connaître leur comportement à des conditions particulières de fonctionnement

L'étude de l'amplificateur LF 356 qui est abordée dans cette thèse s'effectuera dans la gamme de fréquences 100 MHz - 2 GHz. Ce choix découle de deux constatations : la gamme de fréquence allant de la gamme de fréquence de coupure des amplificateurs usuels (1 à 10 voire 50 MHz) à 100 MHz a déjà été explorée par Golzio, Graffi et al [5][6] car elle englobe les gammes de fréquences des radioamateurs. Par contre la gamme de fréquence qui s'étend au-delà de 100 MHz a été beaucoup moins exploitée comme il a été dit précédemment.

De plus en plus les équipements électroniques recourent à des capteurs analogiques de grande précision, aussi la fidélité est indispensable pour le bon fonctionnement d'installations industrielles à haut niveau de sécurité comme le domaine nucléaire ou pour des installations en milieux hospitaliers où les transports. Or l'interface entre le capteur et l'électronique de traitement nécessite le plus souvent l'emploi d'amplificateurs opérationnels et si ces composants ne répètent pas fidèlement les paramètres acquis par le capteur ou servent de voie de pénétration sur les cartes de circuits imprimés aux agressions, on risque d'observer un dysfonctionnement qui peut avoir des conséquences catastrophiques.

Le chapitre II s'intéresse à l'implantation de cet amplificateur sur les circuits imprimés destinées à recevoir des topologies de circuit différent et surtout de convenir aux signaux de fréquences très élevées. Il faut en effet réaliser un typon capable de recevoir un amplificateur et les composants annexes (composants réalisant la boucle de contre-réaction, découplage, connectique d'entrée et de sortie) et de véhiculer des signaux atteignant le domaine hyperfréquences avec des niveaux bien définis jusqu'à l'entrée de l'amplificateur Ceci implique la réalisation de pistes de circuit imprimé d'impédances caractéristiques adaptées et l'utilisation d'une connectique spécifique.

Il nous est très vite apparu qu'il était indispensable de prendre en compte non seulement les caractéristiques des pistes mais aussi celles des éléments passifs comme les résistances ou les condensateurs qui sont loin de maintenir leurs

caractéristiques nominales lorsqu'ils sont utilisées au dessus de quelques centaines de Mégahertz c'est à dire dans le domaine hyperfréquence. Ainsi pour les condensateurs utilisés en découplage sur les lignes d'alimentation, il est apparu primordial de prendre en compte, dans leur caractérisation, la longueur des connexions du condensateur. En effet au-delà d'une certaine fréquence ils deviennent inductifs et provoquent une augmentation d'impédance qui est proportionnelle à la fréquence, ce qui est contraire au but recherché par le découplage.

Puis on s'est consacré essentiellement à l'étude des deux processus qui accompagne une agression appliquée en entrée de l'amplificateur par un signal situé dans la bande 100 MHz - 2 GHz : qui concerne respectivement la transmission de ce signal vers la sortie et les alimentations (chapitre III) et des phénomènes de détection (chapitre IV).

Pour analyser ces deux processus, on a d'abord dû élaborer un modèle de l'étage d'entrée de l'amplificateur LF 356 représentatif de son comportement dans la bande de fréquence étudiée : ce modèle est présenté en figure 22-III et prend en compte les caractéristiques des condensateurs de découplage évoquées précédemment. Ce modèle fait apparaître la présence d'un condensateur équivalent C+- couplant directement les deux broches d'alimentation. L'existence de ce composant prouve que les deux alimentations sont couplées par sa contribution dans ces conditions toute perturbation présente sur une voie d'alimentation va se retrouver sur l'autre voie d'alimentation qui est de polarité contraire.

C'est en partie ce mécanisme qui contrôle la transmission d'un signal harmonique de haute fréquence à travers l'amplificateur : les courbes de transmittances simulées comparées aux mesures, présentées figure 25a-III et figure 25b-III, montrent la qualité du modèle développé . Pour des fréquences dépassant 700 MHz, une forte fraction du signal perturbateur se retrouve en sortie mais aussi, malgré les condensateurs de découplage, sur les alimentations.

Enfin le processus de détection dans la gamme de fréquences très supérieures à la fréquence de coupure de l'amplificateur n'est pas dû au déséquilibre du "slew rate" du second étage comme cela se produit pour un perturbateur de fréquence voisine de cette fréquence. Cette détection se produit

en effet au niveau du premier étage par suite de la dégradation des caractéristiques du générateur de courant qui contrôle cet étage. Cette dégradation, associée à la non linéarité des transistors réalisant la fonction différentielle de l'étage, entraîne une modification de leur point moyen de fonctionnement (où encore point de polarisation). Seul, ce déséquilibre du point moyen de fonctionnement, introduit au niveau du premier étage, se transmet à travers l'amplificateur et produit un décalage statique en sortie de l'amplificateur.

Pour justifier ces phénomènes une simulation de l'étage différentiel a été entreprise à l'aide de deux transistors à effet de champ à jonction (JFET). La simulation a montré la manière dont évolue le déséquilibre du point moyen de fonctionnement dans un étage différentiel en fonction de la dégradation des caractéristiques du générateur de courant.

On conçoit alors aisément que si le signal radiofréquence perturbateur est modulé en amplitude par un signal de fréquence se situant dans la bande passante de l'amplificateur, ce signal se retrouvera démodulé en sortie de celui-ci et pourra alors perturber d'autres fonctions puisqu'il a été transposé dans la bande de fréquence de la chaîne de traitement analogique.

#### I-4) Elaboration d'un système d'acquisition de données destiné à l'étude de l'impact d'agression électromagnétique

Les études sur la sensibilité de composants intégrés assurant des fonctions analogiques ont été élaborées à partir de travaux non exhaustifs. Il ont permis de mettre en évidence certains comportements de dysfonctionnement caractéristiques de chaque fonction étudiée comme par exemple sur les amplificateurs opérationnels. Le nombre de fonctions existant étant très élevé, il est apparu intéressant de voir si l'on ne pourrait pas aborder efficacement l'étude de la sensibilité d'un système. C'est à dire pouvoir identifier, à partir des expériences acquises et des anomalies observées, quelle est la victime initiale de la perturbation et l'impact du dysfonctionnement du système.

Cette étude a fait l'objet d'un contrat entre le CNRS et l'INRETS, respectivement représentés par le LRPE et par le LEOST [11].

Tout d'abord il a fallu définir le système test pour qu'il soit suffisamment complet pour représenter les différentes étapes de l'acquisition et du conditionnement d'une information présentée sous forme analogique, puis jusqu'à sa conversion sous forme numérique et son traitement informatique. Le choix s'est porté sur une solution modulaire supportée par carte-mère, solution présentant l'avantage de pouvoir éventuellement isoler telle ou telle fonction pour l'agresser spécifiquement.

Le système comporte des possibilités d'extension pour pouvoir implanter ultérieurement une carte de mémoire programme et une carte de mémoire vive. Il comporte deux cartes, une qui assure le conditionnement du signal analogique et sa numérisation à cadence élevée grâce à un convertisseur analogique - numérique de douze bits de résolution soit  $2,5 \cdot 10^{-4}$  de pleine échelle. La seconde carte assure la fonction d'unité centrale. De plus il a été conçu de manière à pouvoir accepter aussi bien les circuits logiques en technologie TTL que CMOS dans tous les cas où les fonctions existent dans les deux technologies : ceci est en particulier valable pour les circuits qui pilotent les bus.

Cette étude a fait l'objet d'un rapport mais le système n'a pas encore pu être utilisé dans le cadre d'études C.E.M.

---

## CHAPITRE II

# CARACTERISATION DES COMPOSANTS INTERVENANT DANS L'ENVIRONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL DANS LA GAMME 300 kHz - 2 GHz

---



## SOMMAIRE

Introduction .....	21
II-1) Modèles de piste du circuit imprimé .....	23
II-1-1) Modèle à constantes réparties .....	24
II-1-2) Réalisation pratique du tronçon de piste liant la source au composant .....	27
II-2) Caractérisation d'une résistance discrète de $51,1\Omega$ connectée aux extrémités d'un tronçon de piste .....	29
II-2-1) Recherche du modèle électrique équivalent à la résistance .....	29
II-2-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de la résistance .....	38
II-3) Caractérisation d'une résistance discrète de $2,2\text{ k}\Omega$ connectée aux extrémités d'un tronçon de piste .....	41
II-3-1) Recherche du modèle électrique de la résistance .....	41
II-3-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de résistance .....	45
II-4) Analyse fréquentielle de quelques condensateurs .....	46
II-4-1) Evolution fréquentielle de quelques condensateur .....	46
II-4-2) Etude sur le condensateur céramique de $10\text{ nF}$ .....	51
Conclusion .....	53

## Introduction

Les perturbations électromagnétiques qui peuvent altérer le fonctionnement de composants électroniques actifs sont extrêmement diverses puisqu'elles couvrent un vaste domaine spectral qui va de quelque kHz à 2 GHz. Si on regarde l'action de ces perturbations sur les composants actifs tels que les amplificateurs opérationnels, les mécanismes qui en résultent sont assez simples à identifier. En effet le champ électromagnétique ambiant produit par la source perturbatrice va induire des courants et des tensions sur le réseau filaire qui relie l'amplificateur au monde extérieur, en particulier les pistes des circuits imprimés ou les câbles reliant un capteur à l'entrée de l'amplificateur. Bien que les perturbations induites aient une action sur la sortie et sur les voies d'alimentations du composant, nous considérons ces mécanismes comme secondaires par rapport aux parasites induits directement sur leur entrée. Cet argument se justifie par le fait que les amplificateurs apparaissent surtout sensibles lorsque les parasites parviennent sur leurs entrées. Autrement dit, il faut des champs très intenses pour perturber les voies d'alimentations et la sortie.

L'action du perturbateur va dépendre de sa fréquence. Par exemple s'il s'agit d'une source dont la fréquence est dans la bande passante de l'amplificateur, le signal indésirable qu'elle va induire, va directement se superposer au signal utile. Par contre si la fréquence de la source est bien supérieure à la bande passante du composant d'autres phénomènes physiques vont accompagner le perturbateur. Ainsi un amplificateur dont la bande passante n'excède pas 6 MHz peut réagir à des signaux de fréquence de 100 MHz et peut-être plus. C'est justement ces mécanismes que nous allons mettre en évidence. Il sera fait usage d'expériences dans lesquelles le parasite ne sera pas provoqué par un phénomène d'induction mais au contraire directement appliqué sur la voie d'entrée du composant. Ce choix se justifie pour des raisons de facilités dans la mise en oeuvre des expériences

Ce second chapitre va être consacré aux difficultés rencontrées afin de connaître exactement l'énergie qui pénètre dans le composant. En effet la gamme

de fréquence que nous souhaitons couvrir va de 300 kHz à 2 GHz. Le composant sera relié à la source du signal par les pistes du circuit imprimé sur lequel il est implanté. Ces pistes seront choisies les plus courtes possible (environ 1,5 cm) afin de minimiser leurs effets parasites. Ceux-ci sont dus aux phénomènes de propagation qui introduisent des pertes et qui s'accompagnent d'une incertitude dans la détermination de la puissance que va réellement recevoir le composant.

Cette raison nous incite, dans le premier paragraphe à modéliser le comportement de cette piste dans le but d'établir les corrections qui compensent l'effet de propagation.

D'autres paramètres vont aussi influencer la signification des mesures en particulier le comportement des résistances et des condensateurs qui interviendront dans l'environnement de l'amplificateur. En effet une résistance ou un condensateur soumis à des signaux dont la fréquence dépasse une centaine de MHz possèdent un caractère inductif qu'il faut s'efforcer de prendre en compte pour crédibiliser nos mesures. Nous avons procédé à des expériences d'analyse fréquentielle de résistances (51  $\Omega$  et 2,2 k $\Omega$ ) et de condensateurs (10 nF céramique). L'analyse fréquentielle des résistances nous a permis d'une part de trouver le schéma équivalent des résistances en très hautes fréquences et d'autre part de valider le modèle qui sera utilisé pour représenter la ligne. L'analyse fréquentielle des condensateurs nous a permis d'en établir un modèle équivalent hautes fréquences et en particulier de modéliser correctement la capacité de découplage qui intervient pour l'étude de l'amplificateur opérationnel.

## II-1) Modèles de piste du circuit imprimé

Vérifier la qualité des mesures en hautes fréquences même hyperfréquences est indispensable, car les circuits imprimés, réalisés pour les amplificateurs opérationnels, ne sont pas conçus pour fonctionner avec de telles fréquences. En effet les pistes de circuits imprimés ne sont plus équipotentielles mais vont présenter une impédance non négligeable, appelée impédance commune. Cela engendre une différence de potentiel entre deux points de la piste. Ainsi la piste du "0 volt", qui représente la référence de potentiel, si elle est parcourue par un perturbateur hyperfréquence, n'a plus en tout point un potentiel nul mais présente du bruit qui dégrade alors son immunité.

Pour palier en partie à ce problème de retour de signal, on choisit de mettre un plan de masse sur l'une des faces du circuit imprimé où les composants sont implantés. On relie directement chaque point de masse sur le plan de masse, sans créer de pistes pour le retour du signal. En effet, le plan de masse est en basses fréquences équipotentiel ou bien il est considéré comme ayant une résistance de très faible valeur et en hautes fréquences, il est équivalent à une inductance, elle aussi, de très faible valeur. La piste a elle au contraire, aux mêmes fréquences, des éléments parasites beaucoup plus importants. Ainsi un plan cuivré reste pour nos expériences un excellent court circuit car son impédance est estimée à  $3,7\text{m}\Omega$  à 100 MHz pour un carré de 20 cm de côté [12].

Les pistes qui conduisent le signal doivent être modélisées pour en déduire leurs effets. Deux modèles se dégagent de la littérature, soit un modèle à constantes localisées, soit un modèle utilisant les lignes de transmissions. Le modèle à constantes localisées est simple d'utilisation et donne de bons résultats tant que la longueur de la piste est très inférieure à la longueur d'onde. Le modèle de ligne de transmission est exact et permet de modéliser la piste quelles que soient les fréquences. Le premier modèle permet des calculs simples et rapides mais son utilisation reste limitée en fréquence, alors que le deuxième demande un temps de traitement de calculs plus lourd mais n'a pas de restriction en ce qui concerne la fréquence de travail.

II-1-1) Modèle à constantes réparties

Il est bien connu que pour des pistes de longueurs égales ou supérieures à la longueur d'onde, le modèle de la ligne de transmission doit être utilisé puisqu'il n'est pas limité en fréquences. Ce modèle suppose que la propagation de l'onde se fasse en mode quasi TEM.

La propagation sur la piste va introduire des phénomènes d'ondes stationnaires. Lorsque la piste est connectée en extrémité sur sa propre impédance caractéristique  $Z_c$ , les ondes stationnaires disparaissent et la tension mesurée à l'entrée de la piste est identique à celle qu'on trouvera en extrémité. Bien sûr lorsqu'un composant électronique est connecté en extrémité cette condition d'adaptation n'est pas forcément satisfaisante. Le but de la modélisation est donc de pouvoir reproduire au moyen de calculs, les phénomènes d'onde stationnaire introduit par le composant.

Pour modéliser la piste, on considère qu'elle est équivalente à une ligne homogène et uniforme. Une représentation possible d'une section infinitésimale  $dx$  de cette ligne est donnée sur la figure 1-II.

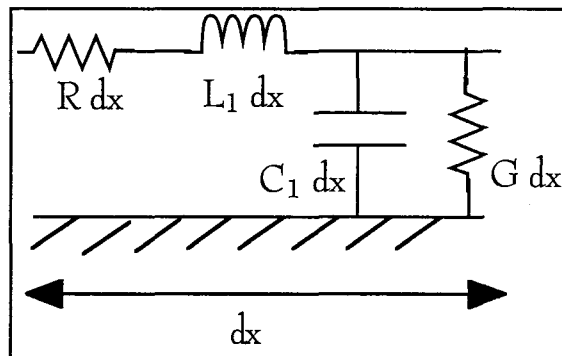


Figure 1-II : Élément  $dx$  de la ligne

- $L_1$  : inductance linéique (H/m)
- $C_1$  : capacité linéique (F/m)
- $R$  : résistance linéique ( $\Omega/m$ )
- $G$  : conductance linéique (S/m)

Ce schéma permet d'établir le couple d'équations des télégraphistes [13].

$$\begin{cases} -\frac{dV}{dx} = (jL_1\omega + R)I \\ -\frac{dI}{dx} = (jC_1\omega + G)V \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

La résolution de ces équations permet d'exprimer l'impédance d'entrée  $Z_e$  de la ligne soit :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_l + Z_c \operatorname{th}(\gamma l)}{Z_c + Z_l \operatorname{th}(\gamma l)} \quad (\text{II-2})$$

où  $Z_l$  est l'impédance de la charge connectée en sortie,  $Z_c$  son impédance caractéristique,  $\gamma$  l'exposant linéique de propagation qu'on appellera par la suite constante de propagation.  $Z_c$  et  $\gamma$  s'expriment en fonction des paramètres linéiques  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R$ ,  $G$  au moyen des relations.

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL_1\omega}{G + jC_1\omega}} \quad (\text{II-3})$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL_1\omega)(G + jC_1\omega)} \quad (\text{II-4})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{II-5})$$

- $\alpha$  est l'atténuation du signal ( $\text{m}^{-1}$ )
- $\beta$  est le vecteur d'onde ( $\text{rad m}^{-1}$ )

On relie  $\beta$  à la pulsation  $\omega$  ( $\text{rad s}^{-1}$ ) et à la vitesse de phase du signal  $v$  ( $\text{ms}^{-1}$ )

$$\beta = \frac{\omega}{v} \quad (\text{II-6})$$

Si on considère la piste sans perte alors  $R=0$  et  $G=0$ . On simplifie les formules de  $Z_c$  et  $\gamma$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (\text{II-7})$$

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{L_1 C_1} \quad (\text{II-8})$$

$$\text{th}(\gamma l) = \text{th}(j\beta l) = j \tan(\beta l) \quad (\text{II-9})$$

alors l'équation II-2 devient

$$Z_e = Z_c \frac{Z_l + jZ_c \tan(\beta l)}{Z_c + jZ_l \tan(\beta l)} \quad (\text{II-10})$$

Cette formule va permettre d'introduire les effets de la ligne dans nos mesures. Si on mesure  $Z_e$ , l'impédance à l'entrée de la ligne, on peut en déduire l'impédance inconnue  $Z_l$ , connectée en sortie, en inversant la relation II-10 soit:

$$Z_l = Z_c \frac{Z_e - jZ_c \tan(\beta l)}{Z_c - jZ_e \tan(\beta l)} \quad (\text{II-11})$$

Ceci suppose que l'on connaisse  $\beta l$ . Ayant déterminé  $Z_l$  on peut calculer la distribution des ondes stationnaires qui s'établissent sur la piste puis en déduire la tension qui apparaîtra sur la charge  $Z_l$  lorsqu'on mesure la tension qui apparaît à l'entrée de cette ligne. La mise en oeuvre d'une telle simulation nécessite la connaissance des paramètres linéiques  $L_1$  et  $C_1$  qu'on peut évaluer aux moyens de mesures pratiquées en basses fréquences lorsque la largeur d'onde du signal est bien supérieure à la dimension de la piste : dans de telle condition le produit  $\beta l$  est très inférieur à l'unité.

Ainsi lorsque l'extrémité de la ligne est ouverte c'est à dire  $Z_l$  infinie alors

$$Z_{e_\infty} = Z_c \frac{1}{j \tan(\beta l)} \quad (\text{II-12})$$

Aux faibles fréquences on a  $\tan(\beta l) = \beta l$  d'où

$$Z_{e_{\infty}} = \frac{1}{j \omega C_1 l} \quad (\text{II-13})$$

Ayant l'évolution de  $Z_e$ , on peut calculer à une fréquence donnée  $C_1 l$

Maintenant, si on met un court circuit  $Z_l = 0$  alors

$$Z_{e_0} = j Z_c \tan(\beta l) \quad (\text{II-14})$$

Aux faibles fréquences on a

$$Z_{e_0} = j \omega L_1 l \quad (\text{II-15})$$

Ayant l'évolution de  $Z_e$ , on peut calculer facilement  $L_1 l$  à une fréquence donnée. Ces paramètres sont nécessaires, car ils interviennent dans les expressions de  $Z_c$  et de  $\beta l$  (équations II-7 et II-8). Connaissant  $Z_c$  et  $\beta l$  on peut en déduire, à partir des relations II-2 et II-11 les valeurs de  $Z_e$  et  $Z_l$ .

### II-1-2) Réalisation pratique du tronçon de piste liant la source au composant.

On va mettre en oeuvre une ligne microruban qui permettra de réaliser le tronçon de piste reliant la source de perturbation au point d'entrée de l'amplificateur opérationnel. La source de perturbation délivrant un signal sous une impédance de sortie de  $50 \Omega$ , notre choix s'est porté sur une structure microruban ayant une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . La figure 2-II représente la section transverse de cette ligne.



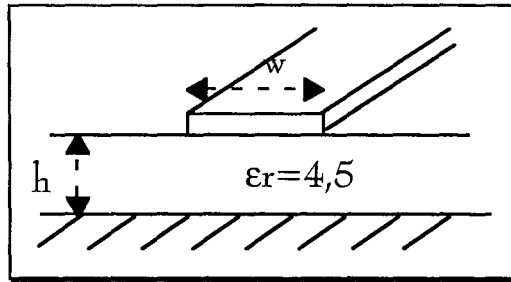


Figure 2-II : Ligne microruban

- w la largeur de la piste
- h l'épaisseur du diélectrique (h=1,6 mm)
- εr la permittivité du diélectrique (εr=4,5)

Pour déterminer la largeur w et la hauteur de la piste donnant l'impédance caractéristique de 50 Ω, on a fait usage des formules analytiques proposées par Wheeler [14].

$$\frac{w}{h} = 4 \left[ \frac{1}{2} \exp(A) - \exp(-A) \right] \text{ pour } \frac{w}{h} \leq 2 \quad (\text{II-16})$$

avec

$$A = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \left( \frac{Z_c}{Z_0} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II-17})$$

ou

$$\frac{w}{h} = \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,611}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (B - 1 - \ln(2B - 1)) \text{ pour } \frac{w}{h} \geq 2 \quad (\text{II-18})$$

avec

$$B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_0}{Z_c} \quad (\text{II-19})$$

Sachant que la permittivité électrique relative du substrat sur lequel est posée la piste est telle que εr=4,5 et Z0=120 π, on en déduit qu'il faut attribuer à w la valeur de 3 mm car h vaut 1,6 mm pour obtenir Zc=50 Ω. La largeur du plan de masse adossé au substrat fait 3,5 cm par 6,5 cm alors que la longueur du tronçon de la piste est de 1,5 cm : ceci permet de considérer le plan de masse comme plus grand que le tronçon de ligne et rend les expressions précédentes valables.

II-2) Caractérisation d'une résistance discrète de  $51,1\Omega$  connectée aux extrémités d'un tronçon de piste

II-2-1) Recherche du modèle électrique équivalent à la résistance

Pour valider la technique qui permettra de compenser la propagation introduite sur le tronçon de piste, on a, dans une première étape, déterminé les paramètres d'une résistance sur une large gamme de fréquences. Cette résistance sera par la suite utilisée comme composant étalon pour mettre en oeuvre cette validation.

Le schéma électrique équivalent peut se représenter comme une association d'inductances, d'une capacité et d'une résistance. Nous retiendrons le schéma de la figure 3-II proposé par Goedbloed [15].

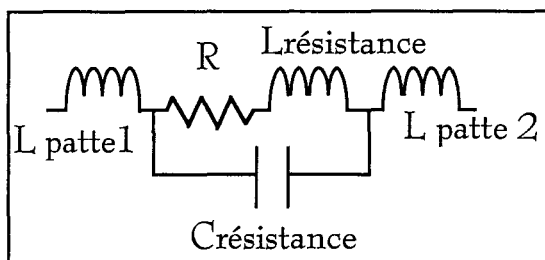


Figure 3-II : Schéma équivalent d'une résistance.

Les trois inductances série caractérisent respectivement les inductances des connexions de la résistance et de son inductance propre. Pour le cadre de notre étude, on pourra rassembler les inductances de connexions en une seule inductance comme l'indique le schéma de la figure 4-II.

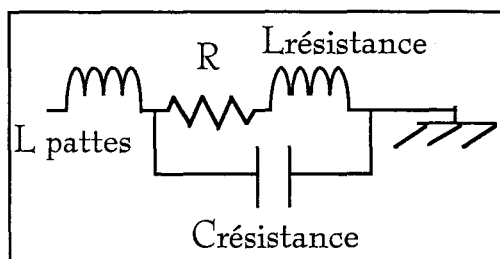


Figure 4-II : Schéma modifié équivalent d'une résistance.

où

- R est la valeur de la résistance, R est égale à  $51,1\Omega$
- Lrésistance est l'inductance de la résistance
- Crésistance est la capacité de la résistance
- Lpattes est l'inductance des connexions du composant

On note que les résistances discrètes de  $51,1\Omega$  sont de technologie à couches métalliques (ainsi que la résistance de  $2,2\text{ k}\Omega$  qui sera étudiée par la suite), technologie qui leur confère de bonnes performances en HF. D'après Besson [16] elles restent à peu près résistives jusqu'à 200 MHz, limite maximale des mesures effectuées par cet auteur. Cette limite est très inférieure à celle que nous nous imposons.

L'étude de l'évolution de l'admittance de ce composant s'est faite en la connectant aux extrémités d'une embase SMA. La gamme de fréquence couverte ne dépassant pas 2 GHz, on peut admettre que la propagation introduite dans le connecteur ne joue pas énormément. La mesure est effectuée au moyen d'un analyseur de réseaux donnant en fonction de la fréquence la composante réelle G et composante imaginaire B de cette admittance soit  $Y=G+jB$ . Trois configurations de dimension de la connexion seront expérimentées:

- des pattes de longueur maximale : 28 mm
- des pattes de longueur moyenne : 15 mm
- des pattes de petite longueur : 3 mm.

Pour chacune de ces configurations les courbes de la Fig 5a à la Fig 5c montrent l'évolution de G et de B en fonction de la fréquence, ceci de 300 kHz à 2 GHz.

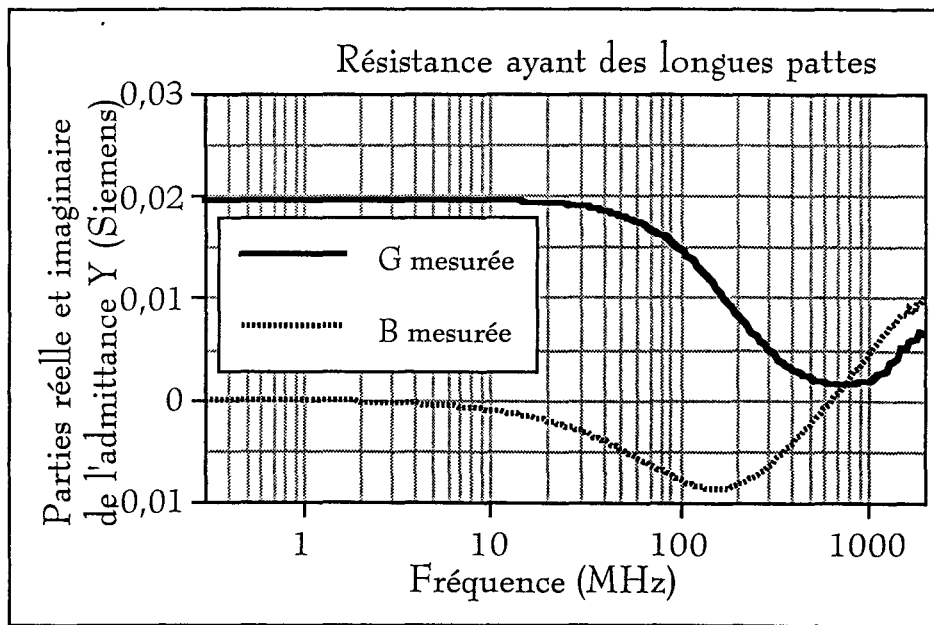


Figure 5a : Relevés expérimentaux de la résistance sur embase SMA avec des grandes connexions.

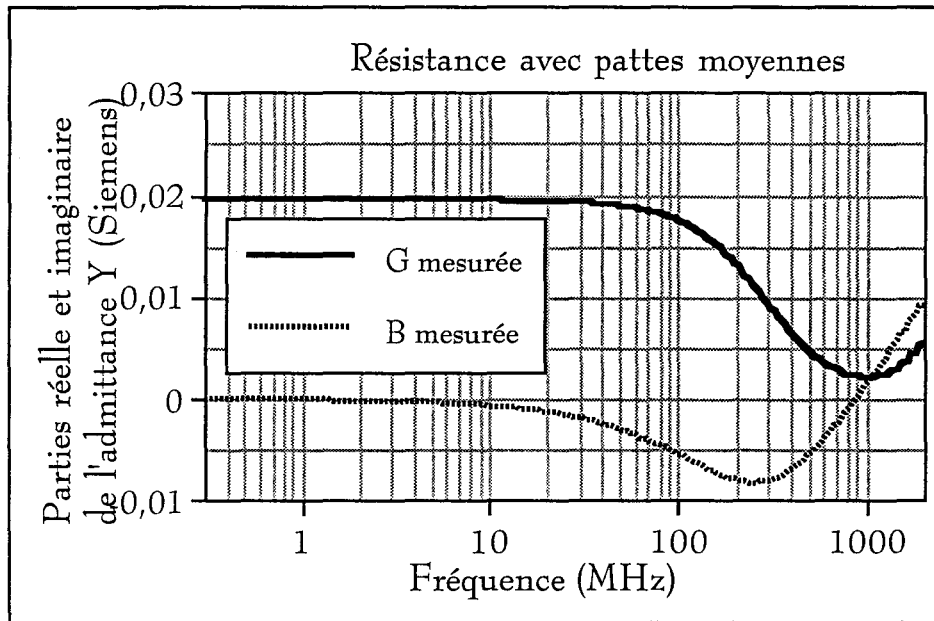


Figure 5b : Relevés expérimentaux de la résistance sur embase SMA ayant des connexions moyennes.

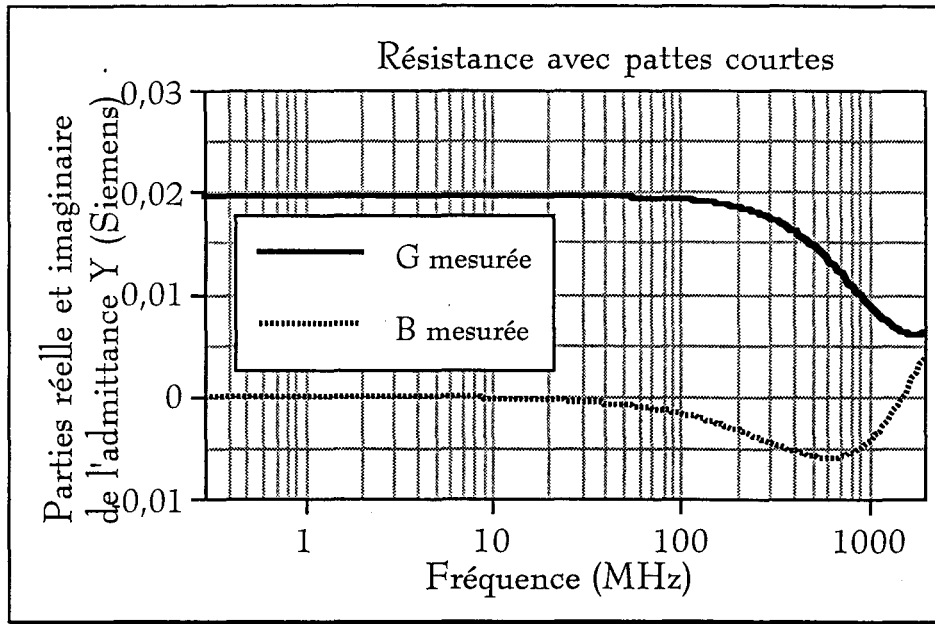


Figure 5c : Relevés expérimentaux de la résistance sur embase SMA ayant des petites connexions.

Pour la recherche du modèle de la résistance, une évaluation des inductances  $L_{pattes}$  et  $L_{résistance}$  a été entreprise.

Pour la recherche des valeurs approximatives de  $L_{pattes}$ , on considère que la résistance connectée à l'embase forme une boucle magnétique non résistive dont le diamètre du fil est constant figure 6-II.

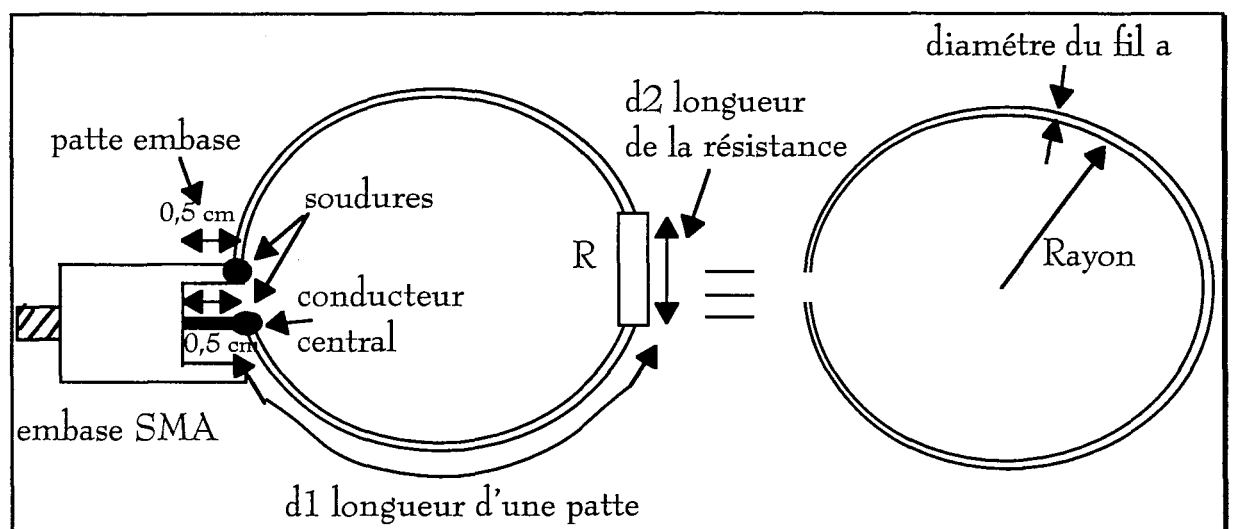


Figure 6-II : Recherche de l'inductance  $L_{pattes}$

L'inductance d'une telle boucle magnétique est donnée par la formule ci-dessous [17]

$$L_{\text{pattes}} = \mu_0 \text{ Rayon} \left[ \ln \left( \frac{8 \text{ Rayon}}{a} \right) - \frac{7}{4} \right] \quad (\text{II-20})$$

où  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique et vaut  $4\pi 10^{-7}$ , Rayon (m) est le rayon de la spire et  $a$  (m) est le diamètre du fil qui est égal à 0,6 mm ( $0,6 \cdot 10^{-3}$  m).

On calcule le rayon en ajoutant 1 cm à la longueur de la spire (donc  $10^{-2}$  m), ce supplément est introduit pour compenser l'effet de l'embase (0,5 cm) et de son conducteur central (0,5 cm).

$$\text{Rayon} = \frac{2 d1 + d2 + 1 \text{ cm}}{2\pi} \quad (\text{II-21})$$

où  $d1$  est la longueur d'une connexion (ou patte) de la résistance (m) et  $d2$  est la longueur du corps de la résistance (m) qui vaut 7 mm ( $7 \cdot 10^{-3}$  m).

Pour les trois variantes de longueurs des connectiques expérimentées, l'application de l'expression (II-20) donne les inductances suivantes:

- $d1 = 28$  mm      $L_{\text{pattes}} = 47,8$  nH
- $d1 = 15$  mm      $L_{\text{pattes}} = 26,8$  nH
- $d1 = 03$  mm      $L_{\text{pattes}} = 9,8$  nH

Comme le corps de la résistance et de ses pattes ont des diamètres très voisins (respectivement de 0,8 et 0,6 mm) on a supposé que  $L_{\text{résistance}}$  est incluse dans  $L_{\text{pattes}}$  et on a posé dans la suite  $L_{\text{résistance}}$  nulle.

Ces paramètres ont été utilisés pour calculer l'admittance théorique du composant et la comparer aux caractéristiques mesurées. Les courbes de la figure 7-II montrent la confrontation pratiquée sur la résistance qui offre une valeur  $d1$  de 28mm. L'accord théorie expérience est correct jusque 500 MHz. Au dessus de cette fréquence, l'admittance mesurée est supérieure à celle prévue par la théorie. De plus le fait que cette admittance remonte avec la fréquence semble indiquer

qu'une capacité supplémentaire peut intervenir en parallèle sur l'ensemble du composant. Pour intégrer ce phénomène on a ajouté un couple résistance  $R'$ , capacité  $C'$  en série connectées en parallèle sur le composant comme le montre la figure 8-II.

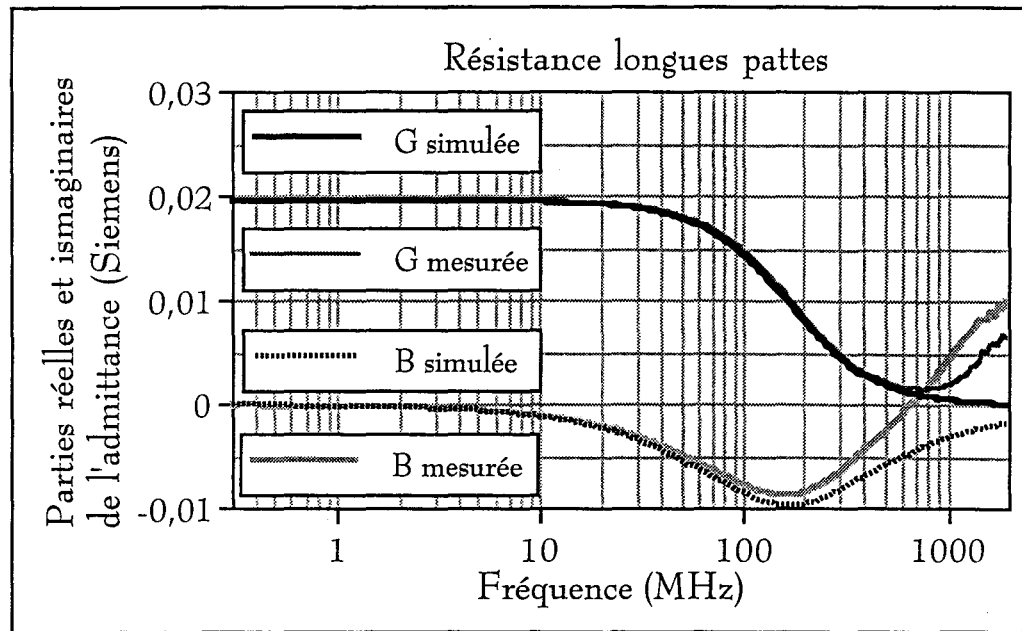


Figure 7-II : Confrontation théorie expérience du modèle de la résistance

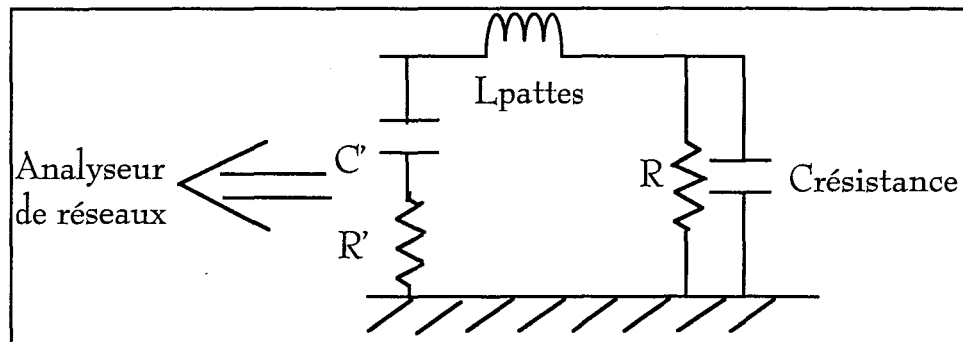


Figure 8-II : Schéma équivalent de la résistance 51,1  $\Omega$

Etant dans l'incapacité de calculer la valeur de ces composants, on attribue de façon empirique les deux paramètres  $R'=30 \Omega$  et  $C'=1,2 \text{ pF}$ , ceci pour le composant ayant les connexions les plus longues, afin que la courbe théorique s'accorde le mieux avec la courbe expérimentale. Par hypothèse, on peut attribuer cette capacité et cette résistance parasites aux soudures et à l'effet de peau qui doivent sûrement intervenir dans ce petit circuit. On remarque que plus les

pattes sont longues, plus l'inductance  $L_{pattes}$  est élevée ce qui va réduire en très hautes fréquences les effets de R et  $C'$  et accroître ceux de  $C'$  et  $R'$ .

Dans le cas de la résistance à connexions moyennes c'est à dire  $d1=15$  mm on a dû ajuster la valeur de  $L_{pattes}$  à 28,5 nH (rappelons que celle calculée vaut 26,8 nH) et  $C'$  à 1pF. Enfin dans le cas où la résistance a de petites connexions c'est à dire  $d1=3$  mm, la valeur de l'inductance des pattes a été ajustée à  $L_{pattes}=9,5$  nH (rappelons que celle calculée vaut 9,8nH) et  $C'$  à 0,8 pF.

On peut remarquer que plus les pattes sont courtes, plus  $C'$  diminue. Enfin l'évaluation de la capacité parasite  $C'$  et résistance, dans ces simulations n'a pas été possible, on a simulé chaque modèle en supposant une capacité  $C'$  et résistance nulle (figure 9a-II à figure 9c-II).

La confrontation théorie expérience a été menée et l'on voit une très bonne concordance entre (figure 10a-II à la figure 10c-II).

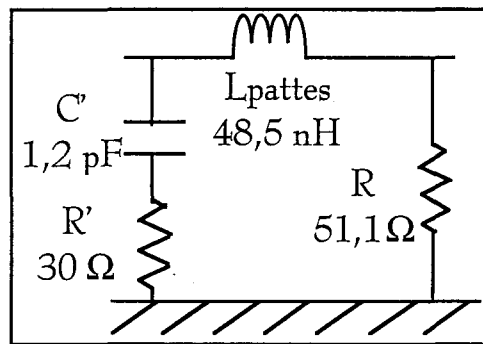


Figure 9a-II : Modèle de la résistance sur embase SMA, ayant une longueur de pattes maximales.

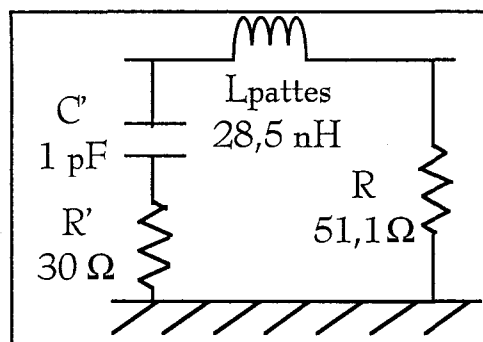


Figure 9b-II : Modèle de la résistance sur embase SMA, ayant une longueur de pattes moyennes.



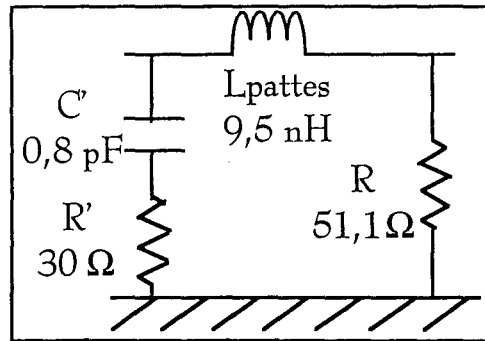


Figure 0c-II: Modèle de la résistance sur embase SMA, ayant une petite longueur de pattes.

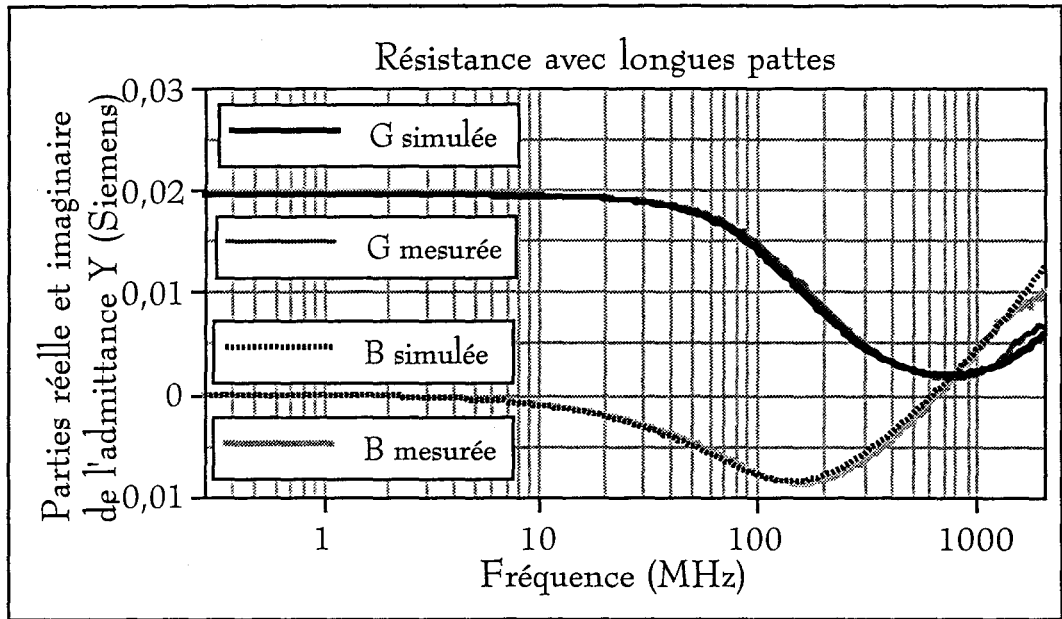


Figure 10a-II : Confrontation théorie expérience du modèle de la résistance sur embase SMA

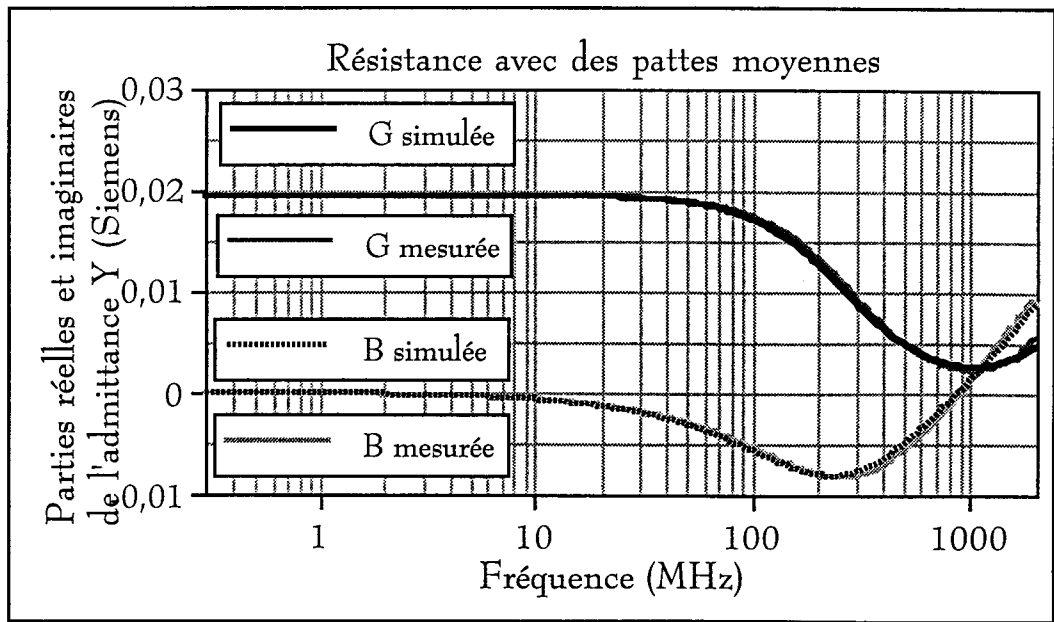


Figure 10b-II : Confrontation théorie expérience du modèle de la résistance sur embase SMA

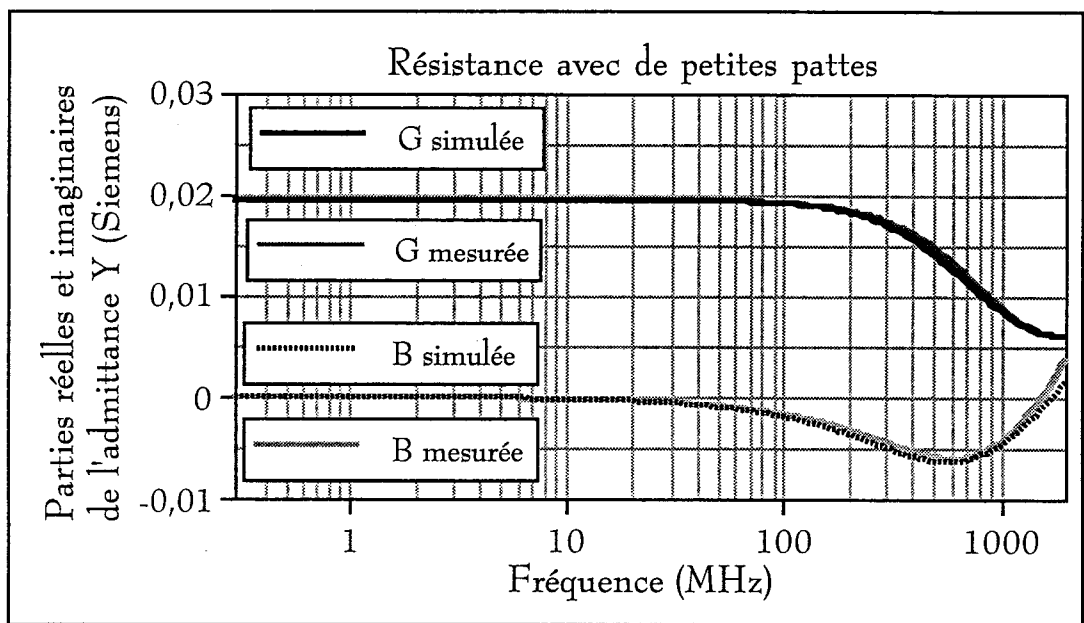
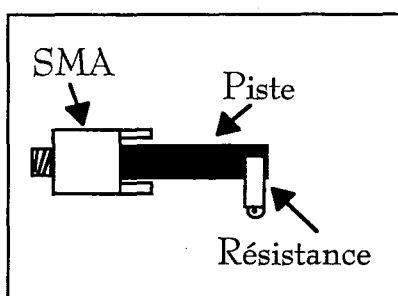


Figure 10c-II : Confrontation théorie expérience du modèle de la résistance sur embase SMA

II-2-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de la résistance

On va valider, dans ce paragraphe, la technique qui permet de compenser l'effet de propagation introduit par le tronçon de piste qui relie, dans le banc de mesure, la source de perturbation à l'entrée de l'amplificateur sous test. L'embase SMA est cette fois-ci incorporée au tronçon de la ligne (figure 11-II). Ainsi les mesures d'inductance et de capacité faites à l'analyseur de réseaux représentent les caractéristiques du tronçon de ligne avec l'embase, c'est à dire que les effets de l'embase sont introduits dans les mesures. Par la méthode indiquée au § II-1-1, on extrait l'inductance  $L_1l$  et la capacité  $C_1l$ . La longueur  $l$ , de la piste avec la SMA, étant intrinsèquement comprise dans le terme  $\beta l$  exprime comme le montre la relation II-8 à partir de  $C_1l$  et  $L_1l$ , il n'est pas nécessaire de la mesurer, mais sa longueur est néanmoins de 1,5 cm.

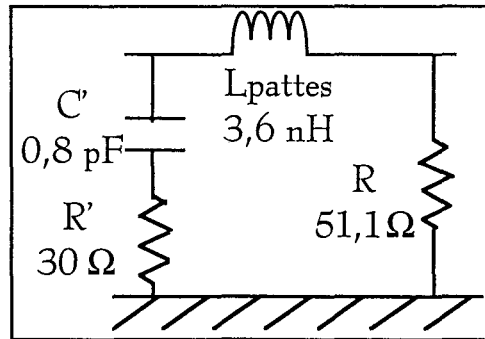
On obtient alors  $L_1l=6,8\text{nH}$  et  $C_1l=2,6\text{ pF}$  ce qui donne une impédance caractéristique  $Z_c$  de  $51\ \Omega$  et  $\beta l$  égale à  $\omega 1,33\ 10^{-10}$ .



*Figure 11-II : Dispositif de test*

Les connexions de la résistance étant très petites (2mm) il nous est impossible de faire une mesure directe de cette résistance à l'analyseur de réseaux. Cet état de fait peut engendrer un marge d'incertitude puisque notre seule référence pour valider la compensation de l'effet de la ligne sera le modèle de la figure 12-II. On a alors estimé la nouvelle valeur de l'inductance des connexions,  $L_{\text{pattes}}=3,6\text{nH}$  (équations II-20 et II-21). On remarque que l'inductance apportée par la connexion SMA ne sera plus prise en compte puisque l'embase est située au niveau de l'entrée de la piste. Pour les autres éléments du schéma, nous

allons nous approcher de ce qui a déjà été fait pour la résistance de  $51,1\Omega$  ayant des petites connexions.



*Figure 12-II : Modèle de la résistance en bout de ligne avec ses valeurs estimées*

La résistance a donc été connectée à l'extrémité du tronçon de piste pour mesurer en fonction de la fréquence, l'évolution de l'admittance d'entrée vue sur l'embase SMA. A partir des relations établies plus haut, on peut en déduire l'admittance en sortie  $Y_l$  à partir de la connaissance de  $Y_e$  ce qui donne l'expression suivante

$$Y_l = Y_c \frac{Y_e - jY_c \tan(\beta l)}{Y_c - jY_e \tan(\beta l)} = G_l + jB_l = Y_c \frac{G_e + j(B_e - Y_c \tan(\beta l))}{(Y_c + B_e \tan(\beta l)) - jG_e \tan(\beta l)} \quad (\text{II-23})$$

Les courbes de la figure 13-II représentent alors la confrontation de l'admittance  $Y_l$  déduite de la mesure de  $Y_e$  et celle estimée à partir du modèle de la figure 12-II. L'accord des caractéristiques obtenues par chacune de ces deux voies est tout à fait correct, exception faite pour les fréquences comprises entre 1 GHz et 2 GHz où l'écart relatif approche à 2 GHz 21,5 %.

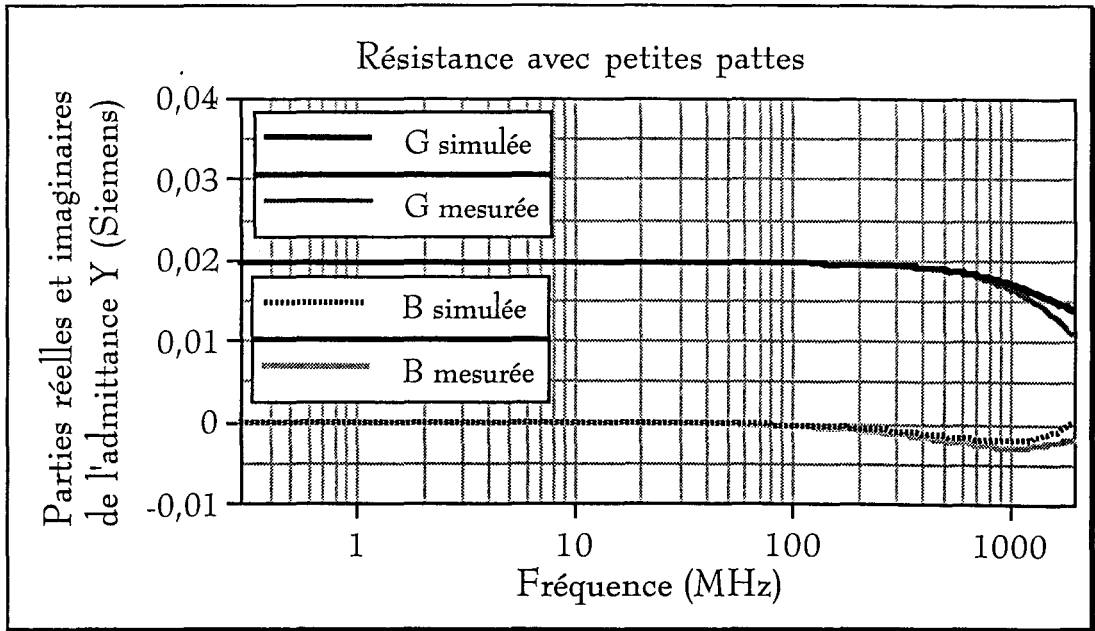


Figure 13-II : Confrontation théorie expérience entre le modèle de la résistance avec les valeurs de l'admittance  $Y$

Cet écart est probablement provoqué par l'incertitude introduite dans la définition du schéma équivalent de la figure 12-II. En effet en intervenant sur la capacité  $C'$  que l'on réduit à une valeur de 0,6 pF, l'accord est beaucoup plus rigoureux (figure 14a-II et 14b-II). Cette légère divergence obtenue à l'extérieur du spectre de fréquence balayé par nos expériences peut être considéré comme minime et sans effet sur la qualité des résultats qui suivent. En conséquence, nous pouvons dire que la compensation de l'effet de la ligne telle que nous la proposons est satisfaisante.

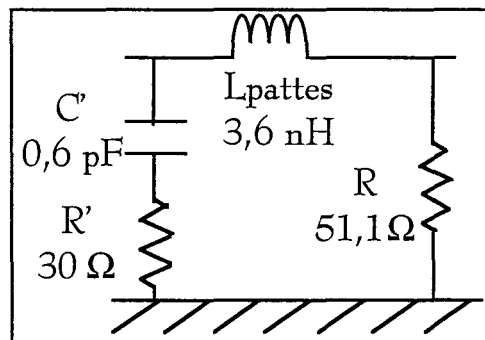


Figure 14a-II : Schéma améliorée de la résistance de 51  $\Omega$  sur la piste du circuit imprimé

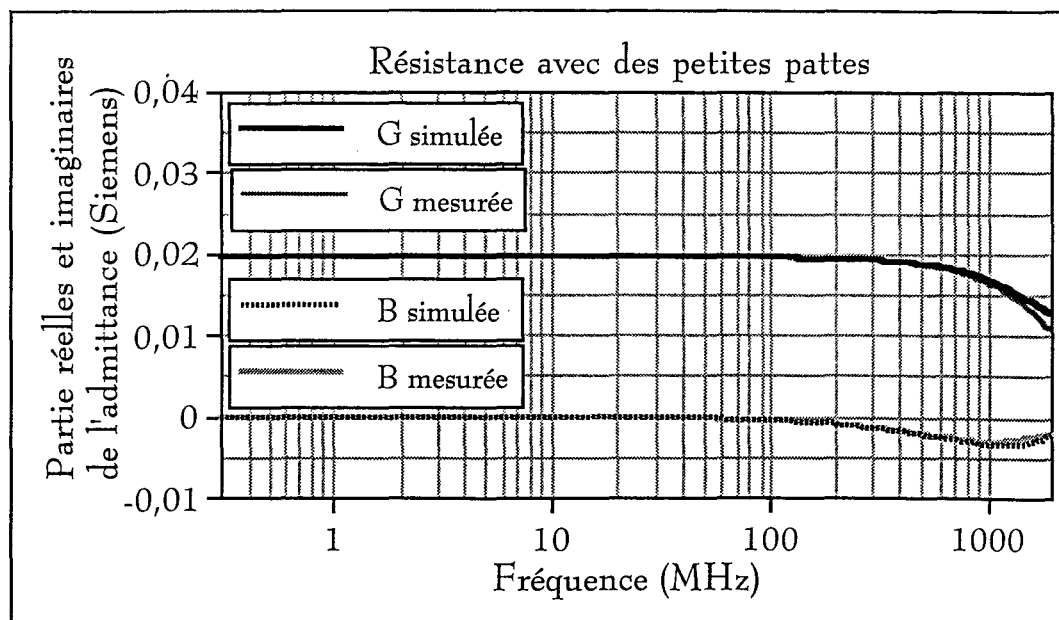


Figure 14b-II : Confrontation théorie expérience entre le modèle de la résistance avec les valeurs de l'admittance  $Y$

L'examen de ces courbes montre que la composante réactive de la résistance est nulle jusqu'à 200 MHz pour atteindre  $-2,5$  mS soit  $400\Omega$  à 1 GHz. En ce qui concerne la composante résistive, elle est pratiquement invariante jusqu'à 200 MHz où sa valeur correspond à  $51\Omega$  pour ensuite atteindre  $62\Omega$  à la fréquence de 1 GHz.

### II-3) Caractérisation d'une résistance discrète de $2,2\text{ k}\Omega$ connectée aux extrémités d'un tronçon de piste

#### II-3-1) Recherche du modèle électrique de la résistance

Les expériences réalisées sur les amplificateurs opérationnels nécessitent l'utilisation de résistances de  $2,2\text{ k}\Omega$  pour réaliser, par exemple, des fonctions d'amplifications ou pour isoler une broche par rapport à une autre. On a alors effectué une étude fréquentielle jusque 2 GHz pour savoir si les résistances sont capables de réaliser encore la fonction demandée. Les résistances de  $51\Omega$  et  $2,2\text{ k}\Omega$  étant de la même technologie, il est évident que leurs modèles seront proches mais seules les valeurs intrinsèques vont varier. Pour effectuer cette étude on a entrepris, d'abord des mesures sur embase SMA, puis on a implanté la résistance

au bout d'un tronçon de ligne de circuit imprimé, dont on a préalablement estimé les caractéristiques. Les différents éléments d'inductance seront évalués comme pour la résistance de  $51\Omega$ .

On rappelle que la résistance est soudée sur une embase SMA pour pouvoir se connecter à l'analyseur de réseaux. La résistance utilisée a des connexions dont la longueur est de 3 mm donc  $L_{pattes}=9,5$  nH. L'évolution fréquentielle de la résistance est la suivante (figure 15-II).

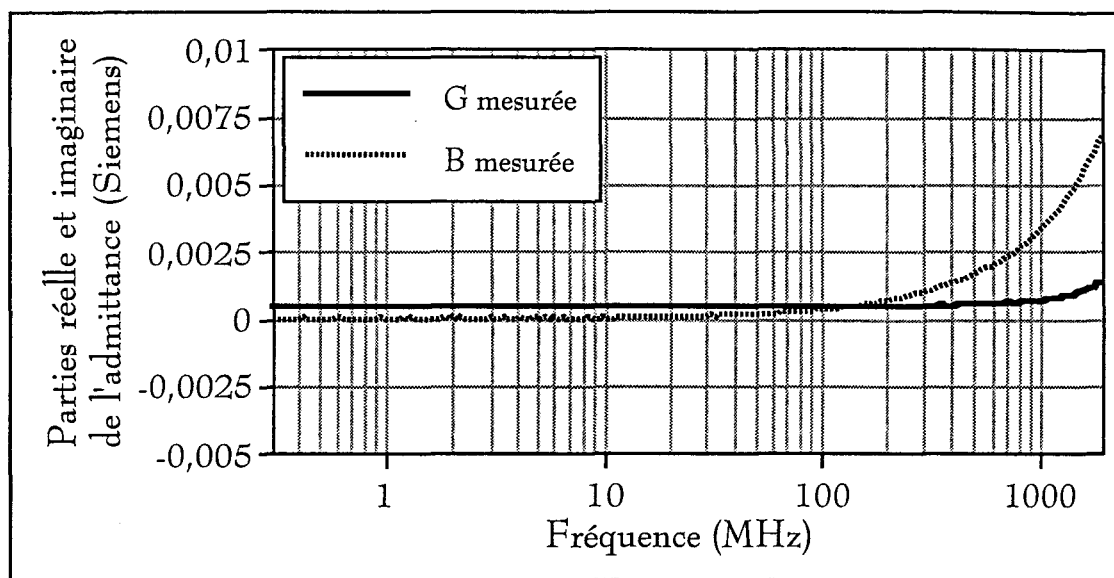


Figure 15-II : Evolution fréquentielle de la résistance de  $2,2\text{ k}\Omega$

Le comportement de la composante imaginaire de l'admittance suggère qu'un comportement capacitif prédomine alors que dans le cas de la résistance de  $51\Omega$ , ayant des pattes de petite longueur, on a un comportement inductif (figure 10c-II). Ce comportement s'explique facilement à partir du modèle, par la présence de la valeur élevée de la résistance  $R$ . Ceci correspond tout à fait aux conclusions de Besson [16]. La figure 16-II correspond au schéma équivalent établi à partir de notre modèle de  $51\Omega$ . Les courbes de la figure 17-II proposent une comparaison de l'admittance mesurée puis calculée par ce modèle. Les courbes divergent dès 100 MHz pour atteindre un écart relatif de 66 % à 2 GHz.

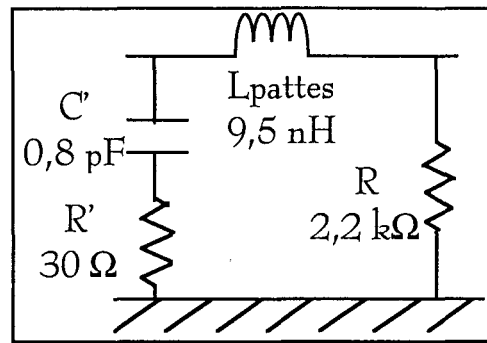


Figure 16-II : Modèle de départ de la résistance de  $2,2 \text{ k}\Omega$  sur embase SMA

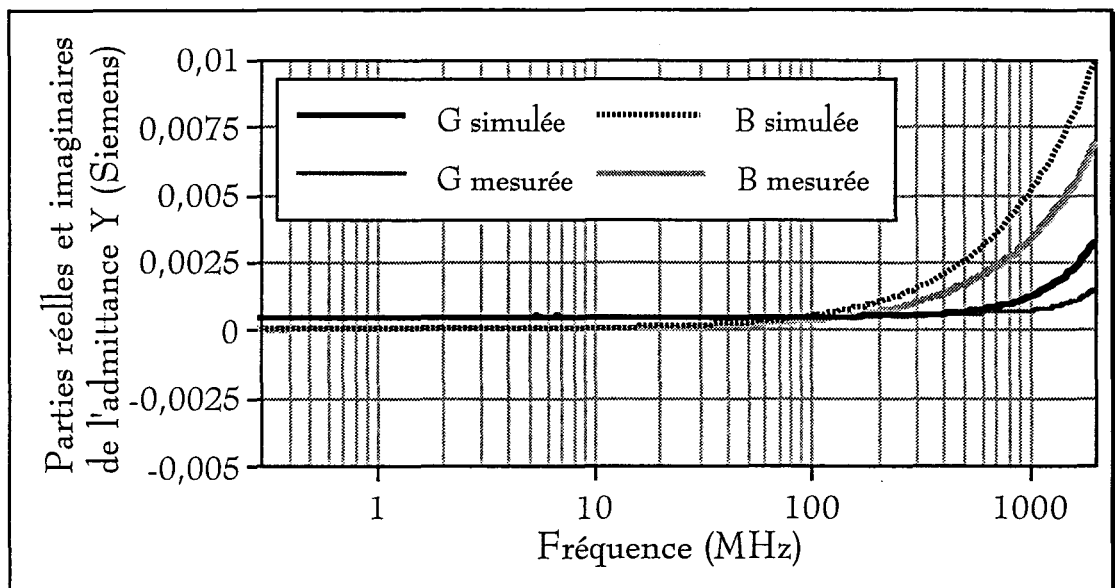


Figure 17-II : Modèle de départ de la résistance sur l'embase SMA et confrontation théorie expérience

Pour que les courbes théoriques et de mesures s'accordent, il a été nécessaire d'intervenir sur la valeur de  $C'$ . Lorsqu'elle passe de  $0,8 \text{ pF}$  à  $0,5 \text{ pF}$ , les caractéristiques de mesures et de calcul s'accordent beaucoup mieux comme le montre les figures 18a-II et 18b-II.



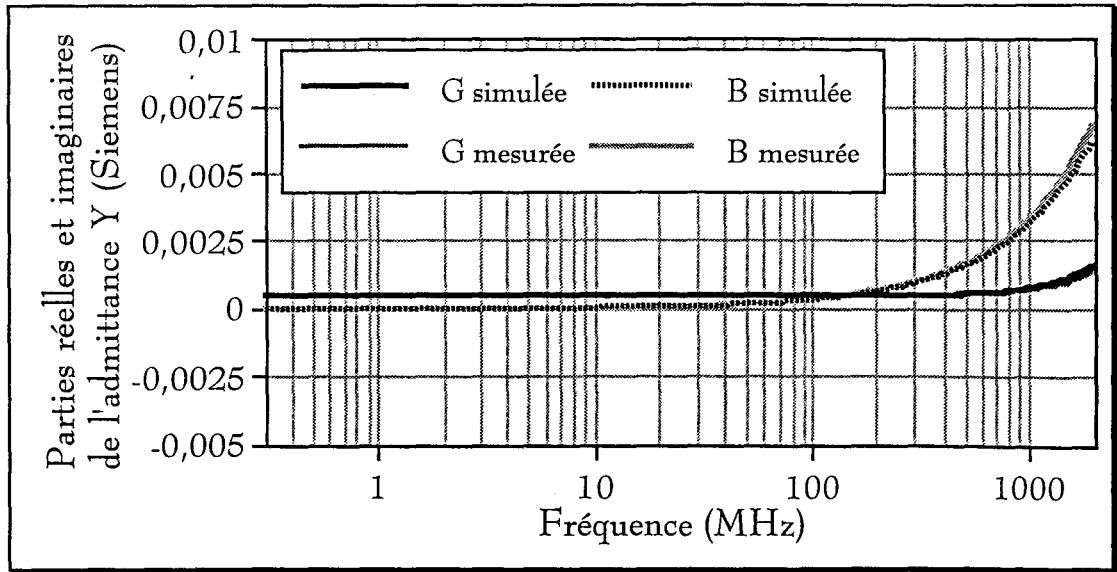


Figure 18a-II : Confrontation théorie expérience des mesures d'admittance de la résistance sur l'embase SMA

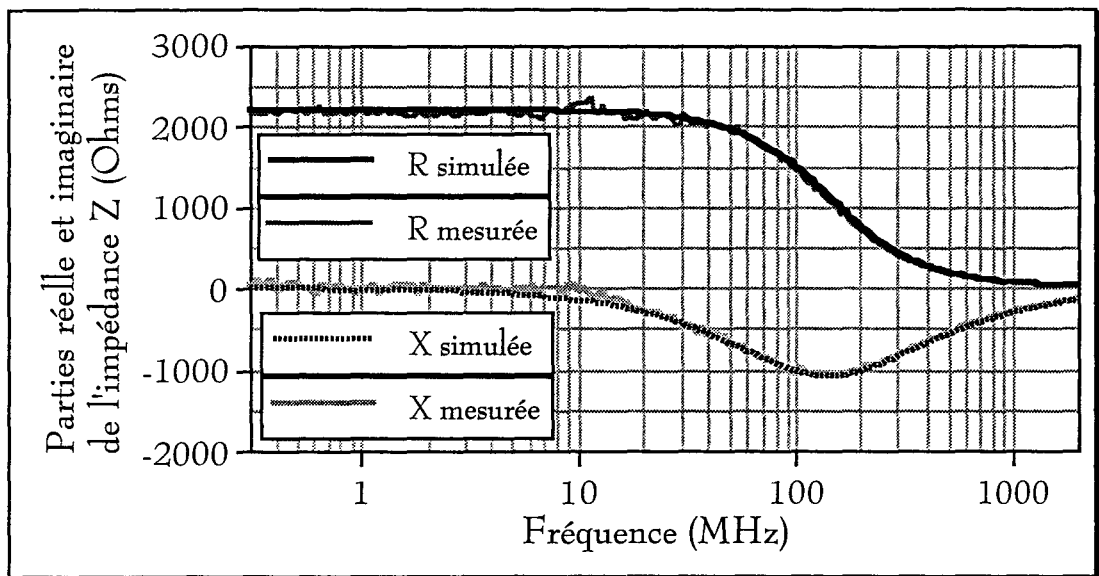


Figure 18b-II : Confrontation théorie expérience des mesures d'impédance de la résistance sur l'embase SMA

On peut voir, en conclusion, que la résistance de  $2,2 \text{ k}\Omega$  a le même schéma équivalent que celle de  $51 \text{ }\Omega$  mais la capacité parallèle  $C'$  joue un rôle primordial lors des simulations, alors que l'inductance des pattes  $L_{\text{pattes}}$  n'a pas beaucoup d'influence sur les résultats car on peut la doubler sans que cela change quoi que ce soit aux simulations.

II-3-2) Utilisation du modèle de la ligne à constantes réparties et validation définitive du modèle de résistance

La résistance est maintenant implantée au bout du tronçon de piste dont les caractéristiques sont les suivantes : inductance  $L_{l1}=5,2\text{nH}$ , capacité  $C_{l1}=2,1\text{pF}$  ce qui donne une impédance caractéristique  $Z_c=50\ \Omega$ . La résistance a cette fois-ci des longueurs de pattes de 2 mm. La valeur de l'inductance "Lpattes" a déjà été calculée dans ces conditions, "Lpattes" = 3,6 nH. Le schéma de la 2,2 k $\Omega$  est présentée ci-dessous (figure 19-II).

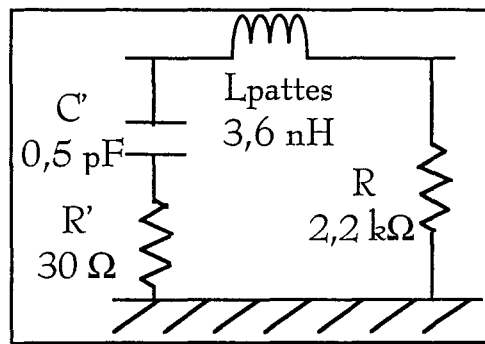
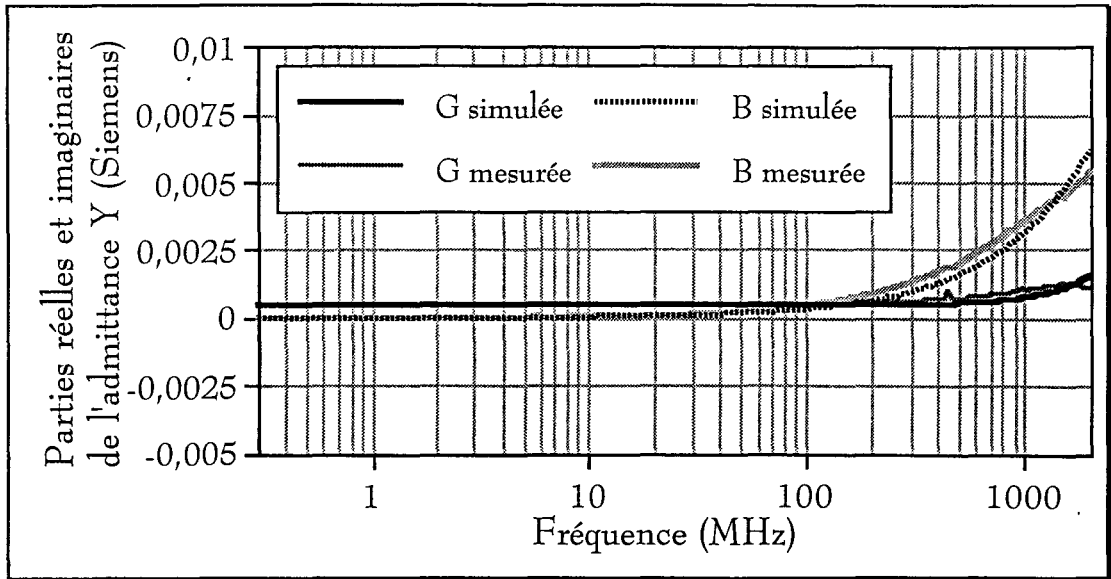


Figure 19-II : Schéma de départ de la résistance sur le circuit imprimé

Comme pour la résistance de 51  $\Omega$ , on a relevé l'admittance au niveau de l'entrée du tronçon de piste, ensuite on a enlevé l'influence de ce tronçon de ligne grâce à l'équation II-23. On obtient la courbe de la figure 20-II que l'on compare aux résultats donnés par la simulation de la figure 19-II

La figure 20-II montre que la compensation converge tout à fait vers les caractéristiques mesurées ce qui valide la méthode proposée.



*Figure 20-II : Confrontation théorie expérience*

#### II-4) Analyse fréquentielle de quelques condensateurs

##### II-4-1) Evolution fréquentielle de quelques condensateurs

Après avoir réalisé une étude sur les résistances, il nous reste à regarder le comportement en fréquence des condensateurs qui interviennent dans la majeure partie des montages électroniques basse fréquence. On exprimera les éléments parasites des condensateurs.

Avant d'entreprendre de façon approfondie la caractérisation des condensateurs, quelques mesures ont été faites dans le but de connaître le comportement de l'impédance des condensateurs appartenant à différentes classes de technologie (cf. figure 21-II). Les condensateurs utilisés et exploités dans ce paragraphe sont des condensateurs plastiques (1nF, 10nF, 1 $\mu$ F), des condensateurs céramiques (1nF, 10nF, 1 $\mu$ F), des condensateurs tantales (1 $\mu$ F, 10 $\mu$ F) et un condensateur chimique (470  $\mu$ F).

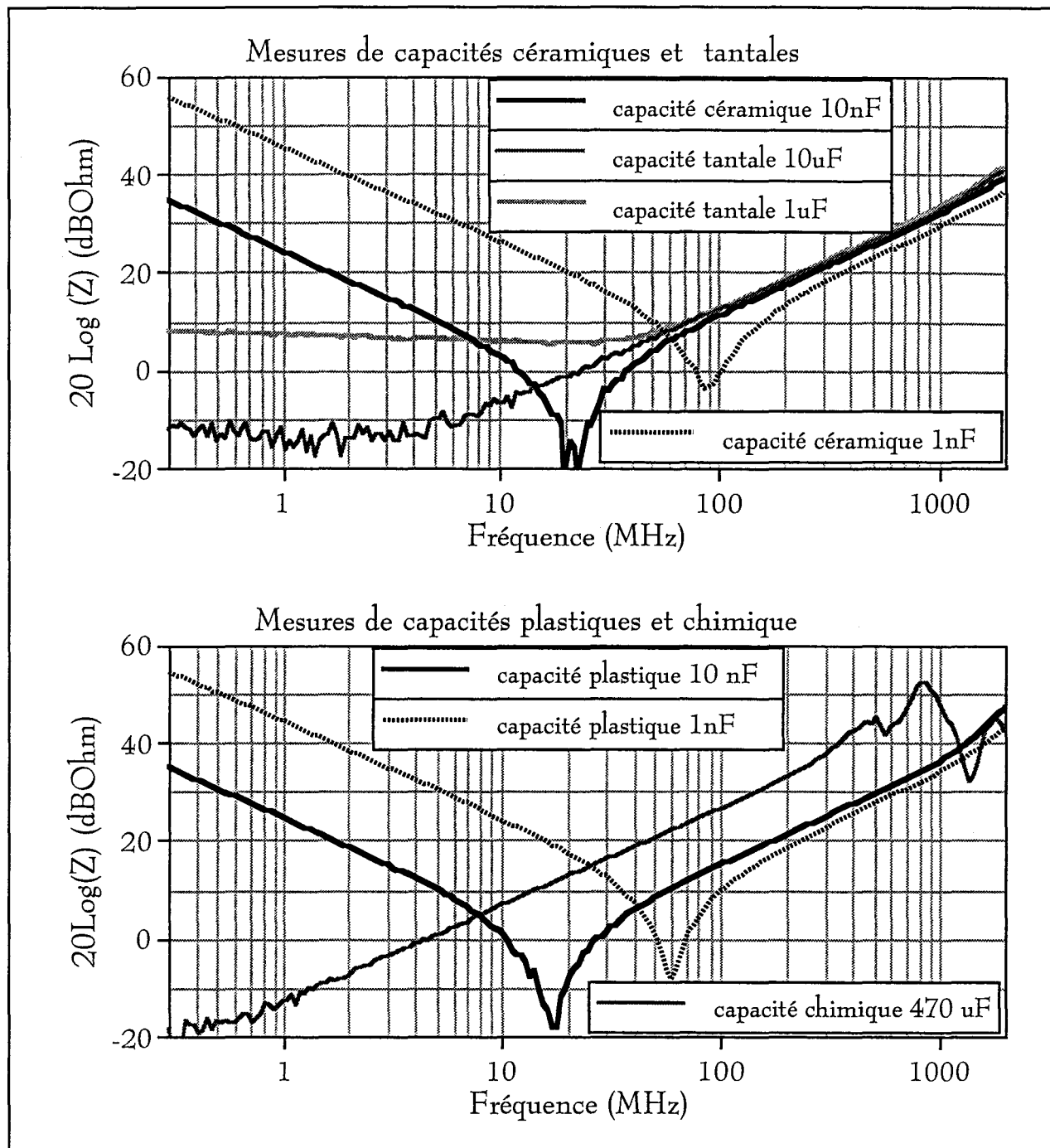


Figure 21-II : Evolution fréquentielle de quelques capacités

Les courbes de la figure 21-II donnent l'évolution de l'impédance de ces composants pour des fréquences comprises entre 300 kHz et 2 GHz. Le comportement des condensateurs céramiques et plastiques révèle que l'impédance

passé par un minimum, ce qui suggère un comportement assimilable à un circuit résonnant RLC série comme on l'a représenté sur le schéma de la figure 22-II.



Figure 22-II : Schéma HF équivalent d'un condensateur

Cette représentation correspond effectivement à la proposition de certains auteurs [18]. Sur cette gamme de fréquence, les condensateurs chimiques et tantales ne présentent pas le comportement capacitif attendu en début de gamme. Ceci s'explique par le fait que la valeur élevée de la capacité due à ces condensateurs, à la fréquence de 300 kHz, donne une impédance bien plus faible que celle des connexions. La capacité tantale présente un comportement qui s'apparente plutôt à celui d'une résistance pour les basses fréquences ce qui peut provenir des matériaux utilisés dans la fabrication du composant.

Comme pour les résistances, on peut estimer par le calcul les valeurs des inductances intrinsèques des condensateurs en mesurant seulement la longueur des connexions. Le condensateur est alors assimilé à une boucle magnétique, on utilise les formules (II-20) et (II-21) pour en déduire les valeurs de l'inductance qui seront fonction de la surface de cette boucle. Ainsi les capacités plastiques qui ont un corps un peu plus grand que les capacités céramiques, ont donc une inductance un peu plus élevée que celles-ci. C'est un comportement que l'on constate sur la figure 23-II. De même, le condensateur chimique dont la valeur de la capacité est très importante, présente une valeur de l'inductance plus élevée que les autres composants.

Pour confirmer ces résultats, on a reproduit sur la figure 23-II, les caractéristiques d'impédance de trois condensateurs de valeurs identiques de 1  $\mu\text{F}$  mais appartenant aux technologies plastique, céramique et tantale

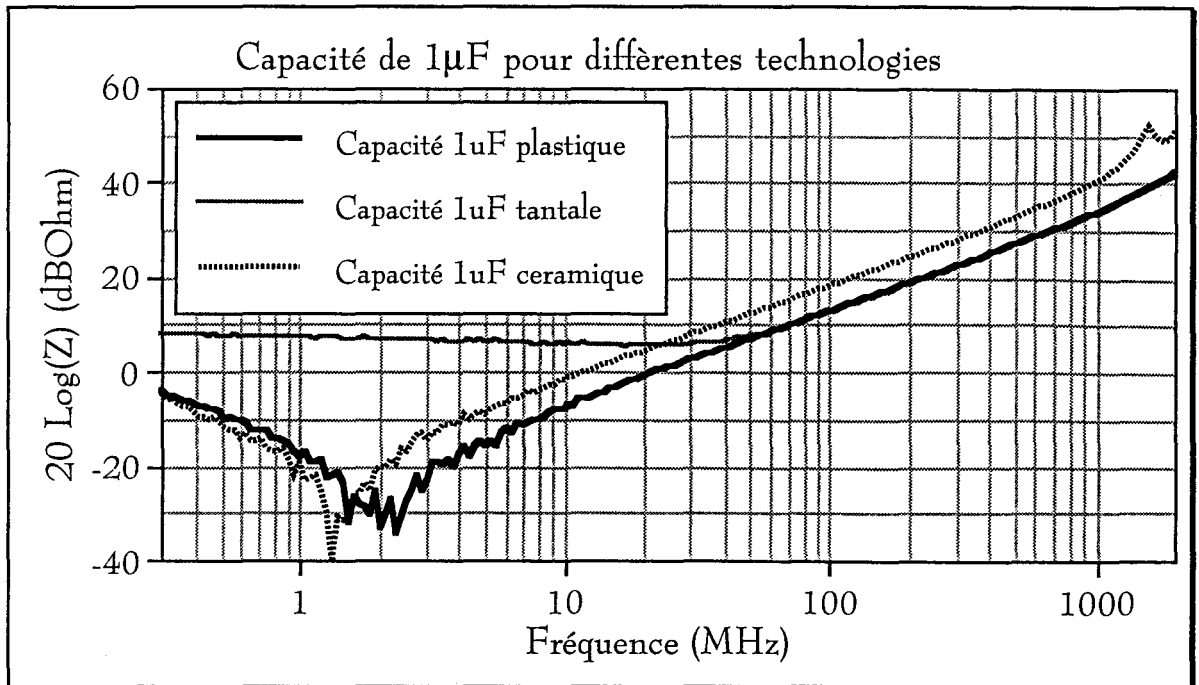


Figure 23-II : Analyse fréquentielle des condensateurs de  $1 \mu\text{F}$  dans différentes technologies

Ces relevés confirment que l'inductance d'une capacité plastique est plus élevée que l'inductance d'une capacité céramique, car le corps et les pattes du condensateur plastique sont plus longues. Pour le condensateur tantale, sa résistance interne prédomine de 300 kHz à 50 MHz puis comme il a une même longueur de patte que le condensateur céramique, les courbes se rejoignent à 50 MHz où le comportement inductif prédomine.

La simulation va concerner les condensateurs  $1 \mu\text{F}$  céramique et tantale. On peut estimer l'inductance à partir des longueurs des condensateurs, sachant que  $d1$ (longueur des pattes)=3mm et  $d2$ (longueur du corps)=2mm et que grâce aux formules (II-20) et (II-21) que la valeur de l'inductance est voisine de 6,8 nH. La valeur de la résistance du condensateur au tantale est déduit des mesures de la figure 23-II, on l'évalue à  $2 \Omega$ . Les schémas ont été élaborés (figure 24-II), simulés, puis confrontés aux mesures (figure 25a-II et figure 25b-II).

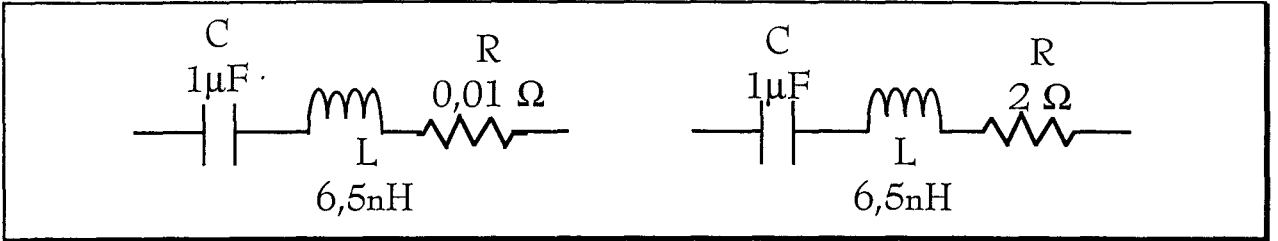


Figure 24-II : Modèle HF du condensateur céramique et du condensateur au tantale

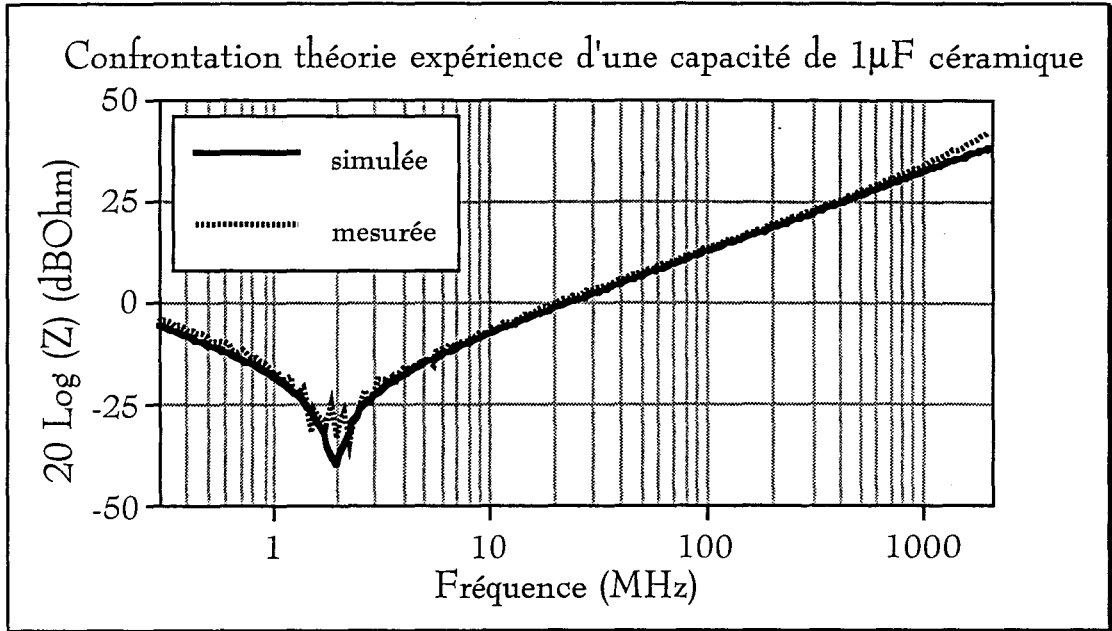


Figure 25a-II : Confrontation théorie expérience

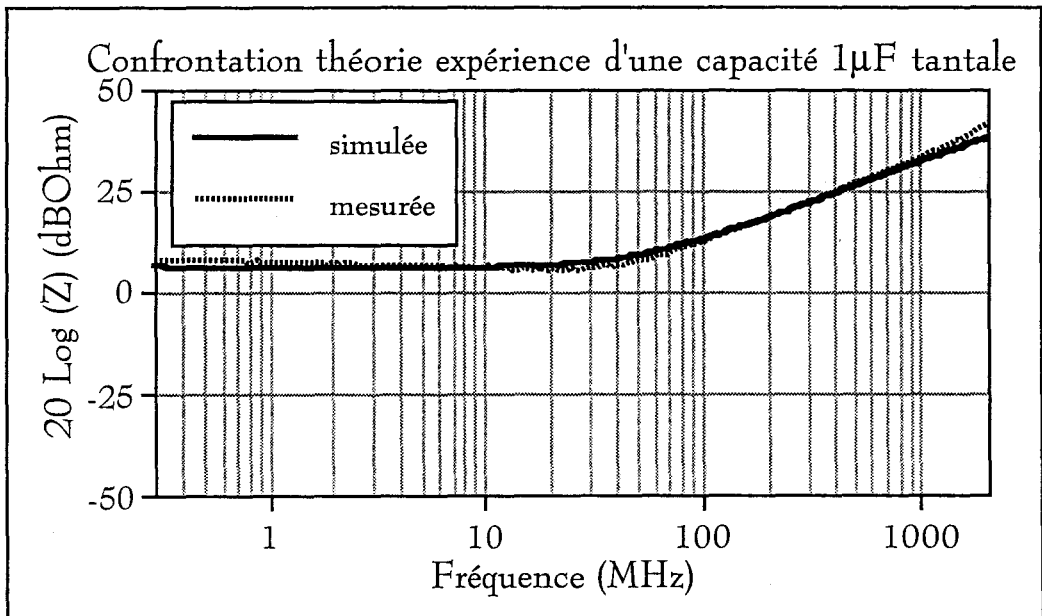


Figure 25b-II : Confrontation théorie expérience.

On peut dire que le schéma équivalent de la figure 22-II permet une représentation satisfaisante des condensateurs dans une gamme de fréquences aussi large que 300 kHz - 2 GHz. On peut ajouter comme pour les résistances que l'inductance dépend surtout de la dimension des connexions et très peu de la géométrie intrinsèque du composant.

#### II-4-2) Etude sur le condensateur céramique de 10 nF

Notre attention se porte surtout sur le condensateur céramique de 10 nF qui entre dans la conception du circuit de découplage du banc de mesures de l'amplificateur opérationnel. La courbe de la figure 21-II montre que le composant reste capacitif jusque 20 MHz. Les dimensions des connexions font que l'inductance du condensateur peut être évaluée à 6,5 nH. La résistance est estimée à la fréquence de résonance de 20 MHz et elle vaut 0,2  $\Omega$ . Le schéma est sur la figure 26-II.

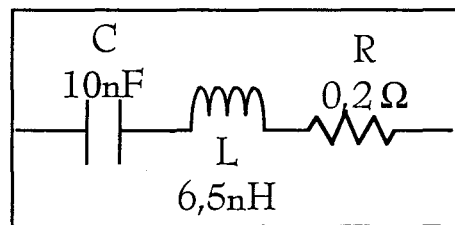


Figure 26-II : *Modèle HF du condensateur 10 nF*

La courbe de la figure 27-II où sont comparées impédances simulée et mesurée de ce condensateur montrent qu'au dessus de 100 MHz, un perturbateur, qui parvient sur un condensateur de découplage, ne sera plus dérivé vers la masse du système mais pénétrera sur le circuit situé en aval. Les expériences de transmissions du perturbateur de l'entrée du composant vers ses alimentations (chapitre III) mettront bien en évidence la diminution d'efficacité de découplage du condensateur.



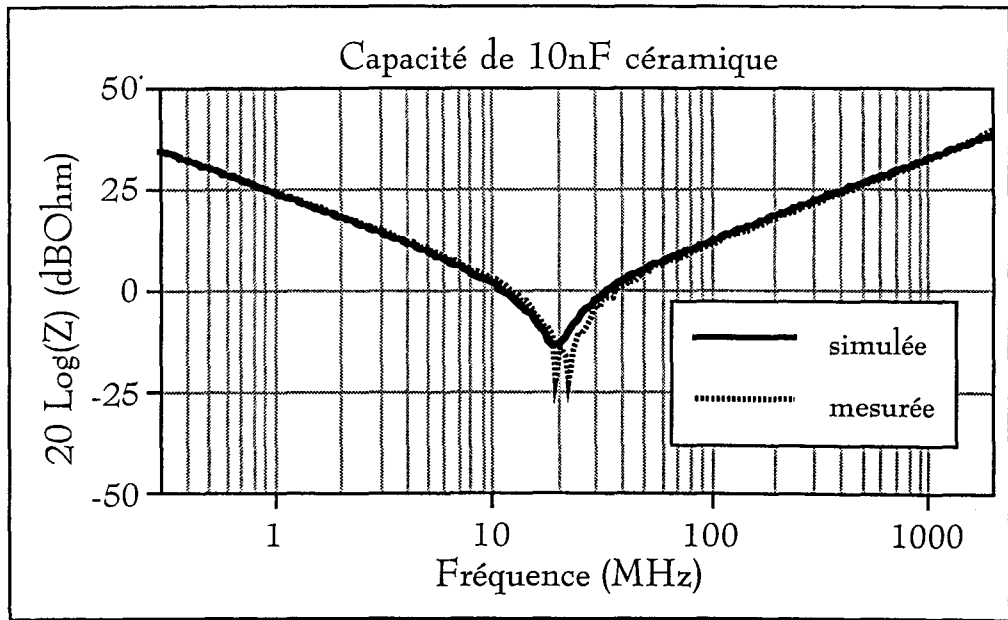


Figure 27-II : Schéma équivalent du condensateur et confrontation théorie expérience

## Conclusion

Ce deuxième chapitre a été consacré à la caractérisation des éléments et des composants intervenant dans l'environnement de l'amplificateur opérationnel. La liste de ces éléments et composants est la suivante :

- le tronçon de piste du circuit imprimé qui amène le perturbateur
- les résistances de  $51\ \Omega$  et  $2,2\ \text{k}\Omega$
- les condensateurs de découplage  $10\ \text{nF}$  céramique

Dans un premier temps, nous avons cherché à modéliser le tronçon de piste par le modèle à constantes réparties (ou encore appelé équations des télégraphistes). Des expériences réalisées ont démontré qu'en plaçant plusieurs charges en bout de ligne, on peut retrouver l'évolution fréquentielle de cette charge, et aussi de n'importe quelle charge, lorsqu'on fait des mesures au niveau de l'entrée du tronçon de ligne car on enlève l'effet apporté par ce tronçon.

Dans un deuxième temps, l'étude des résistances de  $51\ \Omega$  et de  $2,2\ \text{k}\Omega$  sur circuit imprimé nous a permis de connaître leur évolution fréquentielle. La résistance de  $51\ \Omega$  passe à  $61\ \Omega$  à  $1\ \text{GHz}$  soit un écart relatif de  $21,5\%$ . Pour la résistance de  $2,2\ \text{k}\Omega$  la capacité  $C'$ , qui est parallèle à la résistance, devient un élément prédominant du schéma électronique équivalent. La résistance jouera tantôt le rôle d'un filtre si elle est en parallèle, tantôt elle transmettra le signal si elle est en série.

Enfin le condensateur de découplage céramique de  $10\ \text{nF}$ , que l'on trouve à chaque broche de l'alimentation du composant, a un schéma électronique équivalent simple puisqu'il se comporte comme un circuit RLC série. On peut connaître la zone où il se comporte comme une capacité et la zone où il se comporte comme une inductance. Dans la zone où l'inductance prédomine, le perturbateur n'est plus évacué vers le plan de masse par le condensateur et se retrouve localisé au niveau des broches d'alimentations de l'amplificateur, il chemine vers les zones de plus basse impédance.

La connaissance de chaque élément nous permet d'évaluer l'importance qu'il peut prendre dans les mesures qui ont été faites, et ainsi nous permet d'interpréter correctement les mesures par des simulations précises, soit en enlevant l'effet du tronçon de la ligne des mesures, soit en s'ajoutant dans les simulations.

---

## CHAPITRE III

# CARACTERISATION DE L'AMPLIFICATEUR ET ETUDE DE PERTURBATIONS HARMONIQUES AU TRAVERS DE L'AMPLIFICATEUR

---

## SOMMAIRE

Introduction .....	56
III-1) Présentation de l'amplificateur et de son environnement .....	58
III-1-1) L'amplificateur et sa liaison avec la masse .....	58
III-1-2) L'amplificateur et son implantation .....	60
III-2) Recherche du modèle de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel	61
III-2-1) Impédance vue des broches d'alimentation du circuit .....	64
III-2-2) Modélisation de l'étage d'entrée du composant et de ses interconnexions .....	67
III-3) Recherche des éléments à partir des mesures de l'admittance d'entrée équivalente de l'amplificateur et des fonctions de transfert de l'amplificateur entre l'entrée, les broches d'alimentations et la sortie .....	71
III-3-1) Mesures d'admittance d'entrée et mesures de transfert du perturbateur de l'entrée sur les alimentations du composant .....	71
III-3-2) Modélisation de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel....	73
III-3-3) Etude comparative des fonctions de transfert liant l'entrée à l'alimentation et à la sortie de l'amplificateur .....	78
III-4) Caractérisation de la sortie de l'amplificateur .....	79
III-4-1) Impédance de sortie de l'amplificateur .....	79
III-4-2) Etude de la fonction de transfert liant la sortie et l'alimentation négative $V_a^-$ .....	80
Conclusion.....	83

## Introduction

Actuellement les composants électroniques subissent de plus en plus de contraintes électromagnétiques couvrant de larges gammes de fréquences et d'amplitudes. Par exemple, les circuits analogiques utilisés dans les domaines des basses et moyennes fréquences sont perturbés par des sources qui émettent de plus en plus en hautes fréquences telles que le téléphone mobile. Le fonctionnement de ces appareils à proximité de systèmes traitant de faibles signaux électriques crée alors des incidents caractérisés soit par un arrêt complet ou soit par un fonctionnement anormal de certaines fonctions.

Notre étude va concerner cet aspect en regardant les amplificateurs opérationnels qui sont en premier lieu victimes d'interférences électromagnétiques (IEM). Les signaux sont généralement véhiculés jusqu'à leurs entrées par des câbles blindés qui souvent subissent une dégradation de leurs performances de blindages lorsque les fréquences des perturbations sont supérieures à la centaine de MHz. Ainsi les câbles se comportent vis à vis des IEM comme un filtre passe haut ce qui a pour effet d'amener à l'entrée des amplificateurs des parasites résiduels d'amplitude conséquente. Les amplificateurs opérationnels soumis à ces signaux hors bande passante présentent alors un fonctionnement exotique qui se caractérise par exemple par un transfert des perturbations hautes fréquences directement sur la sortie et sur les alimentations dès que la fréquence dépasse 700 MHz. C'est à la compréhension et à la simulation de ce phénomène qu'est consacré ce chapitre.

Dans une première partie deux considérations sont faites sur l'implantation et surtout sur le lien que l'on peut établir entre la fonction électronique réalisée et la sensibilité aux parasites. En deuxième partie, on établit le modèle de l'étage d'entrée du composant par une recherche des éléments parasites qui interviennent sur le circuit intégré. Grâce à des connaissances générales sur les transistors et sur la constitution des éléments intégrés, on va élaborer un schéma composé uniquement d'éléments passifs. Par exemple les connexions internes qui amènent le signal des broches sur le substrat sont inductives et les transistors intégrés se révèlent aux fréquences élevées capacitifs.

Dans une troisième partie sont déterminées les valeurs des éléments de l'étage d'entrée du composant grâce aux mesures effectuées sur l'admittance d'entrée et les fonctions de transfert énergétique entre l'entrée du composant et les voies d'alimentation. L'accent est mis sur le rôle imparti aux condensateurs de découplage montés sur les bornes d'alimentation du circuit. On s'intéressera aussi à la capacité  $C_{+-}$  qui lie les deux alimentations. Des simulations numériques du schéma exploitées sous SPICE seront effectuées puis comparées aux mesures de l'admittance d'entrée et aux fonctions de transfert. On verra que ce modèle simule les fonctions de transfert pour des fréquences se situant hors de la bande de fonctionnement puisque c'est à ces fréquences que ces éléments parasites interviennent le plus.

Enfin après avoir caractérisé l'étage d'entrée, on effectue dans ce dernier paragraphe des mesures concernant l'étage de sortie du composant. On mesure entre autre son impédance qui augmente pour des fréquences atteignant 10 MHz, puis fluctue dans la bande 10 MHz - 1 GHz mais ses valeurs restent comprises entre  $31 \Omega$  et  $125 \Omega$ . Ainsi elle devient du même ordre de grandeur que l'impédance d'entrée ce qui ne va pas sans poser de problèmes, par exemple, d'écoulements de charges créés par couplage électrique. Celles-ci ne vont plus s'évacuer uniquement vers la sortie mais aussi vers l'entrée.

### III-1) Présentation de l'amplificateur et de son environnement

#### III-1-1) L'amplificateur et sa liaison avec la masse

Il faut savoir que les amplificateurs opérationnels sont des composants d'une conception telle qu'il n'y a pas de broche qui assure une liaison directe entre le composant et la masse du système. On peut ainsi décrire son brochage (figure 1-III).

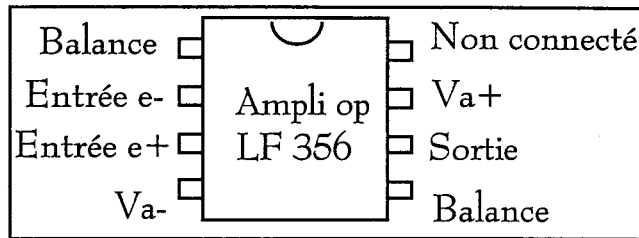


Figure 1-III : Amplificateur opérationnel.

On y trouve les broches de balances qui permettent un réglage de la tension de décalage qui se produit naturellement en sortie du composant lorsqu'aucun signal n'est mis en entrée, et les alimentations positive et négative notées  $V_{a+}$  et  $V_{a-}$ . On y trouve aussi les entrées inverseur  $e^-$  et non inverseur  $e^+$  ainsi que la broche de sortie. La liaison de masse sera donc assurée par les éléments reliés à l'amplificateur notamment les deux alimentations  $V_{a+}$  et  $V_{a-}$  qui ont leur masse commune avec celle du circuit imprimé et donc reliée à celle du signal d'entrée (figure 2-III et figure 3-III).

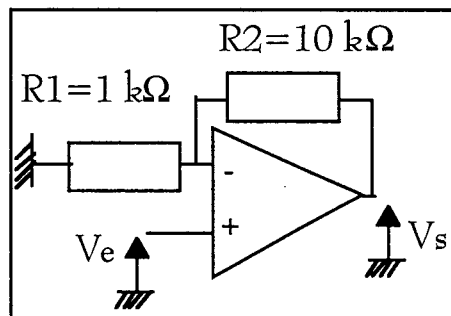


Figure 2-III : Amplificateur en gain éleveur +11



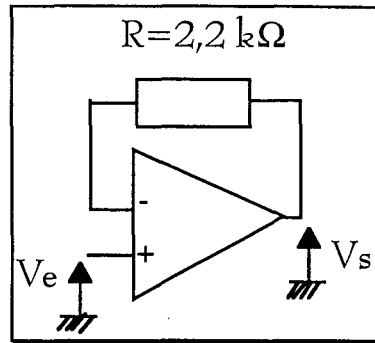


Figure 3-III : Amplificateur en suiveur

Les deux figures présentées en sont l'illustration. La figure 2-III représente un amplificateur monté en élévateur (gain  $A$  supérieur à 1) : le point de masse de la fonction est assuré par  $R1$ . La figure 3-III représente un montage en suiveur (gain  $A=+1$ ) : la fonction n'exige pas de point de masse. Dans les deux cas ce sont les alimentations apportant l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur et au pilotage de la charge qui assurent la liaison avec la masse.

Si un perturbateur arrive sur l'entrée à une fréquence comprise dans la bande passante de l'amplificateur, il ressort amplifié en puissance par l'étage de sortie de celui-ci : l'alimentation  $V_{a+}$  fournit le courant lors de l'alternance positive et l'alimentation  $V_{a-}$  l'absorbe lors de l'alternance négative. Mais quand un perturbateur arrive sur l'entrée à une fréquence qui se situe au delà de la bande passante, l'étage intermédiaire et l'étage de sortie ne fonctionnent plus normalement car les éléments parasites des transistors de ces étages agissent. La question est donc de déterminer les voies par lesquelles ressort le signal injecté à l'entrée de l'amplificateur.

On verra dans le paragraphe III-2 que les alimentations contribuent à ce phénomène. Pour cela nous étudierons le transfert d'énergie entre l'entrée et les alimentations. Aux fréquences élevées, ce mécanisme sera provoqué par les inductances parasites des condensateurs céramiques de découplage (même avec des connexions très petites, elles se révéleront inductives). De cette façon une majeure partie de l'énergie du signal d'entrée se retrouve sur les lignes d'alimentation de la carte.

### III-1-2) L'amplificateur et son implantation

Pour mettre en oeuvre les mesures, l'amplificateur opérationnel ainsi que les composants nécessaires à son fonctionnement sont câblés sur un circuit imprimé; les alimentations sont amenées par des fils soudés sur le circuit et torsadés pour éviter les boucles magnétiques. La principale difficulté est d'introduire le perturbateur hyperfréquence sur le circuit. En effet, l'étude envisagée se fait à très hautes fréquences (100 MHz - 1 GHz) alors que la bande passante nominale du composant est de 6 MHz (figure 4-III).

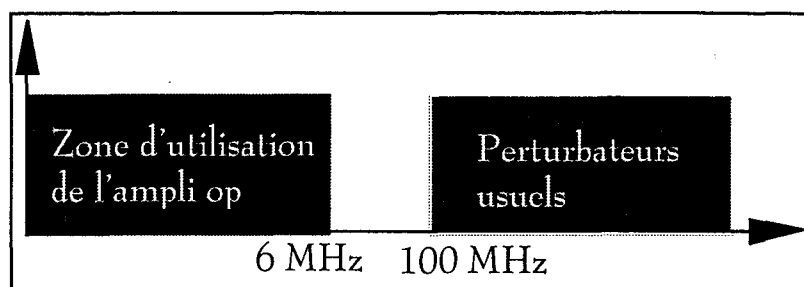


Figure 4-III : Zone de fonctionnement normal de l'amplificateur et zone explorée

À de telles fréquences, le circuit imprimé sur lequel est fixé le composant va jouer énormément. Notamment il faut prendre en compte les tronçons de lignes qui amènent le perturbateur au composant. Ainsi pour les différentes maquettes réalisées, les circuits imprimés ont un plan de masse sauf sous l'emprise du circuit intégré afin d'éviter un couplage capacitif entre les broches du composant et la très grande proximité du plan de masse : on veut ainsi réduire les facteurs de couplage parasites.

Bien que le circuit imprimé soit de petite taille, l'introduction de la connectique (fiches SMA, résistances) impose des tronçons de ligne de dimensions non négligeables par rapport aux longueurs d'ondes où l'on veut effectuer les mesures. On peut donner à titre indicatif le schéma d'un typon utilisé pour réaliser un circuit imprimé pour l'amplificateur opérationnel (figure 5-III). Ces tronçons de ligne parallèles au plan de masse peuvent cependant être traités comme des lignes coplanaires, ainsi la théorie des lignes sera utilisée pour compenser les phénomènes de propagation qu'ils engendrent.

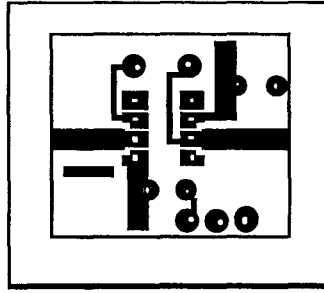


Figure 5-III : Exemple de typon de circuit imprimé, pleine échelle.

On donne à titre d'exemple ce que le traitement par la théorie des lignes peut faire sur des mesures brutes relevées à l'analyseur de réseaux. On va comparer les données de la partie imaginaire de l'admittance d'entrée, notée  $B$ , dans le cas où l'amplificateur est en montage suiveur ( $A=+1$ ) (figure 6-III).

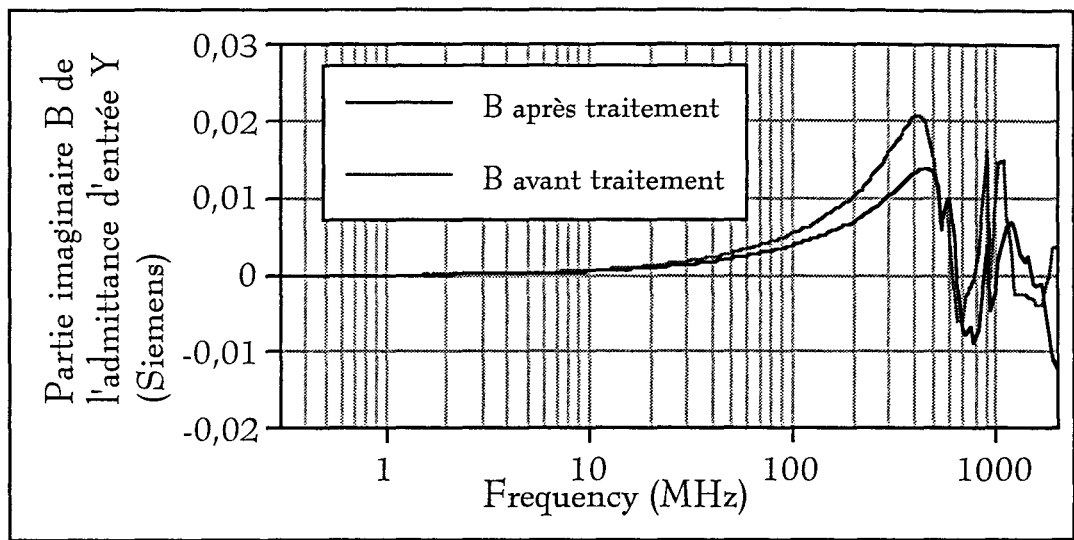


Figure 6-III : Utilisation de la théorie des lignes pour traiter les données.

Après un traitement par la théorie des lignes, la valeur de la partie imaginaire de l'admittance est corrigée. Les fluctuations constatées sur la courbe non traitée sont atténuées sur la courbe traitée, mais de manière générale l'allure de la courbe est conservée. On arrive aux mêmes conclusions si la comparaison s'effectue sur la partie réelle de l'admittance.

### III-2) Recherche du modèle de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel

Le but de ce paragraphe est de mettre en évidence les éléments du modèle de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel à partir de mesures d'admittance d'entrée et de mesures de transfert d'énergie à travers l'amplificateur en très hautes fréquences entre l'entrée et les alimentations. Il sera fait usage d'un analyseur de réseaux afin d'exploiter dans les meilleures conditions possibles les fonctions de transfert. La configuration expérimentée correspond au montage à gain unité non inverseur ( $A=+1$ ) ou montage suiveur (figure 7-III). En effet pour les montages en montage inversion de phase ( $A=-1$ ) (figure 8-III), on verra que la configuration de l'amplificateur atténue le signal qui apparaît en entrée.

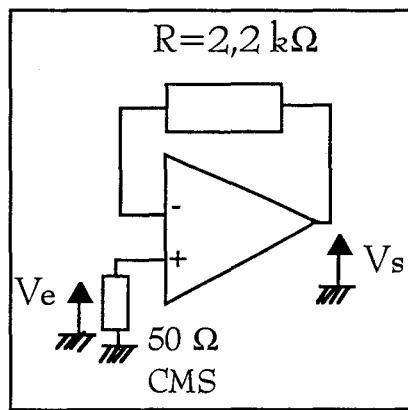


Figure 7-III : Montage en gain inversion de phase avec un gain unité.

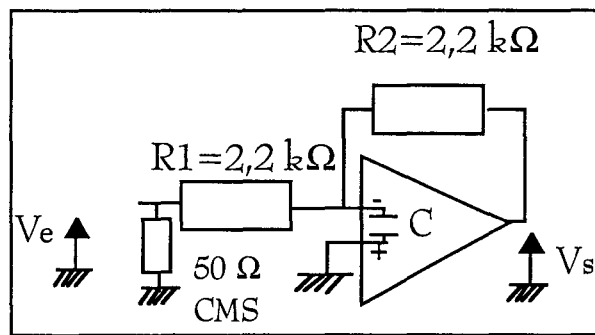


Figure 8-III : Montage en gain non inversions de phase avec gain unité

On fera usage des fonctions de transfert suivantes.

$$H_- = \frac{\text{Tension relevée sur } V_{a-}}{\text{Tension d'entrée}} \quad (\text{III-1})$$

$$H_+ = \frac{\text{Tension relevée sur } V_{a+}}{\text{Tension d'entrée}} \quad (\text{III-2})$$

Lorsqu'on compare ces deux fonctions mesurées sur un amplificateur successivement en inversion de phase ( $A=-1$ ) et en non inversion de phase ( $A=+1$ ), la dernière révèle un transfert d'énergie bien plus important vers les alimentations (figure 9-III).

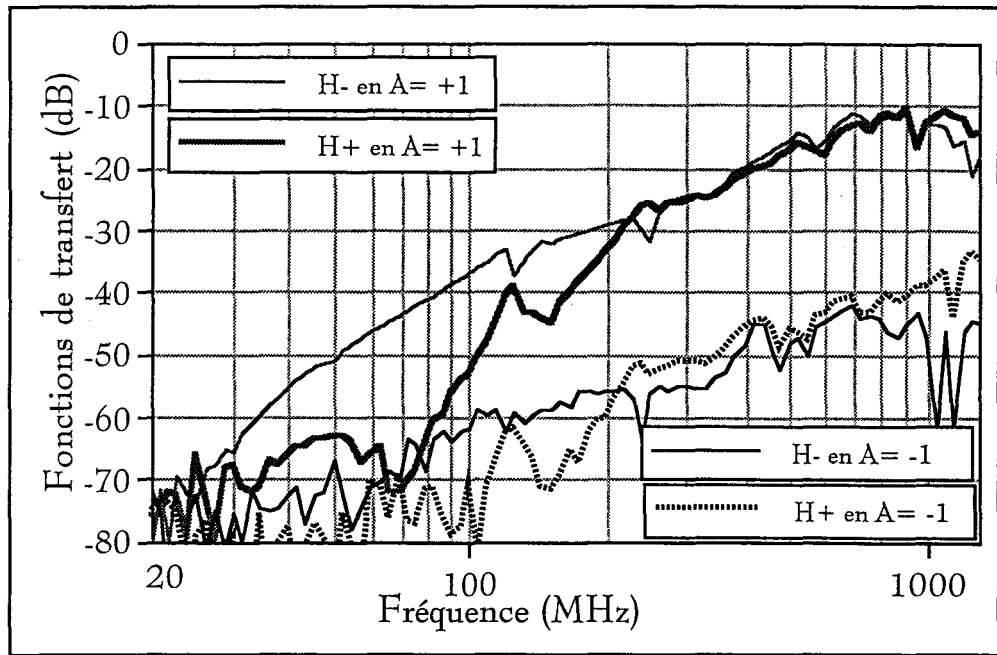


Figure 9-III : Comparaison de la transmission du perturbateur entre le montage non inversion de phase et inversion de phase.

Pour l'amplificateur en montage inversion de phase ( $A=-1$ ), les fonctions de transfert atteignent un maximum de -35 dB. Le perturbateur est atténué par le réseau du 1er ordre, comme le montre la figure 7-III. En effet la capacité d'entrée  $C$  et la résistance d'entrée  $R1$  forment un filtre passe bas très efficace pour ces fréquences. Cela signifie aussi que l'impédance d'entrée du montage est plus forte en montage avec inversion de phase à gain unité ( $A=-1$ ) qu'en montage en suiveur ( $A=+1$ ) dans la gamme des hautes fréquences (100 MHz - 1 GHz) (figure 10-III).

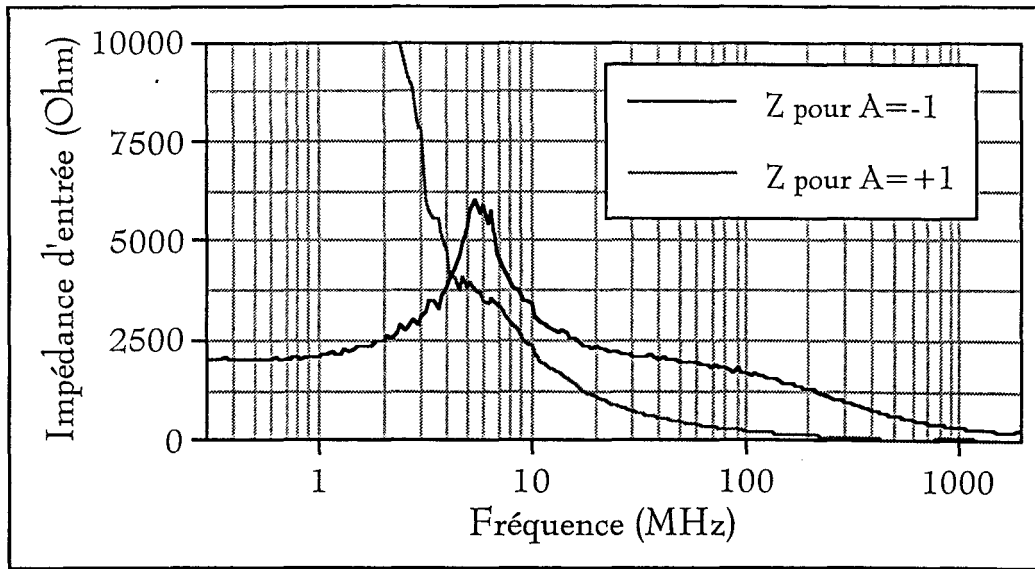


Figure 10-III : Impédance d'entrée dans deux configuration en gain  $A=+1$  et  $A=-1$

Ce résultat, d'ailleurs, est en contradiction avec le comportement nominal de l'amplificateur dans sa bande passante usuelle. En effet l'amplificateur en montage suiveur ( $A=+1$ ) a une impédance d'entrée très élevée et une impédance de sortie très faible dans sa bande de fonctionnement, propriété qui est utilisé pour l'adaptation d'impédance de circuits électroniques. L'expérience montre que ce comportement s'inverse pour des fréquences qui se situent au delà de sa bande de fonctionnement (6 MHz). Les perturbateurs vont donc moins facilement pénétrer dans l'amplificateur en montage inversion de phase ( $A=-1$ ) qu'en montage suiveur ( $A=+1$ ), par suite de l'effet de filtrage du réseau du 1er ordre cité précédemment. Cette raison pousse à étudier l'amplificateur opérationnel en montage suiveur ( $A=+1$ ).

Notons que les effets parasites apportés par le circuit imprimé sur lequel sont fixés l'amplificateur et ses composants annexes seront implicitement pris en compte lors du dépouillement des mesures afin d'extraire les effets intrinsèques à la fonction d'amplification.

### III-2-1) Impédance vue des broches d'alimentation du circuit

La figure 11-III représente le circuit d'alimentation de l'amplificateur. La torsade faite avec les fils permet de figer la géométrie de la ligne d'alimentation ce qui évite ainsi la création d'une boucle magnétique.

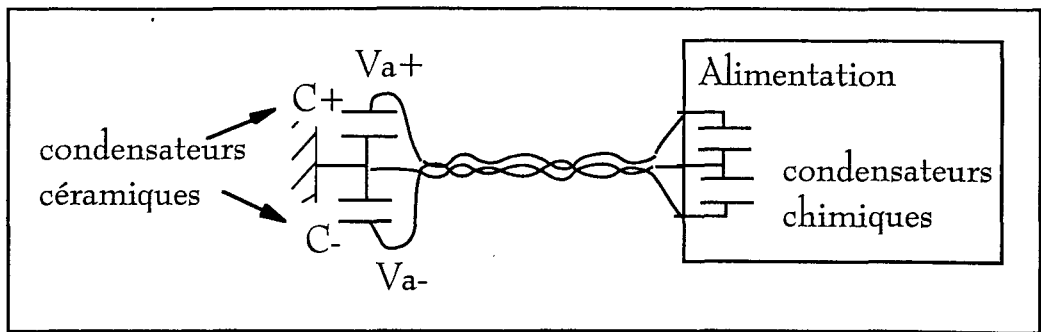


Figure 11-III : Circuit d'alimentation

La figure 12-III représente l'évolution en fonction de la fréquence de l'impédance du système vu de l'alimentation  $V_{a+}$  d'abord sans condensateur de découplage  $C+$  puis avec le condensateur. On utilise pour découpler un condensateur céramique de valeur 10 nF dont les connexions sont les plus courtes possibles.

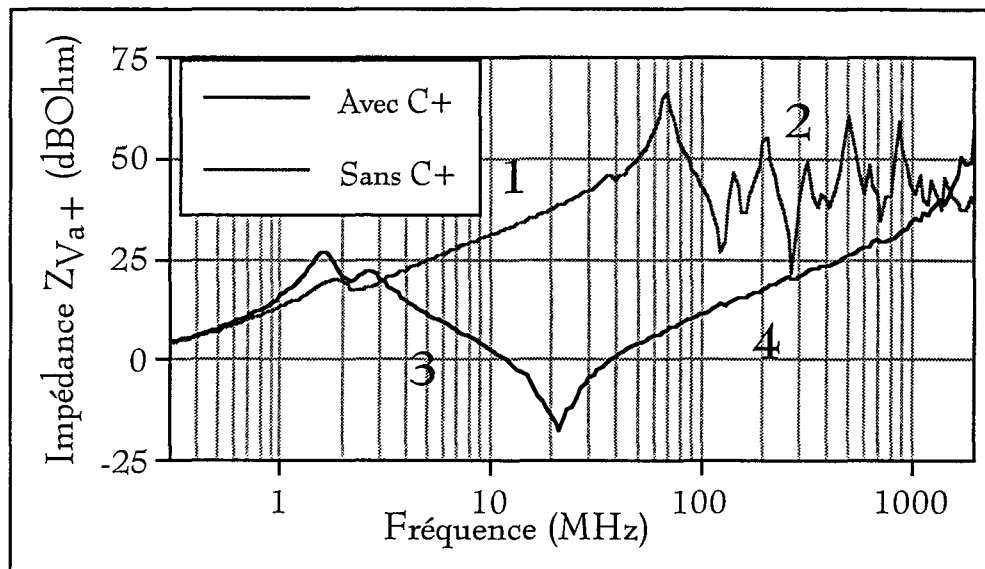


Figure 12-III : Impédance vue des broches d'alimentation

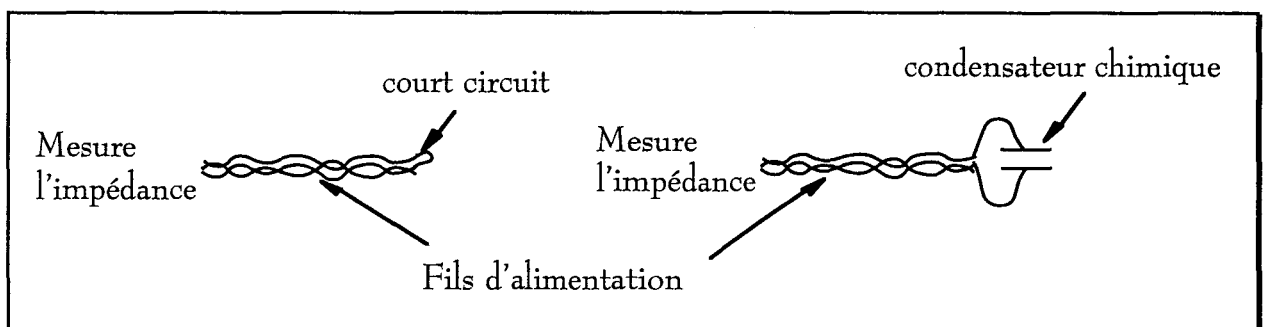
Les zones 1 et 2 correspondent à l'impédance du système d'alimentation sans  $C+$  et les zones 3 et 4 représentent cette impédance avec  $C+$ . La zone 1 est caractérisée par l'impédance à prédominance inductive des condensateurs chimiques de l'alimentation, la zone 2 est en relation avec les phénomènes de propagation dans les lignes d'alimentation. On remarque alors que la présence du condensateur  $C+$  céramique a pour effet de diminuer à partir de 2 MHz

l'impédance vue de  $V_{a+}$ : la zone 3 caractérise l'impédance à prédominance capacitive de ce condensateur et la zone 4 correspond à l'impédance à prédominance inductive de ce même condensateur.

De ce graphique on déduit que, pour la gamme de fréquences qui nous intéresse (100 MHz - 1 GHz), l'on peut remplacer l'impédance du système d'alimentation par celle des condensateurs céramiques  $C^+$  et  $C^-$  placés sur les broches de l'amplificateur. Il est à noter qu'au dessus de 20 MHz ces condensateurs sont inductifs puisqu'ils ont une inductance parasite série de 6,5 nH (cf. II-4-2).

De plus à partir de 1,3 GHz on peut remarquer que c'est la propagation dans les lignes d'alimentation qui prend le dessus sur l'effet des condensateurs de découplage, ainsi nos simulations des fonctions de transfert  $H^+$  et  $H^-$  seront valables jusque 1,3 GHz.

En ce qui concerne la zone 2, cela est bien dû à un phénomène de propagation dans les lignes, car ce phénomène apparaît lorsqu'on mesure l'impédance des fils d'alimentation aussi bien quand l'extrémité est un court circuit que lorsqu'elle est connectée à un condensateur chimique de 470  $\mu\text{F}$  fortement inductif pour ces fréquences. Ce condensateur est utilisé pour le découplage du boîtier d'alimentation (figure 13-III).



*Figure 13-III : Mesures d'impédance d'une ligne d'alimentation*

Les courbes de la figure 14-III montrent qu'au dessus de 100 MHz, la propagation en ligne est bien à l'origine des fluctuations d'impédance.



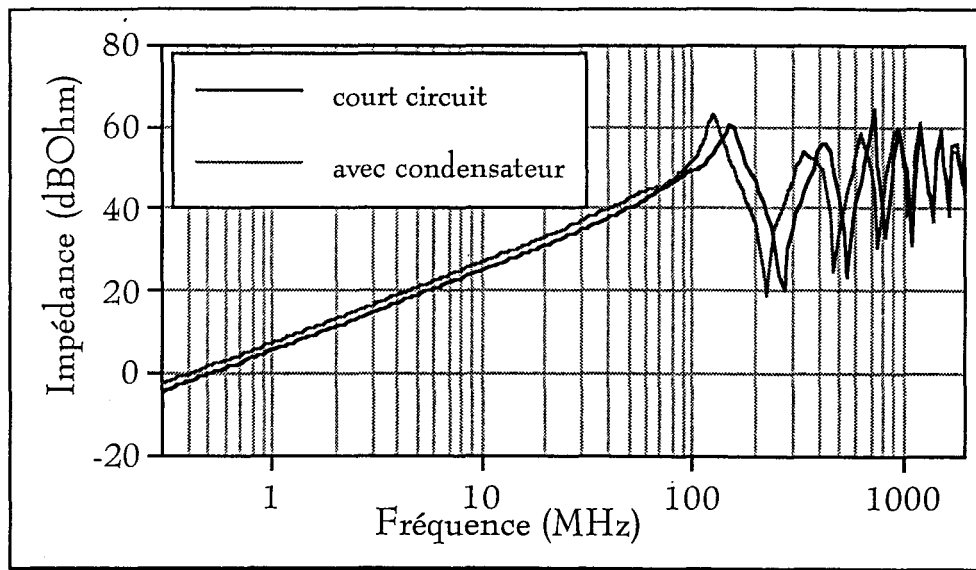


Figure 14-III : Comparaison de l'impédance des lignes d'alimentation

### III-2-2) Modélisation de l'étage d'entrée du composant et de ses interconnexions

On veut établir un schéma équivalent de l'étage d'entrée de l'amplificateur différentiel de l'amplificateur opérationnel donné en figure 15-III. Il est composé de transistors JFET à canal p sur lesquels on fait apparaître les capacités parasites  $C_{gd}$  (grille drain),  $C_{gs}$  (grille source) et  $C_{ds}$  (drain source) et de générateurs de courants reliant respectivement le point commun des sources à  $V_{a+}$  et les drains à  $V_{a-}$ . Aux fréquences élevées chacun de ces générateurs peut être remplacé par une capacité ce qui nous permet d'aboutir au schéma de la figure 15-III où l'on fait apparaître entre chaque point interne du composant intégré et la broche qui lui correspond, une inductance et une résistance caractérisant l'interconnexion.

De plus comme le montre la figure 1-III les broches de l'entrée  $e+$  et de l'alimentation  $V_{a-}$  sont proches, il apparaît alors une capacité de couplage due à la grande proximité des deux points de connexion.

Enfin, on ajoute au schéma équivalent de l'étage d'entrée, les condensateurs de découplage qui ont une capacité et une inductance série. Les éléments des condensateurs valent respectivement 10 nF et 6,5 nH, ils ont été déterminés au paragraphe II-4-2.

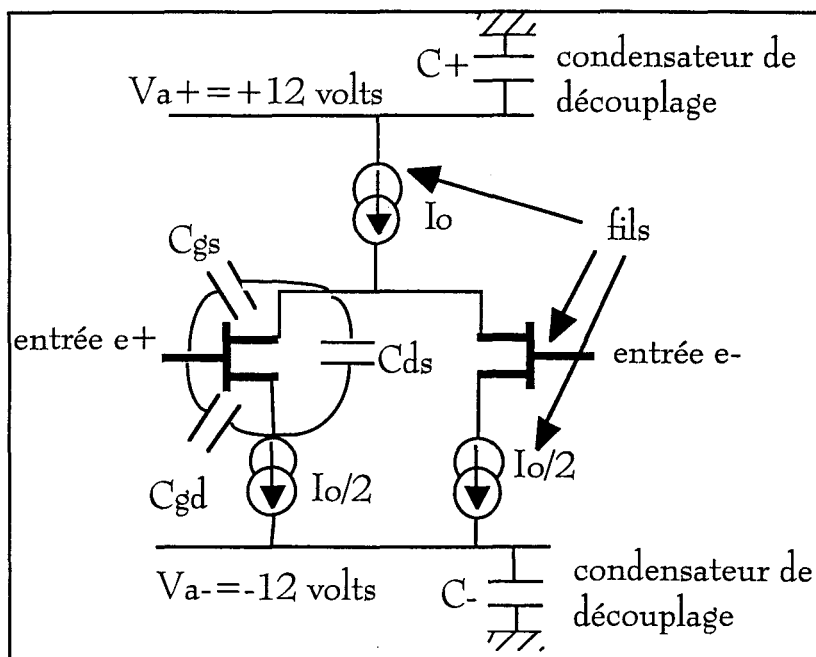


Figure 15-III : Etage différentiel de l'amplificateur opérationnel

Ce schéma va donc représenter l'étage d'entrée de l'amplificateur et de ses interconnexions avec les alimentations. Toutefois d'autres mesures nous amèneront à ajouter des éléments supplémentaires. En effet on peut déjà constater sur la courbe de la figure 6-III obtenue sur l'amplificateur en montage suiveur que pour des fréquences inférieures à 100 MHz, les caractéristiques de transmission du perturbateur de l'entrée vers les alimentations sont parallèles puis convergent au delà de cette fréquence. Cela signifie qu'il existe aux très hautes fréquences un effet de couplage entre les bornes d'alimentations. La simulation de ce phénomène peut être alors réalisée par l'adjonction d'un circuit RLC ( $C_{+-}$  étant la capacité) série comme on le montre à droite de la figure 17-III. Notons que la présence de cette capacité a pu être mise en évidence à l'aide d'un banc de mesure spécifique.

Ce schéma équivalent est utilisé pour simuler les transmittances aux fréquences suffisamment élevées pour que les éléments parasites de l'étage d'entrée interviennent, c'est à dire hors de la bande passante de l'amplificateur qui est de 6 MHz. C'est pour ces raisons que la simulation des transmittances  $H_-$  et  $H_+$  est réalisée pour des fréquences supérieures à 20 MHz (Figure 9-III).

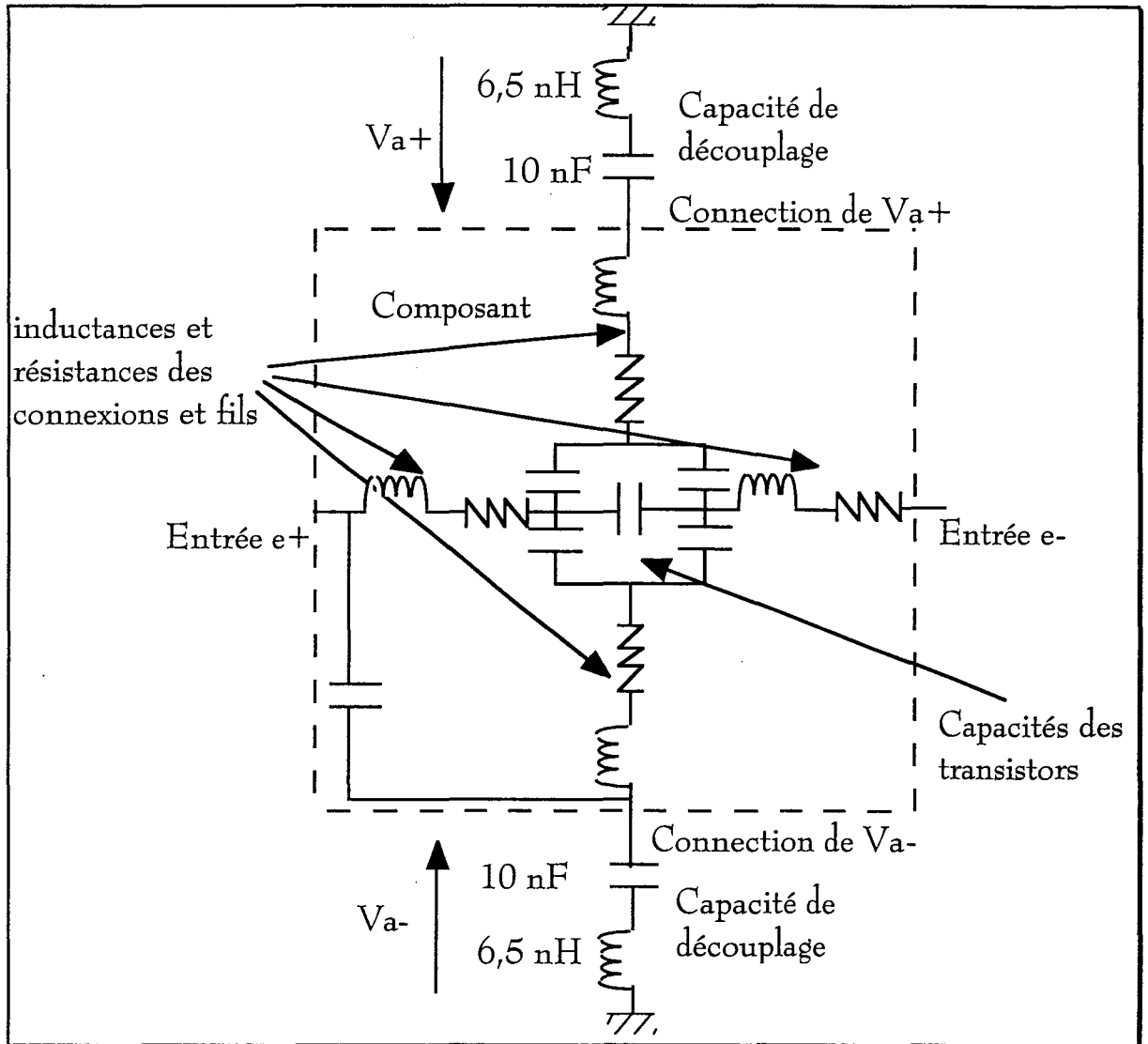


Figure 16-III : 1er schéma des éléments parasites de l'étage différentiel

Ajoutons aussi le commentaire suivant : à l'extrême droite du schéma de la figure 17-III, on a représenté une résistance, notée  $R$ , qui est la résistance de bouclage qui se situe entre la sortie, que l'on suppose d'impédance faible (masse), et l'entrée  $e-$  du composant. Celle-ci vaut  $2 \text{ k}\Omega$  lorsqu'on effectue une simulation de l'amplificateur en configuration suiveur ( $A=+1$ ) et elle vaut  $0 \text{ }\Omega$  pour les simulations de l'entrée  $e-$  est à la masse.

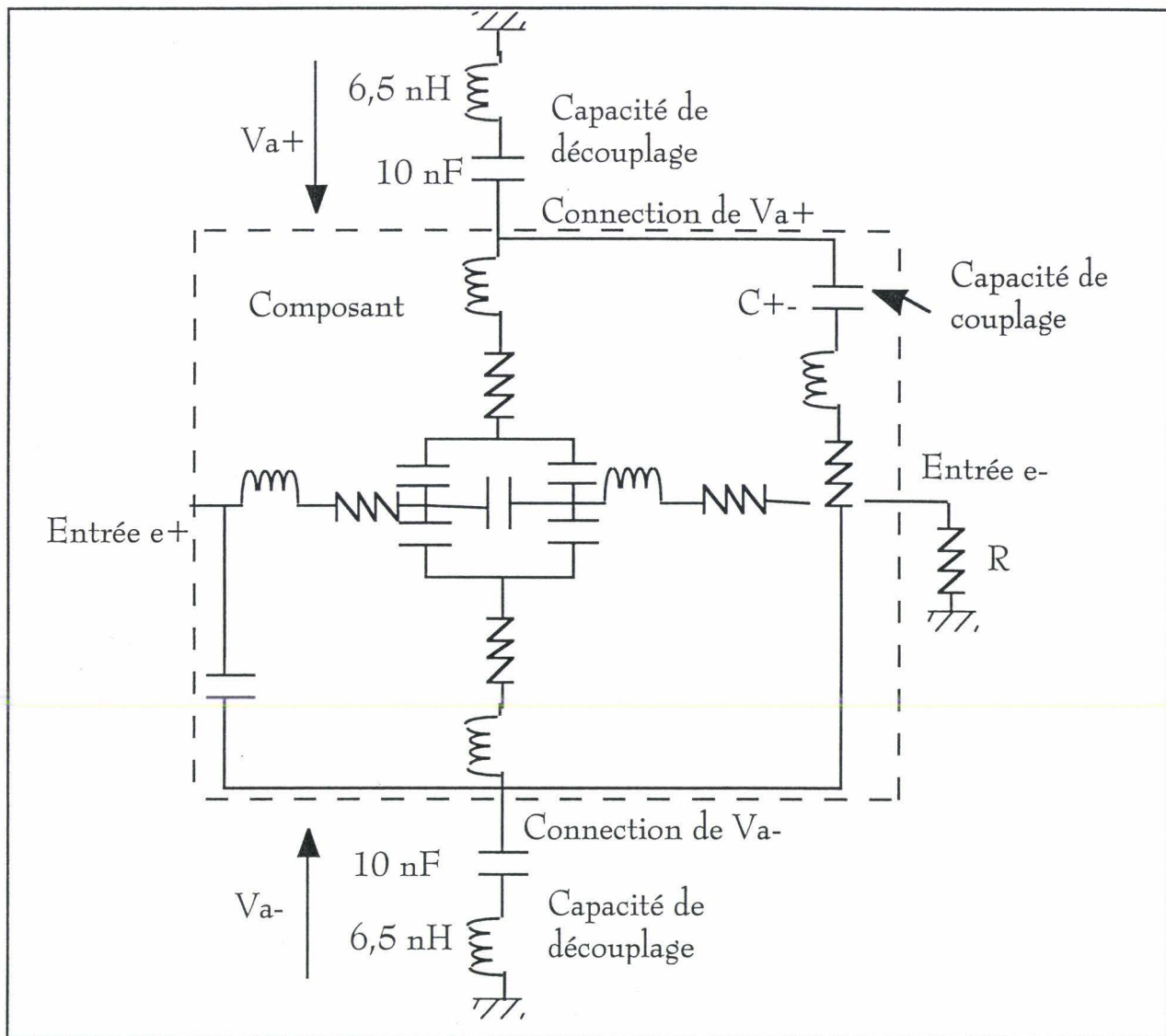


Figure 17-III : Schéma définitif de l'étage d'entrée et des interconnexions avec les alimentations

Les paramètres du schéma équivalent sont déduits de mesures d'admittance et de transmittance effectuées à l'analyseur de réseaux dans la gamme  $300\text{ kHz} - 2\text{ GHz}$ . Pour y parvenir l'amplificateur est mis dans différentes configurations qui seront explicitées dans le paragraphe qui suit. Ce modèle a été implanté sous SPICE : la fonction de transfert simulée correspond aux fonctions mesurée, de même pour les admittances. Ceci signifie que la topologie de la figure 17-III est correcte et ces prévisions seront justifiées au paragraphe III-3.

III-3) Recherche des éléments à partir des mesures de l'admittance d'entrée équivalente de l'amplificateur et des fonctions de transfert de l'amplificateur entre l'entrée, les broches d'alimentations et la sortie

III-3-1) Mesures d'admittance d'entrée et mesures de transfert du perturbateur de l'entrée sur les alimentations du composant

Pour la recherche des éléments du schéma équivalent, nous avons utilisé deux montages de l'amplificateur opérationnel. Le premier montage est celui décrit en figure 3-III correspondant à l'amplificateur en suiveur ( $A=+1$ ) et le deuxième montage concerne un montage où l'amplificateur a son entrée  $e-$  à la masse (figure 18-III). Ce dernier montage n'a été réalisé que pour pouvoir évaluer facilement les valeurs des éléments parasites situés entre les entrées  $e+$  et  $e-$ . On a aussi utilisé les mesures de fonctions de transfert entre l'entrée et les alimentations ( $H+$  et  $H-$ ) pour évaluer les éléments assurant l'interconnexion du composant à ses broches d'alimentation.

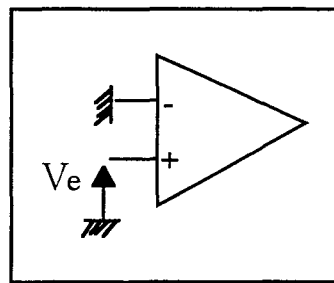


Figure 18-III : Montage de l'amplificateur opérationnel avec l'entrée  $e-$  à la masse.

Les caractéristiques de la figure 19-III présentent l'évolution fréquentielle (300 kHz - 2 GHz) de la partie réelle et imaginaire de l'admittance d'entrée (respectivement notée  $G$  et  $B$ ) pour l'amplificateur en montage suiveur et la figure 20-III lorsque l'entrée  $e-$  est à la masse.

La figure 21-III présente les fonctions de transfert  $H-$  et  $H+$  mesurées dans la gamme 20 MHz - 1,3 GHz pour un montage suiveur.

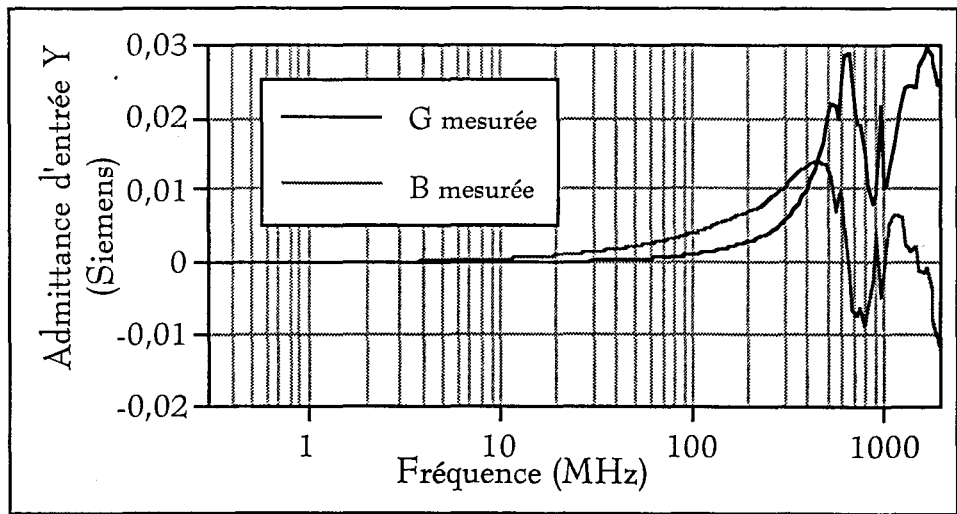


Figure 19-III : Amplificateur opérationnel en suiveur

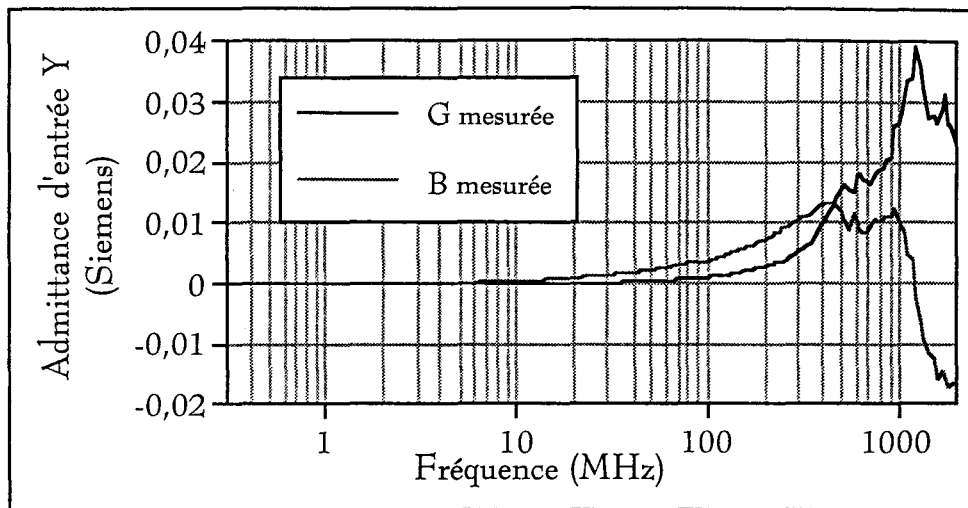


Figure 20-III : Amplificateur opérationnel avec l'entrée e- à la masse

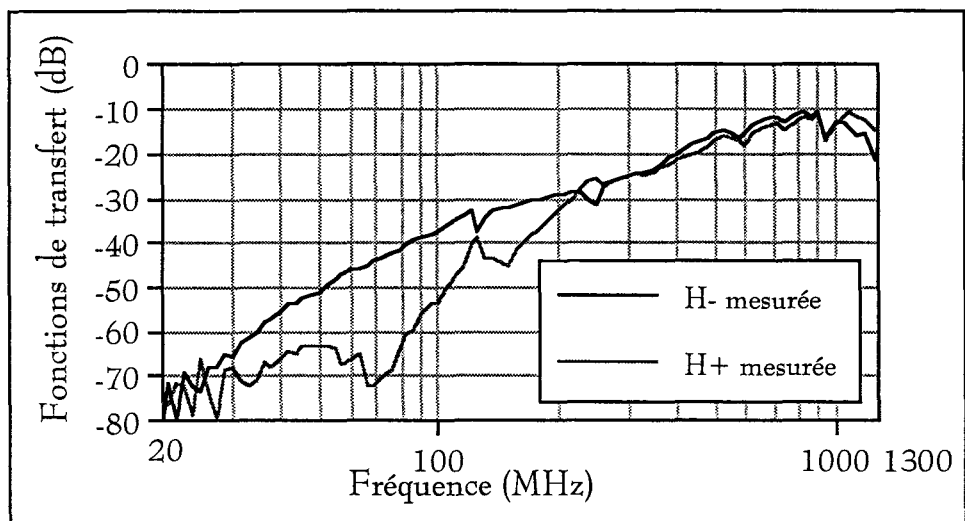


Figure 21-III : Relevées des fonctions de transfert H- et H+

### III-3-2) Modélisation de l'étage d'entrée de l'amplificateur opérationnel

A partir des mesures qui viennent d'être réalisées, et de nombreuses simulations du modèle sur SPICE, le schéma avec les éléments passifs suivant a été défini (figure 22-III).

Le modèle, avec les valeurs obtenues, est alors confronté aux mesures tant d'admittance que de fonctions de transfert  $H+$ ,  $H-$ . Il est valable aux fréquences pour lesquelles l'amplificateur n'est plus actif (donc au dessus de 20 MHz). Mais comme les transistors de l'étage d'entrée sont des transistors à effet de champ en ce qui concerne l'admittance d'entrée sa validité s'étend à des fréquences plus basses.

Vont alors apparaître dans l'ordre qui suit la confrontation entre la mesure et la simulation de l'admittance d'entrée lorsque le composant est en montage suiveur (figure 23a-III et figure 23b-III), puis quand l'entrée  $e-$  est mise à la masse (figure 24a-III et figure 24b-III). Enfin on confronte les transmittances  $H-$  et  $H+$  avec les mesures de transmission du perturbateur de l'entrée sur les alimentations (figure 25a-III et figure 25b-III). Notons d'ailleurs au passage la valeur importante de 70 pF qu'il a fallu donner à  $C+-$  pour avoir une bonne convergence entre les transmittances simulées et les fonctions de transfert mesurées  $H-$  et  $H+$ .

Sur la figure 25a-III et la figure 25b-III où apparaissent les évolutions fréquentielles des fonctions  $H-$  et  $H+$  mesurées et simulées, on remarque au dessus de 700 MHz que l'atténuation provoquée sur les signaux se réduit fortement pour n'atteindre que 10 dB ce qui veut dire que l'énergie qui vient de l'entrée transite presque directement vers les alimentations.

On peut interpréter ces phénomènes par le comportement inductif du condensateur de découplage 10 nF. En effet l'inductance intrinsèque du condensateur fait que les perturbateurs ne sont plus dérivés vers la masse du système. Pour améliorer cette fonction il suffit de diminuer les longueurs de pattes du condensateur, il reste cependant une inductance résiduelle de 6,5 nH, intrinsèque au condensateur. Une autre solution serait alors d'ajouter en parallèle

des condensateurs de plus petites valeurs qui prennent le relais des condensateurs qui deviennent inductifs lorsque la fréquence augmente.

Modèle de l'étage d'entrée et de ses interconnexions

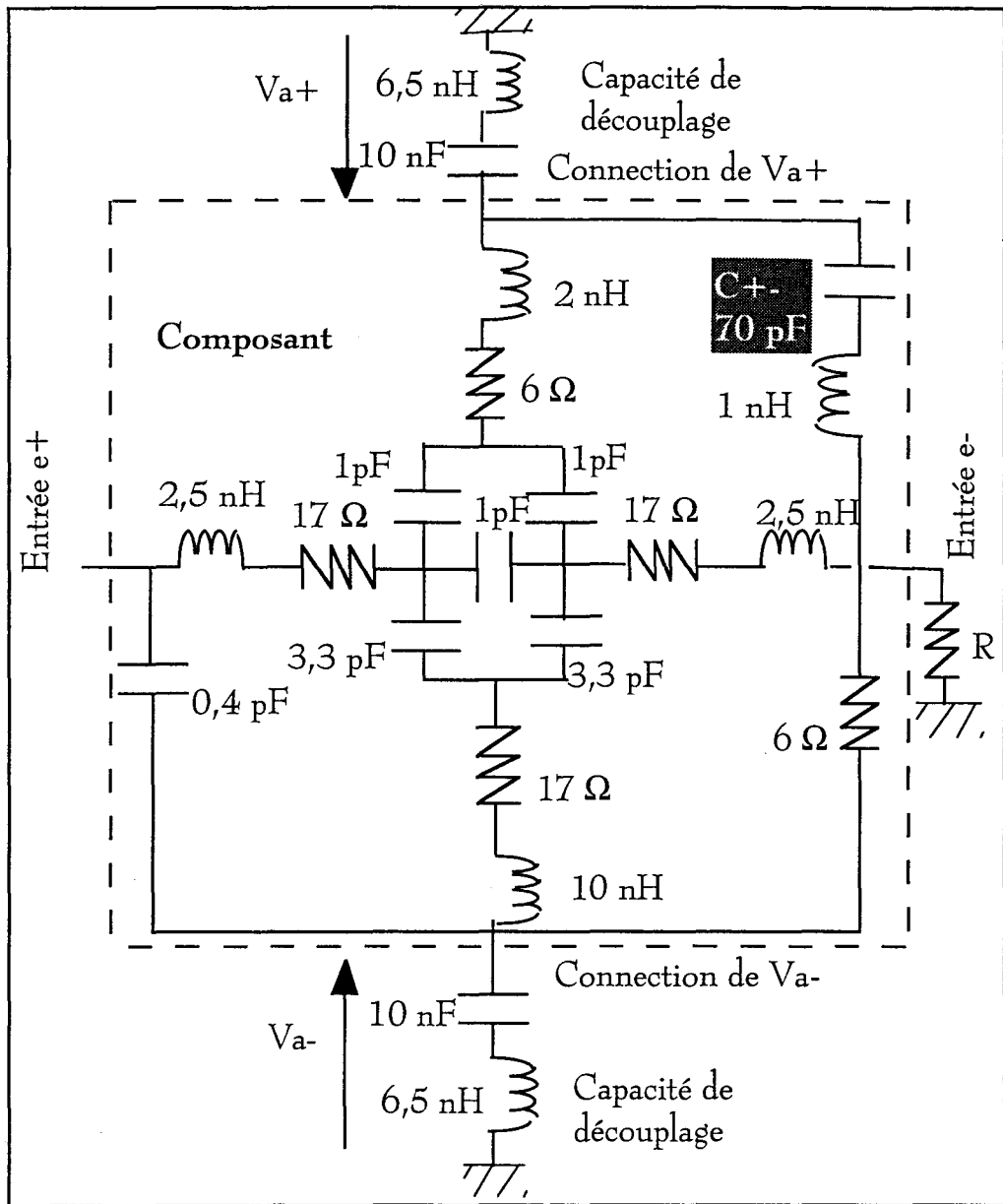


Figure 22-III



Confrontation entre l'admittance d'entrée mesurée et simulée dans le cas où l'amplificateur est en montage suiveur

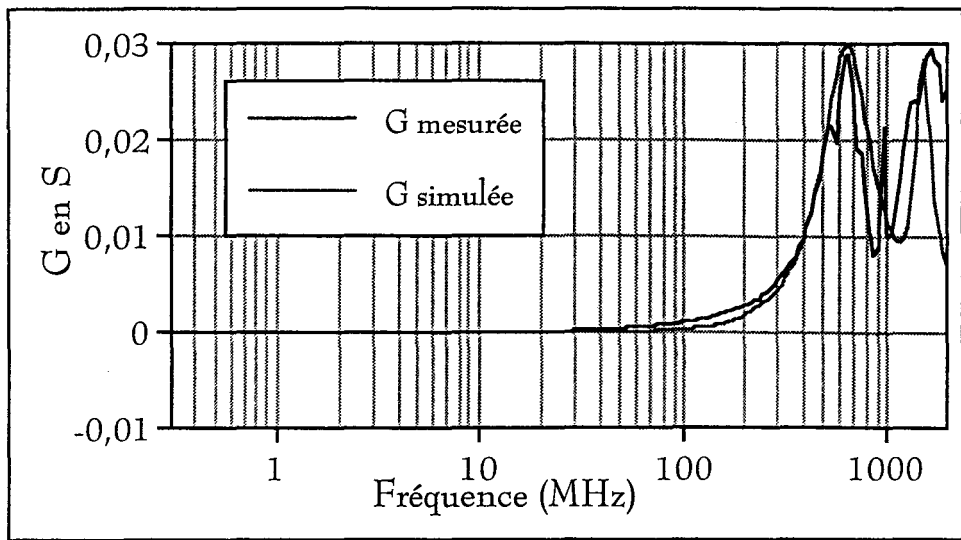


Figure 23a-III : Comparaison de  $G$  mesurée et simulée

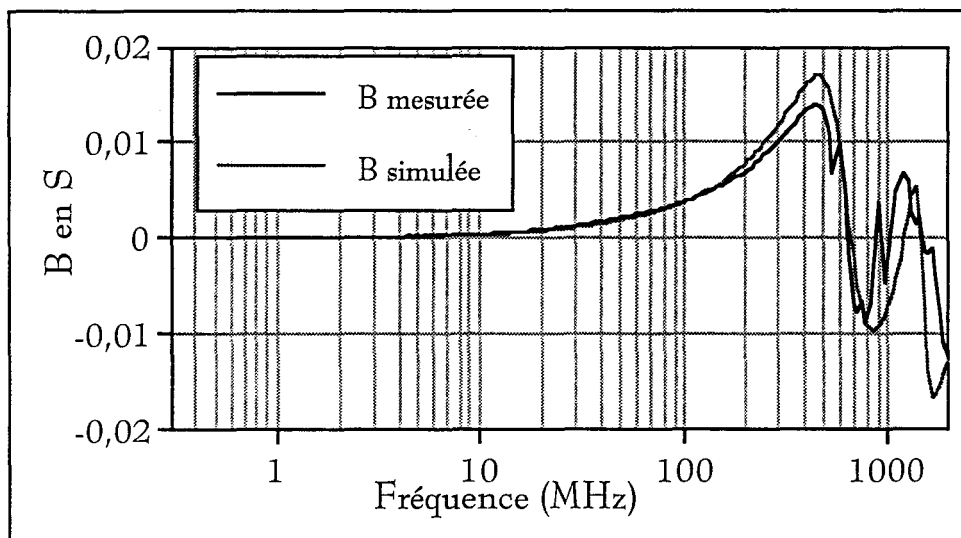


Figure 23b-III : Comparaison de  $B$  mesurée et simulée

Confrontation entre l'admittance d'entrée mesurée et simulée dans le cas où l'entrée e- de l'amplificateur est mise à la masse

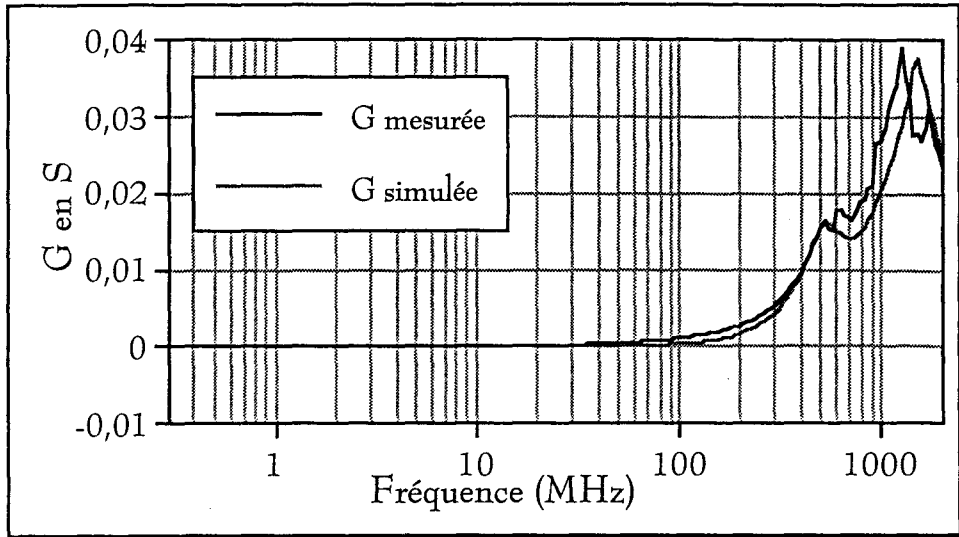


Figure 24a-III : Comparaison de  $G$  mesurée et simulée

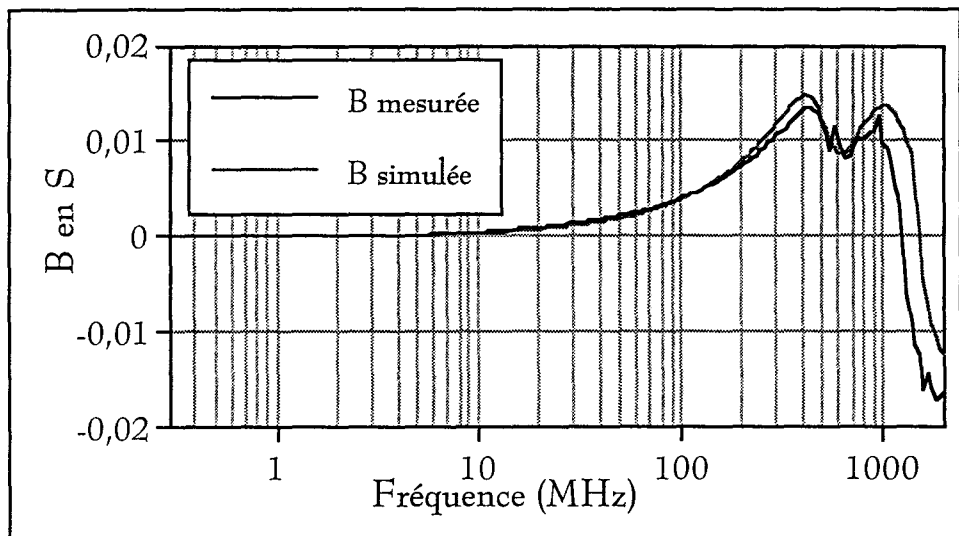


Figure 24b-III : Comparaison de  $B$  mesurée et simulée

Confrontation entre la fonction de transfert mesurée et la transmittance simulée dans le cas où l'amplificateur est en montage suiveur

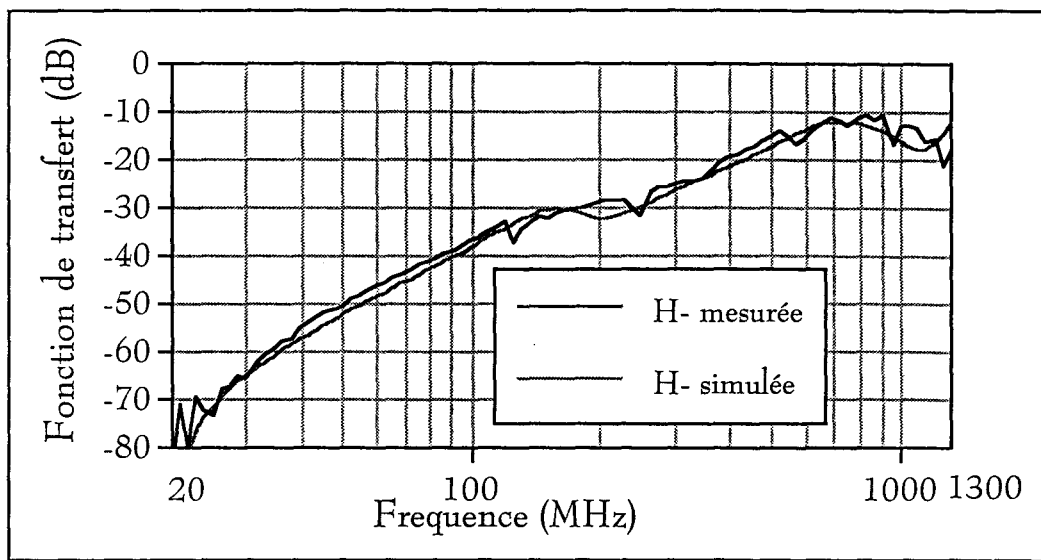


Figure 25a-III : Comparaison entre la fonction de transfert H- mesurée et la transmittance H- simulée

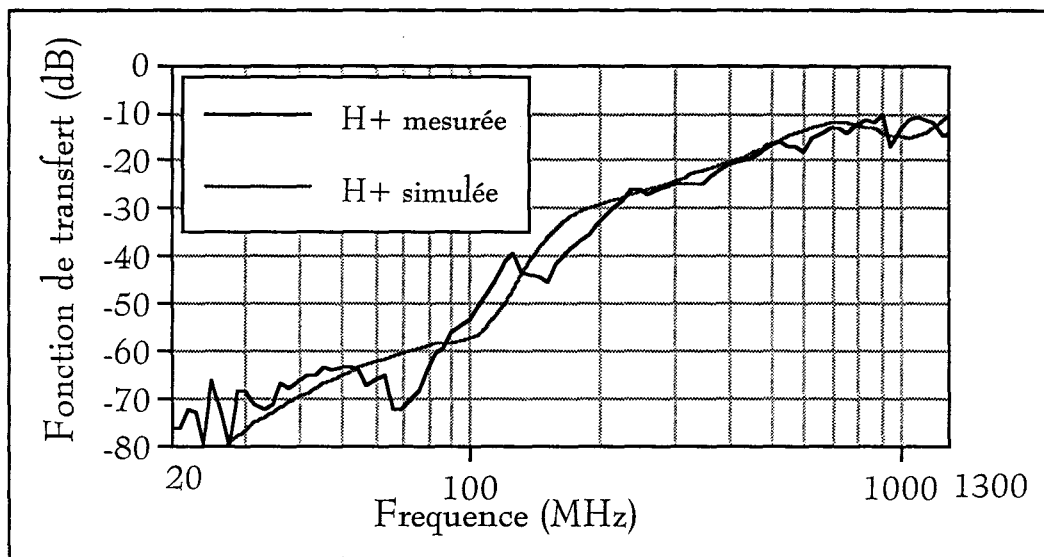


Figure 25b-III : Comparaison entre la fonction de transfert H+ mesurée et la transmittance H+ simulée

III-3-3) Etude comparative des fonctions de transfert liant l'entrée à l'alimentation et à la sortie de l'amplificateur

Après s'être intéressé au transfert d'énergie à très hautes fréquences de l'entrée de l'amplificateur opérationnel aux broches d'alimentation, on s'intéresse à la transmission du perturbateur de l'entrée sur la sortie et pour cela on définit la fonction de transfert  $H_o$  suivante.

$$H_o = \frac{\text{Tension relevée sur la sortie } V_s}{\text{Tension d'entrée } V_e} \quad (\text{III-3})$$

On va alors rassembler et comparer des différentes fonctions de transfert mesurées  $H+$ ,  $H-$  et  $H_o$  sur la figure 26-III.

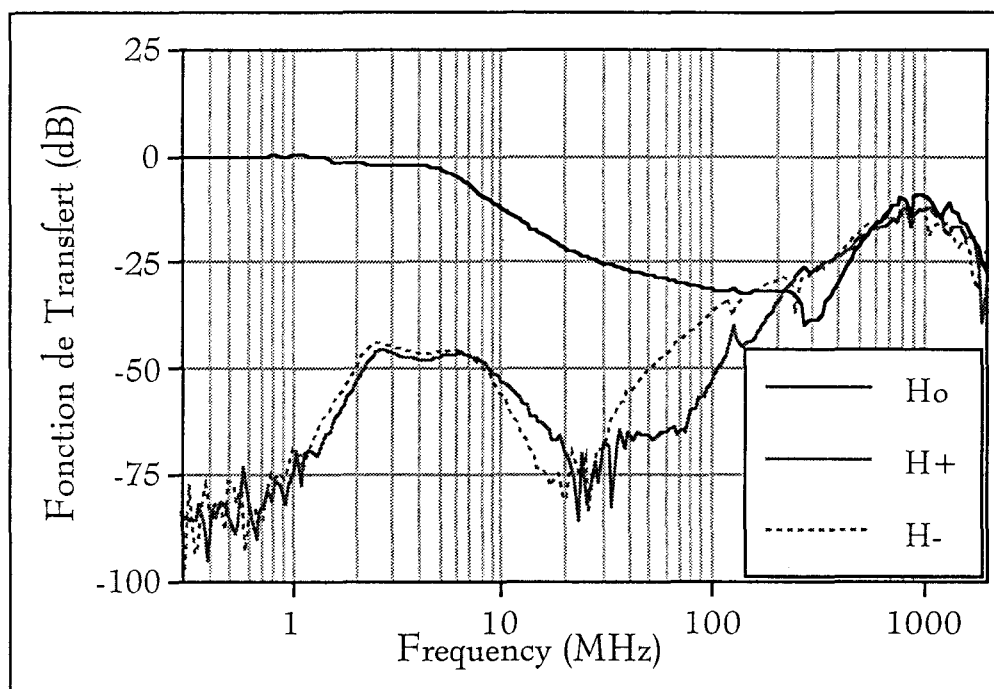


Figure 26-III : Transmission entre l'entrée et les autres broches du composant

On constate que le transfert vers la sortie ne subit également au dessus de 700 MHz qu'une atténuation de l'ordre de 10 dB ce qui démontre que l'amplificateur rejoint à cette fréquence le comportement observé sur les lignes d'alimentation.

On peut dire qu'à partir de 700 MHz, l'admittance d'entrée s'élève, donc que l'impédance d'entrée diminue fortement (figure 26-III), laissant entrer le perturbateur dans le composant. Comme l'amplificateur ne dispose pas de liaison directe à la masse, l'énergie issue d'un perturbateur se retrouve peu atténuée (10 dB), sur la sortie et sur les broches d'alimentation. Les broches d'alimentations doivent donc présenter une très faible impédance dans la gamme de fréquences 100 MHz - 1 GHz si l'on ne veut pas que le perturbateur aille polluer le reste du système par cette voie.

### III-4) Caractérisation de la sortie de l'amplificateur

#### III-4-1) Impédance de sortie de l'amplificateur

La caractérisation de la sortie de l'amplificateur opérationnel, impose tout d'abord une mesure de son impédance qui sera faite dans une large gamme de fréquence (300 kHz - 2 GHz). Le montage est celui de la figure 27-III où des condensateurs de 10 nF céramiques découplent les alimentations (non montrés sur la figure).

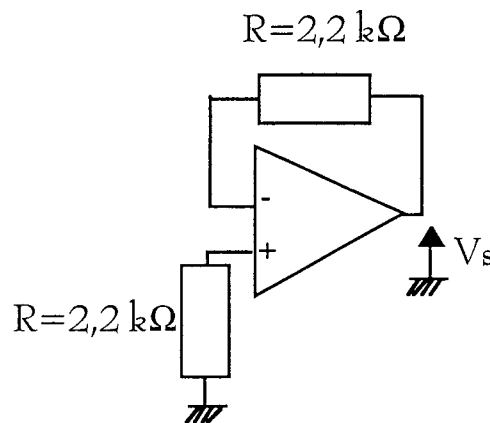


Figure 27-III : Montage pour la mesure de  $Z_s$

Cette mesure est représentée sur la figure 28-III. On voit que cette impédance augmente jusque 6 MHz (bande passante de l'amplificateur) puis au delà de cette fréquence et jusque 1 GHz, l'impédance de sortie varie entre 31  $\Omega$  et 125  $\Omega$ .

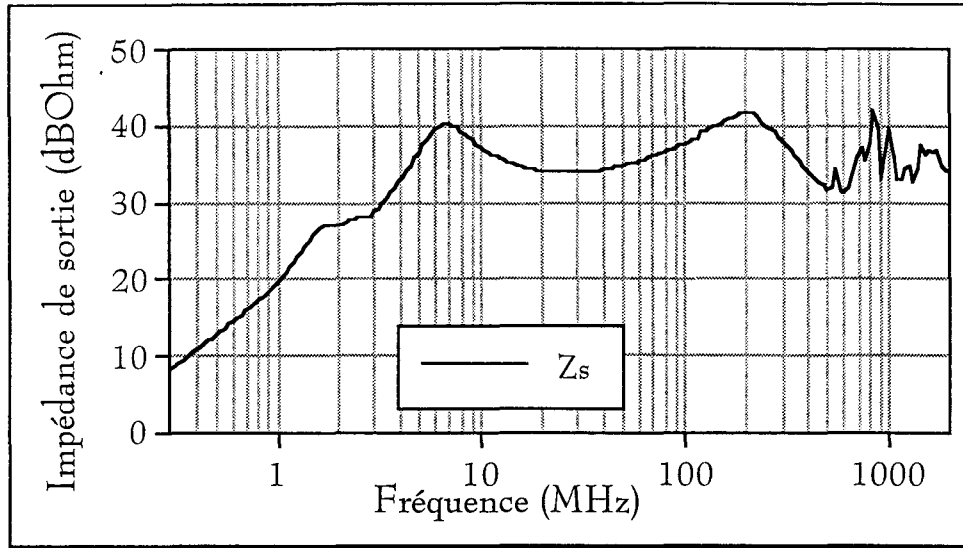


Figure 28-III : Impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

L'impédance s'accroît avec la fréquence pour rejoindre à partir de 200 MHz une valeur voisine de l'impédance d'entrée  $Z_e$  (figure 29-III).

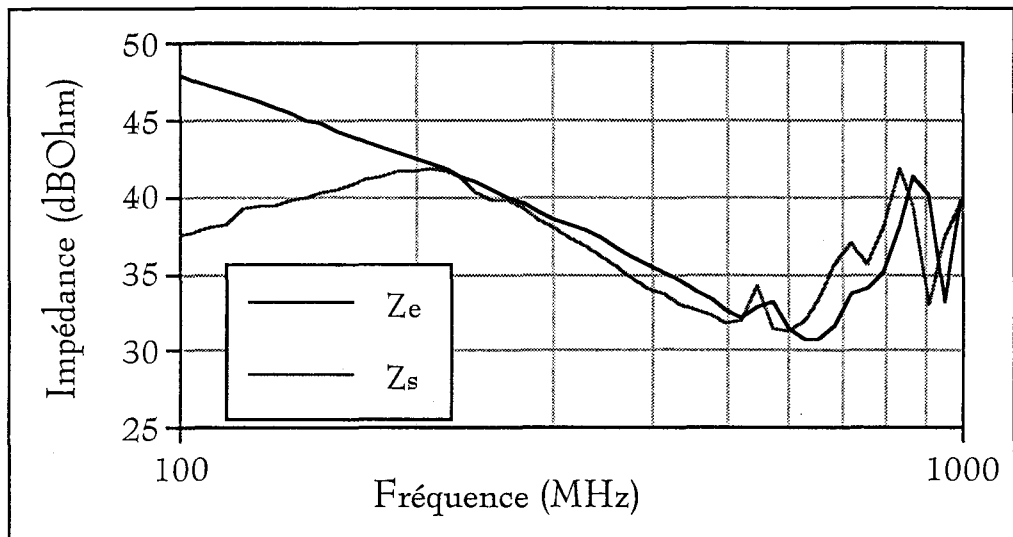


Figure 29-III : Comparaison entre l'impédance d'entrée et de sortie

#### III-4-2) Etude de la fonction de transfert liant la sortie et l'alimentation négative $V_a-$

Après avoir constaté que l'entrée est couplée aux alimentations et à la sortie pour des fréquences qui sont très élevées (figure 26-III), on veut maintenant mettre en évidence le couplage qui existe entre la sortie du

composant et l'alimentation  $V_a$  - pour des perturbations hyperfréquences. On définit alors la fonction de transfert suivante  $H_{s-}$ .

$$H_{s-} = \frac{\text{Tension relevée sur } V_a -}{\text{Tension relevée sur la sortie } V_s} \quad (\text{III-4})$$

L'amplificateur est toujours en montage suiveur ( $A=+1$ ) (figure 30-III). On mesure les fonctions de transfert  $H_{s-}$  avec et sans condensateur de découplage  $C-$  (10 nF), qui sont données en figure 31-III.

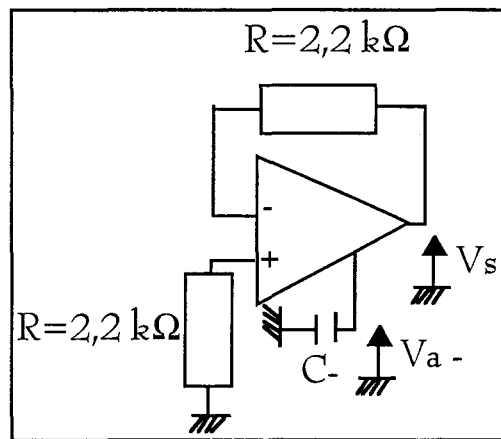


Figure 30-III : Montage de l'amplificateur opérationnel

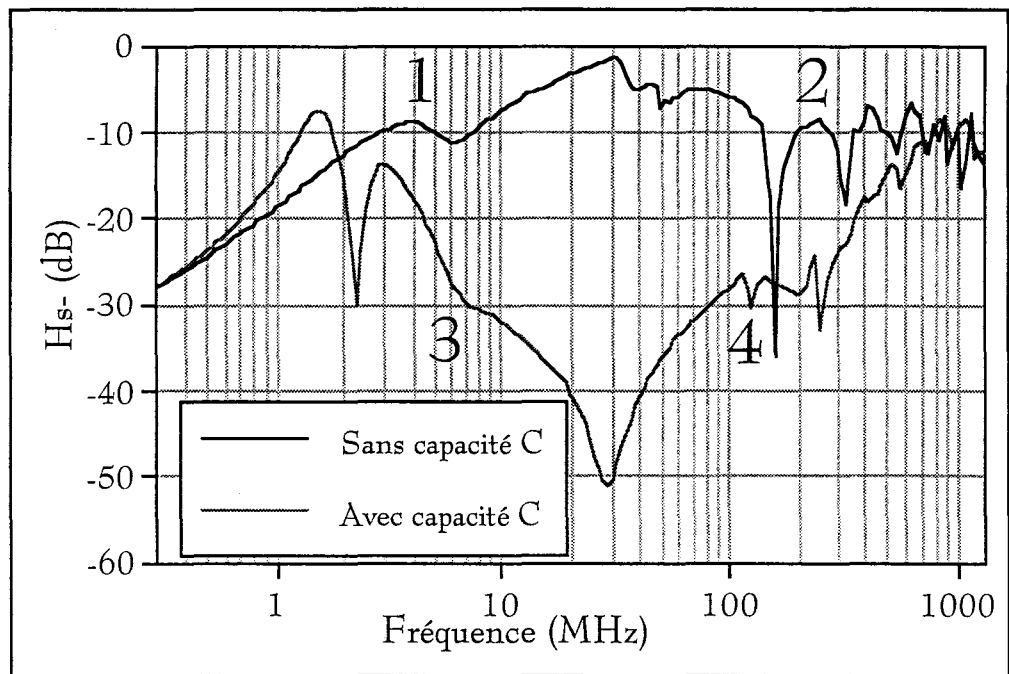


Figure 31-III : Mesures des fonctions de transfert  $H_{s-}$  avec et sans condensateur de découplage

On peut relier cette mesure à celle faite sur l'impédance vue par les broches d'alimentation du composant qui se trouve sur la figure 12-III (cf. III-2-1). En effet on peut décomposer cette figure 31-III en plusieurs zones, identiques à la figure 9-III. La zone 1 représente l'évolution de  $H_s$  lorsqu'il n'y a pas de condensateur de découplage, on voit l'effet inductif des condensateurs chimiques du boîtier d'alimentation. Puis dans la zone 2, c'est l'effet de la propagation dans les fils d'alimentation. Le simple fait d'ajouter le condensateur provoque une diminution du transfert d'énergie qui peut atteindre à certaines fréquences 50 dB, ainsi on retrouve sur la zone 3 le comportement capacitif du condensateur de découplage et sur la zone 4 comportement inductif de ce même condensateur.

On voit là encore que l'on met en évidence qu'un bon découplage des alimentations est nécessaire pour éliminer les effets perturbateurs arrivant les alimentations. De plus on voit la relation intrinsèque entre l'alimentation  $V_a-$  et la sortie, qui réalise en très hautes fréquences (au delà de 700 MHz) un bon couplage entre les deux broches. Sachant qu'à ces fréquences les alimentations  $V_a+$  et  $V_a-$  sont reliées par la capacité  $C_{+-}$ , alors le perturbateur se retrouve aussi sur l'alimentation  $V_a+$ .

Aussi on peut en déduire qu'un perturbateur arrivant sur l'entrée du composant va passer sur la sortie par l'intermédiaire des alimentations  $V_a-$  et  $V_a+$ . Ce n'est donc pas un couplage direct entrée sortie mais il y a un cheminement du perturbateur via les alimentations.

De nouveau pour éviter un transfert du perturbateur sur les alimentations en très hautes fréquences, il faut ajouter des condensateurs de découplage de différentes valeurs. Lorsque le comportement inductif d'un des condensateur voudra apparaître, les condensateurs de plus petites valeurs vont intervenir puisqu'ils seront capacitifs. Cela aura pour conséquence de réduire fortement les couplages entrée-sortie, entrée-alimentations et sortie-alimentations en très hautes fréquences.



## Conclusion

Ce troisième chapitre a été consacré à l'étude de la transmission du perturbateur à travers le composant. Le point essentiel s'est révélé être le transfert du perturbateur de l'entrée du composant vers les autres broches qui sont respectivement les alimentations positive et négative ( $V_{a^+}$ ,  $V_{a^-}$ ) et la sortie.

Pour cela un modèle de l'étage d'entrée différentiel du composant, valable en hautes fréquences, constitué uniquement d'éléments passifs a permis de modéliser la transmission de l'entrée vers les alimentations  $V_{a^+}$  et  $V_{a^-}$ . On constate que la transmission devient importante pour des fréquences supérieures à 700 MHz puisque l'atténuation du signal perturbateur n'atteint que 10 dB. Par couplage entre les alimentations et la sortie, le perturbateur peut aussi se retrouver sur la sortie.

L'apparition du perturbateur sur les alimentations est due aux effets parasites inductifs des condensateurs de découplage. En effet ceux-ci ne dérivent plus les perturbateurs vers la masse du système puisque l'inductance engendrée par les pattes des condensateurs, même très petites, n'est plus négligeable.

La présence dans le schéma équivalent de la capacité  $C_{+-}$  de l'ordre de 70 pF représente les capacités internes de couplage apparaissant entre les broches  $V_{a^+}$  et  $V_{a^-}$ . Aussi lorsqu'une perturbation arrive sur l'une des alimentations, elle se retrouve sur l'alimentation de polarité inverse.

En résumé, dès qu'un perturbateur pénètre par l'entrée de l'amplificateur et que sa fréquence dépasse 700 MHz, elle est transmise avec une faible atténuation vers la sortie et vers les deux alimentations : les autres fonctions de la carte peuvent alors être perturbées.

---

CHAPITRE IV

INFLUENCE DE LA NON LINEARITE  
INTERNE DU COMPOSANT

---

## SOMMAIRE

Introduction .....	86
IV-1) Mise en évidence d'un effet de détection dans la bande de fréquences 300 kHz - 2 GHz .....	88
IV-1-1) Comportement fréquentiel en montage inverseur de l'amplificateur opérationnel .....	90
IV-1-1-1) Evolution fréquentielle des décalages statiques $V_{dc}$ .....	90
IV-1-1-2) Allures de la sortie .....	91
IV-1-2) Comportement fréquentiel du montage non inverseur de l'amplificateur opérationnel .....	93
IV-1-2-1) Dispersion de l'évolution fréquentielle des décalages statiques $V_{dc}$ .....	93
IV-1-2-2) Allures de la tension de sortie .....	94
IV-1-3) Localisation de l'effet de non linéarité dans le composant en gain non inverseur .....	97
IV-1-4) Etude comportementale en hautes fréquences de l'amplificateur en fonction de l'amplitude du perturbateur en montage suiveur .....	100
IV-1-5) Etude de l'amplificateur opérationnel en gain non inverseur perturbé par un signal modulé en amplitude .....	102
IV-2) Phénoménologie de la non linéarité .....	105
IV-2-1) Le transistor JFET en source commune .....	106
IV-2-1-1) Caractérisation du transistor .....	106
IV-2-1-2) Essais de perturbations du transistor par des signaux hyperfréquences .....	107
IV-2-1-3) Relevées de la tension continue pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée .....	111

IV-2-1-4) Comportement du transistor vis à vis d'un signal modulé en amplitude.....	118
IV-2-2) Amplificateur différentiel à transistors JFET .....	120
IV-2-2-1) Relevés de la tension de décalage en sortie pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée. ....	121
IV-2-2-2) Simulation des tensions de décalage de l'amplificateur différentiel pour le cas où le générateur de courant est remplacé par une résistance de 1,5 k $\Omega$ .....	131
IV-2-2-3) Comportement de l'amplificateur différentiel vis à vis d'un signal modulé en amplitude.....	135
Conclusion.....	146

## Introduction

Depuis vingt ans, des études sur la susceptibilité des amplificateurs opérationnels ont mis en évidence que des interférences EM provoquaient sur les composants des tensions continues en sortie. L'étude d'un tel dysfonctionnement appliquée au composant de type LF 356, a été réalisée par Golzio et al [5], en considérant que les perturbateurs entraient dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur et s'étendaient à des fréquences un peu au dessus de cette bande. Cependant peu de travaux concernent le sujet lorsque le perturbateur va bien au delà de la bande passante c'est à dire au dessus de 100 MHz. C'est à ce domaine d'interférences électromagnétiques qu'est consacré ce chapitre.

Deux configurations de l'amplificateur sont étudiés. Il s'agit d'un montage en gain unité où le traitement des signaux se fera soit en inversion de phase soit sans inversion de phase en sortie. En particulier, on verra que le montage en contre réaction en inversion de phase provoque un effet de filtrage qui protège naturellement l'amplificateur des perturbations qui peuvent pénétrer directement sur la résistance d'entrée. Par contre en fonction non inversée de phase, la perturbation se fait directement sur l'entrée physique du composant, ce phénomène de filtrage disparaît pour donner lieu à une plus grande sensibilité aux fréquences élevées, la tension moyenne détectée suit alors une évolution parabolique pour des tensions d'entrée de faibles amplitudes et a une caractéristique linéaire pour des tensions de plus grandes amplitudes.

L'analyse topologique montre que c'est l'étage d'entrée du composant qui est à l'origine de cette tension continue dans la mesure où le signal HF indésirable sera atténué par les étages qui suivent. A ceci s'ajoute le fait que, l'effet de contre réaction ne joue plus pour compenser les différentes non linéarité de l'étage différentiel d'entrée. Seule l'amplitude moyenne du signal H.F. distordu sera transmise par les autres étages. Elle se transforme en tension continue en sortie, ramenée par la contre réaction sur la broche d'entrée qui n'est pas perturbée. Cela permet à l'amplificateur de prendre un nouvel équilibre statique.

Pour comprendre ce phénomène on a réalisé un étage différentiel identique à celui du LF 356, le montage a été mis en oeuvre avec des composants discrets ce qui facilite grandement l'accès pour des mesures ponctuelles. Le choix s'est porté sur le transistor de type JFET qui représente la technologie rencontrée sur le LF 356.

Il s'agit de transistors à jonction et à effet de champ, à canal n : le 2N3819.

L'étude portera d'abord sur le transistor seul perturbé par un signal harmonique, modulé ou non, injecté sur sa grille, ce qui nous renseignera sur l'effet induit sur les principales caractéristiques du transistor.

Puis on entreprendra l'étude en injectant le perturbateur sur l'étage différentiel. Cette étude mettra en évidence les effets de détections introduits par un changement de comportement du circuit. Ce comportement sera expliqué par l'effet des capacités parasites qui concernent cette partie du circuit.

#### IV-1) Mise en évidence d'un effet de détection dans la bande de fréquences 300 kHz - 2 GHz

On a vu au chapitre I que les études menées par Golzio et al [5] ont principalement montré la corrélation qui existe entre la prédiction des décalages statiques et l'évolution temporelle du "slew rate" (limites de la vitesse d'évolution du signal de sortie) tant que la fréquence du perturbateur est dans la bande de fonctionnement nominale du composant. On a alors effectué de nouveaux tests dans la gamme de fréquences qui a déjà été étudiée et hors de cette gamme. Les résultats dans la gamme de fréquences permettent de corréler les résultats obtenus par Golzio et al mais ce sont surtout les résultats hors de la bande passante qui nous intéressent. Les montages proposés sont toujours celui en inversion de phase avec un gain unitaire ( $A=-1$ ) et en non inversion de phase, et plus particulièrement en configuration suiveur ( $A=+1$ ).

On a mis au point un circuit imprimé dont les caractéristiques sont les mêmes qu'au chapitre précédent à savoir, un support de composant qui permet une meilleure accessibilité et un plan de masse évidé sous le composant. On a ajouté dans la plupart des cas, pour le montage en configuration suiveur, une résistance qui isole la sortie de l'entrée inverseuse. Pour les deux premiers points, on a vérifié que le fait de mettre un support ou de souder le composant directement sur le circuit et le fait d'avoir ou de ne pas avoir un plan de masse sous le composant ne change pas profondément l'évolution des décalages statiques. Pour le montage en suiveur, la résistance d'isolation diminue le taux de contre réaction aux fréquences proches de la fréquence de coupure (2 MHz à 7 MHz). Ainsi le gain diminue moins rapidement à ces fréquences ce qui entraîne un "slew rate" plus élevé donc des tensions de décalages plus élevées. Mais hors de cette gamme de fréquences, les courbes de décalages deviennent identiques. Les résultats obtenus, dans les configurations décrites précédemment sont portés figure 1-IV.

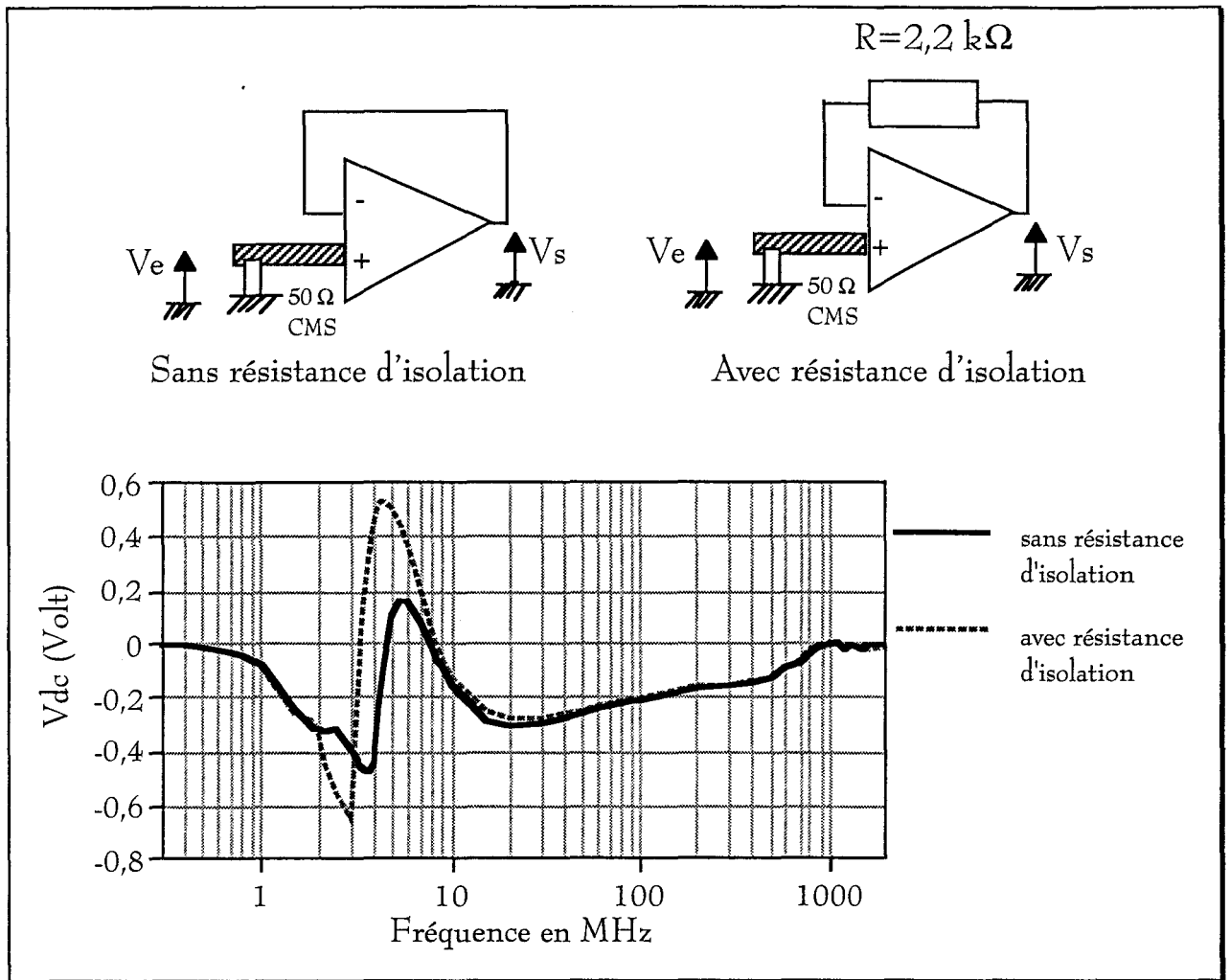


Figure 1-IV : Comparaison des résultats en montage suiveur avec et sans résistance d'isolation

Ces courbes montrent que les phénomènes de détection traduits par l'amplitude de la tension de décalage ne dépendent pratiquement pas de la résistance d'isolation dans le domaine de fréquence qui nous intéresse, et qui se trouve être la gamme de fréquences 100 MHz - 1 GHz.

Ces mesures ont nécessité des précautions, en particulier pour réduire le couplage entre l'entrée et la sortie via les lignes d'alimentations, pour cela nous avons connecté un condensateur de découplage entre chaque broche de l'alimentation du composant et le plan de masse, avec des longueurs de pattes les plus courtes possible. L'utilisation d'appareils hyperfréquence nous oblige à réaliser des lignes microruban d'impédance caractéristique de 50 Ω et à mettre une résistance de 50 Ω CMS à l'entrée du tronçon de piste.



IV-1-1) Comportement fréquentiel en montage inverseur de l'amplificateur opérationnel

IV-1-1-1) Evolution fréquentielle des décalages statiques  $V_{dc}$

On effectue des mesures sur l'amplificateur en configuration inversée de phase c'est à dire monté en gain inverseur. On choisit un montage de gain en tension unitaire (0 dB) pour couvrir la plus grande bande passante possible. Le schéma est donné figure 2-IV. Les tronçons de pistes d'entrée et de bouclage avec la sortie font tous moins de 0,5 cm. On relève les tensions de décalages trouvées en sortie sur la figure 3-IV. Le niveau en sortie du synthétiseur de fréquence est de 13 dBm (1 volt efficace).

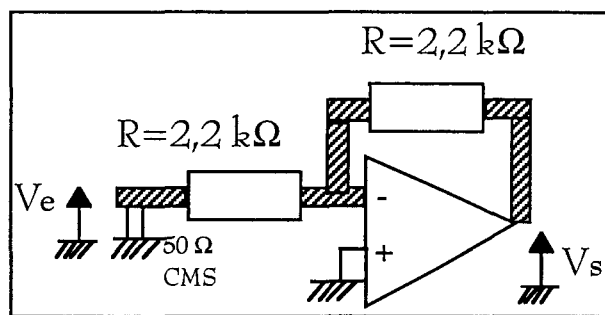


Figure 2-IV : Schéma du montage inverseur en gain unitaire

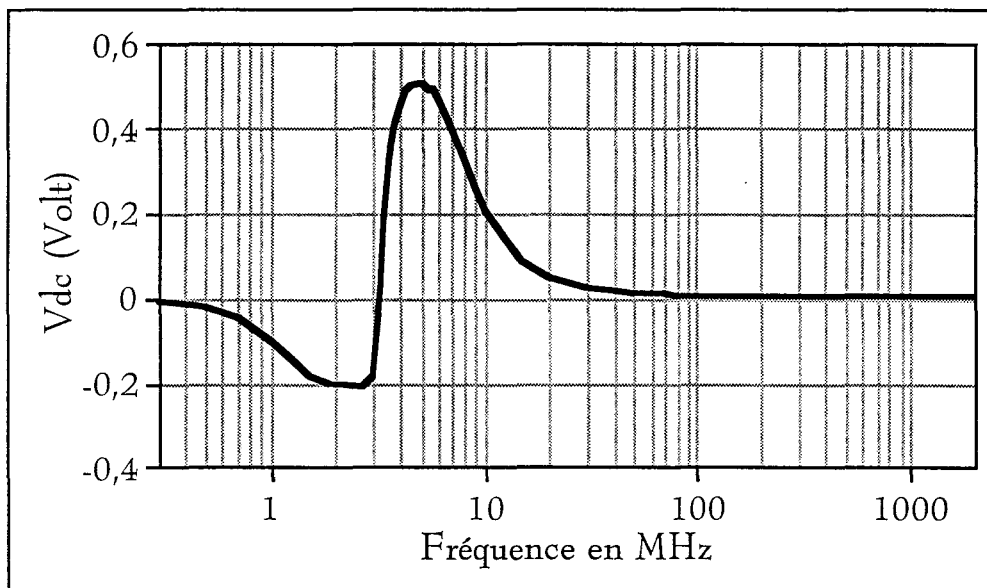


Figure 3-IV : Relevé de  $V_{dc}$  pour un montage inverseur

Les décalages statiques sont particulièrement prononcés entre 3 MHz et 30 MHz, leur amplitude peut atteindre 500 mV. Par contre au dessus de 30 MHz, ils ont une trop faible amplitude pour être perceptibles sur la courbe de la figure 3-IV. On peut expliquer ce comportement, par le rôle que joue la capacité parasite située entre les deux entrées du composant, notée C sur le schéma de la figure 4-IV et estimée à 8 pF, associée à la résistance d'entrée R de 2,2 k $\Omega$ . Elles forment un filtre passe bas qui atténue le signal parasite jusqu'au maximum exploré durant cette mesure, 2 GHz (figure 4-IV) .

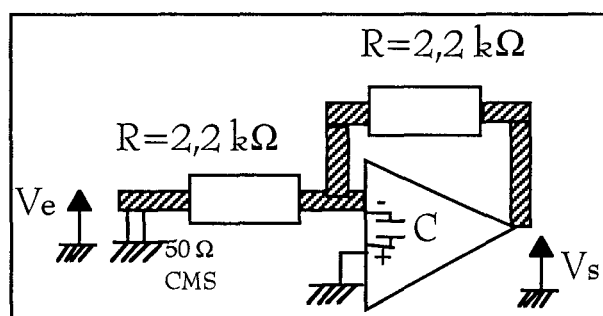


Figure 4-IV : Schéma équivalent de l'amplificateur en très hautes fréquences

#### IV-1-1-2) Allures de la sortie

Pour des fréquences comprises entre 2 MHz et 400 MHz, on a mesuré à l'oscilloscope le signal apparaissant en sortie du composant pour des perturbateurs d'amplitude de 1 Volt efficace (figure 5-IV). Cette visualisation permet de mettre en évidence le rôle joué par le "slew rate" qui caractérise la pente maximale de la tension de sortie. Cela veut dire que la vitesse maximale d'un amplificateur opérationnel ne peut varier plus vite que les valeurs des pentes montante ou descendante du "slew rate". Le signal de sortie a une vitesse représentée par la pente initiale du signal lorsqu'elle est inférieure au "slew rate" : il n'y a pas de limitation. Lorsqu'elle est supérieure, la sortie est triangulaire : plus la fréquence augmente plus l'excursion est petite, plus la forme d'onde est triangulaire. Si les temps de montée et de descente sont identiques, alors les triangles engendrés ont une valeur moyenne nulle. En réalité, ce n'est jamais le cas, les triangles n'ont pas un rapport cyclique de 1/2. Aussi ils engendrent des valeurs moyennes qui sont les tensions de décalages. On remarque enfin que pour les fréquences supérieures à 20 MHz (fréquences hors bande passante), les signaux de sortie redeviennent sinusoïdaux et les tensions de décalage disparaissent.

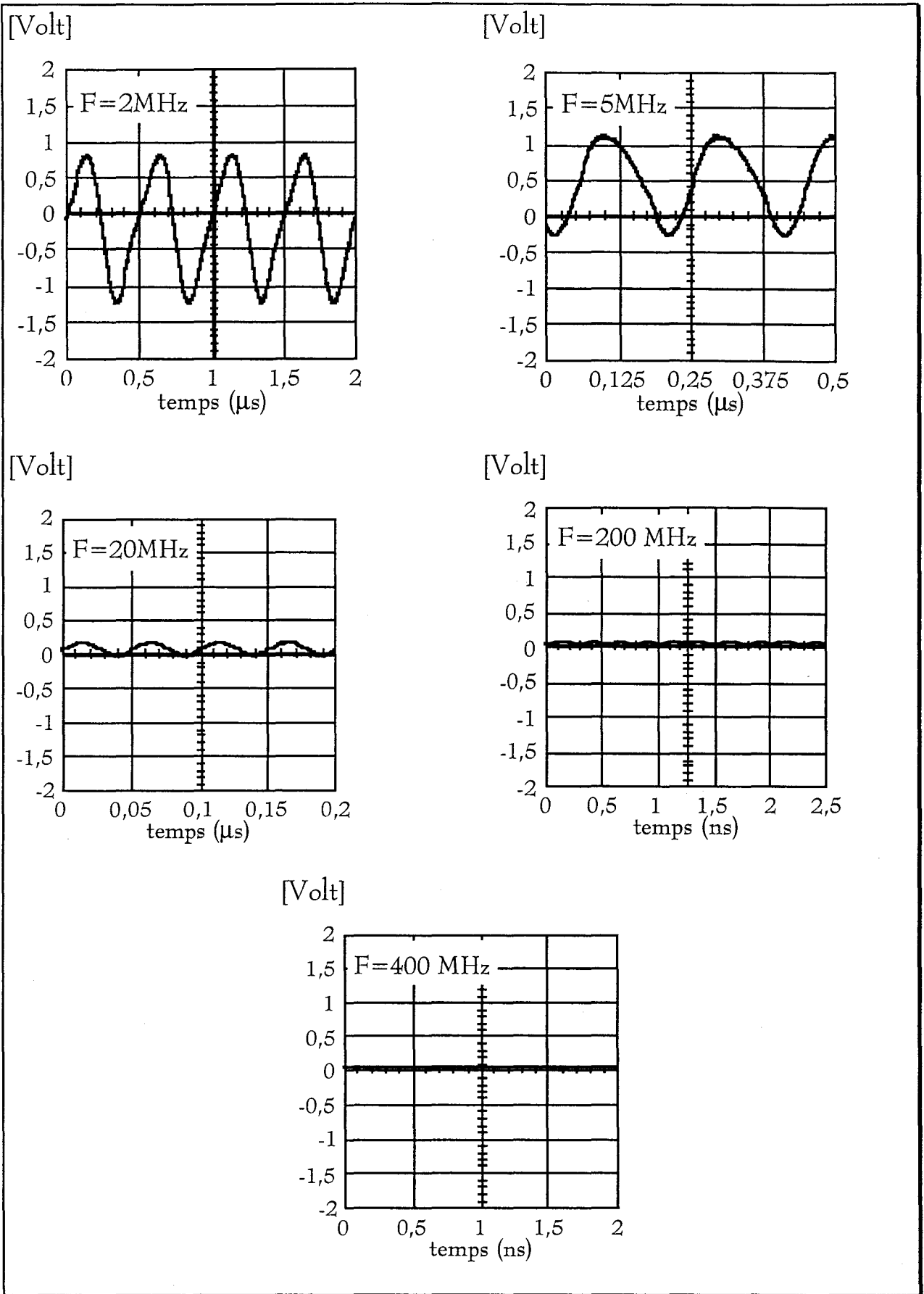


Figure 5-IV : Allure de la sortie de l'amplificateur opérationnel

Pour ces raisons, on peut considérer que les montages en inversion de phase ne sont pas sensibles aux effets des perturbateurs hyperfréquences conduits et que leur étude ne présente pas d'intérêt .

IV-1-2) Comportement fréquentiel du montage non inverseur de l'amplificateur opérationnel

IV-1-2-1) Dispersion de l'évolution fréquentielle des décalages statiques  $V_{dc}$

On a donc pris pour cette expérience cinq composants venant d'un même lot et ils ont été testés dans la configuration sans résistance d'isolation (figure 6-IV). Le perturbateur est appliqué sur l'entrée  $e+$  dont le tronçon de piste mesure 1,5 cm. Il nous importait de voir s'il existe une dispersion des résultats dans toute la gamme de fréquences et de mettre en évidence l'existence des tensions de décalages dans la gamme de fréquence 100 MHz - 2 GHz. Les résultats obtenus sont représentés en figure 7-IV.

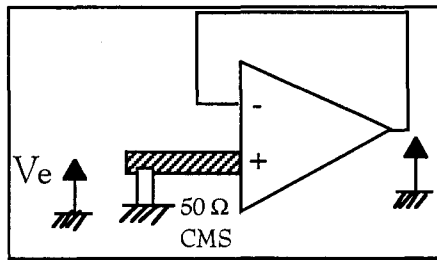


Figure 6-IV : Circuit imprimé

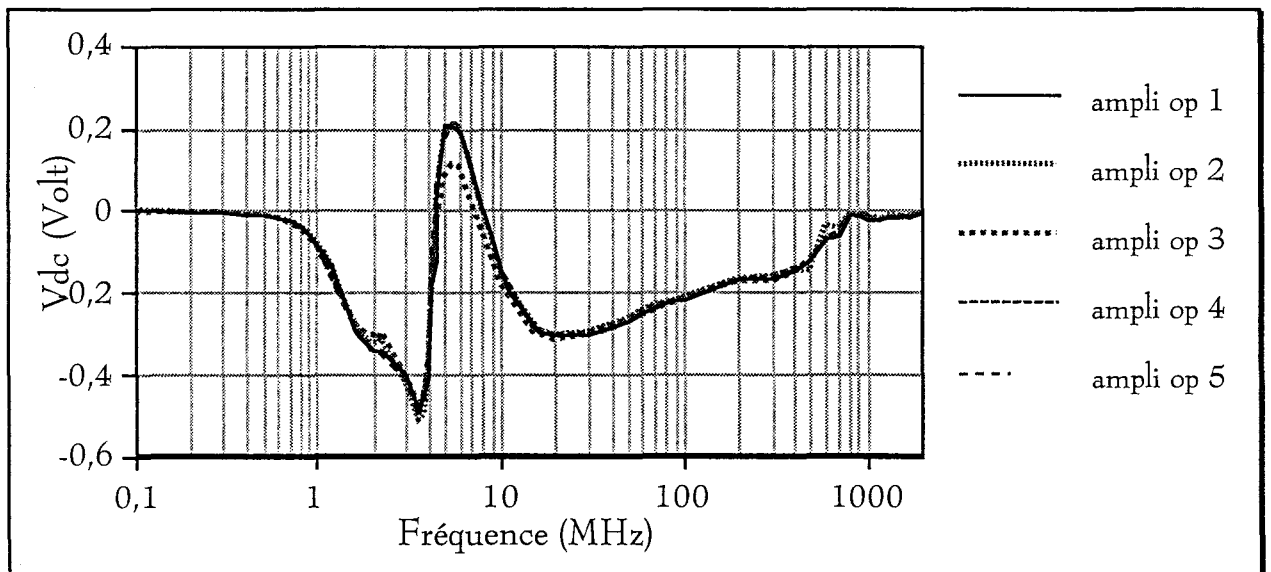


Figure 7-IV : Relevés de  $V_{dc}$  pour 5 composants différents pris dans le même lot

Il y a peu de dispersion dans les résultats, lorsqu'on examine ces courbes. On constate que les tensions de décalage ont une amplitude conséquente aux fréquences supérieures à 10 MHz. On s'intéresse au comportement de la tension de décalage de 100 MHz à 2 GHz de façon à comparer le montage inverseur et non inverseur comme le montre la courbe de la figure 8-IV.

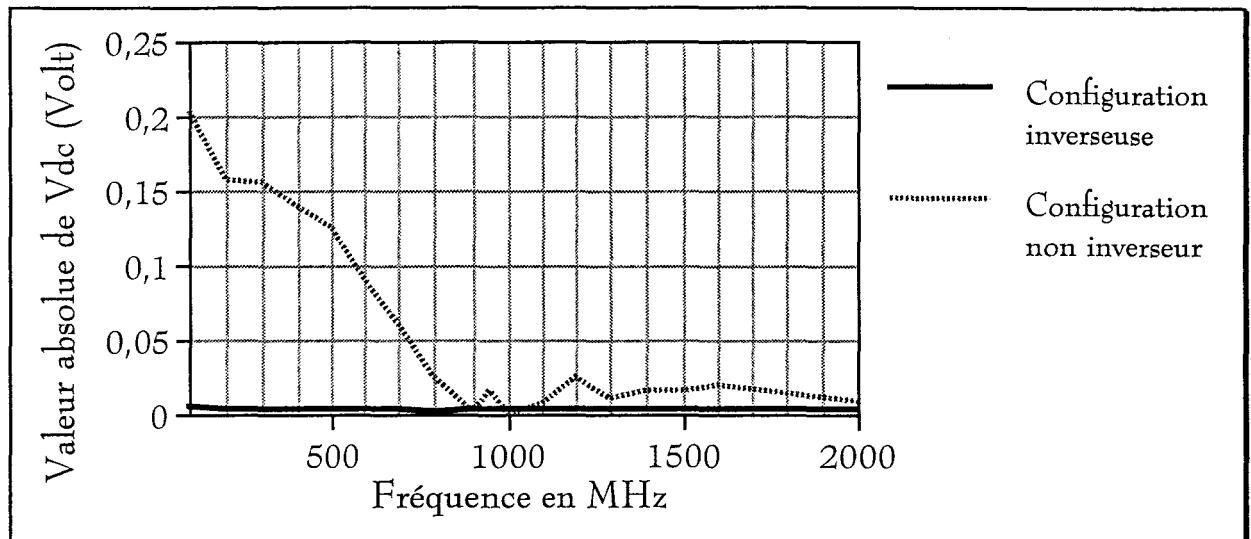


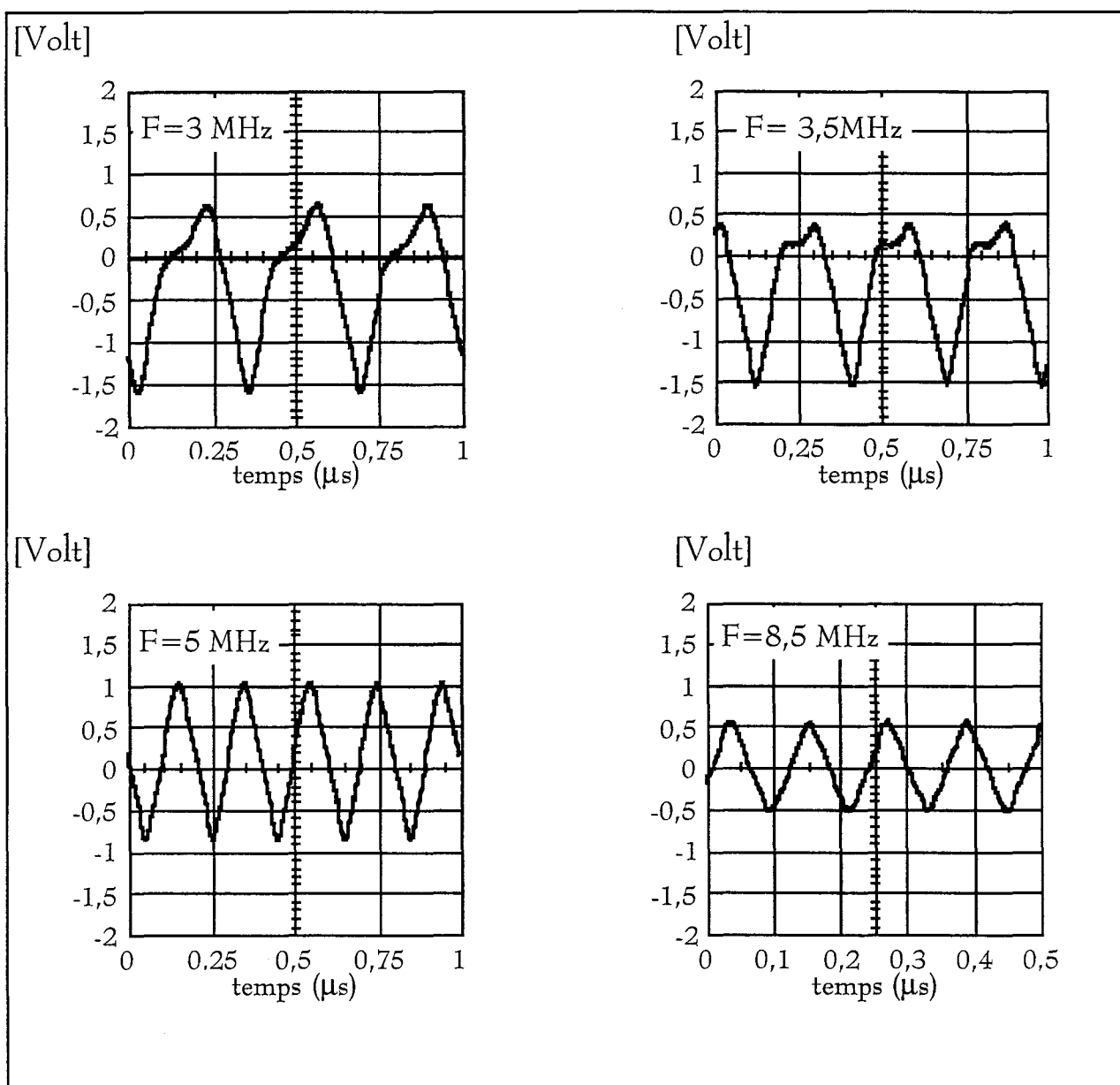
Figure 8-IV : Relevés de  $V_{dc}$  dans la gamme de fréquence 10 MHz - 2 GHz

Cette comparaison montre que dans la gamme de fréquences 100 MHz - 2 GHz, la configuration de phase non inversée provoque des tensions de décalages statiques dont l'amplitude décroît en fonction de la fréquence au point de devenir inférieures à 20 mV à 800 MHz. Ces phénomènes ne sont pas visibles pour le montage en configuration inversion de phase car les tensions continues sont toujours inférieures à 10 mV. Il est évident que cette dernière configuration est conseillée pour des systèmes qui peuvent être contraints à rester dans un environnement électromagnétique agressif. Par la suite l'étude sera consacrée aux effets sur le montage non inversé qui peut présenter des risques face à des perturbateurs hyperfréquences.

#### IV-1-2-2) Allures de la tension de sortie

Comme pour le montage en inversion de phase, on a relevé les tensions en sortie de l'amplificateur aussi bien dans la bande passante de l'amplificateur que hors de la bande passante (3 MHz à 400 MHz). Les différentes fréquences ont

été choisies par rapport au relevé du décalage statique prenant des amplitudes négatives, nulles ou positives. Les tensions perturbatrices en sortie du synthétiseur sont de 1,4 Volt (1 Volt efficace). Les résultats sont représentés figure 9-IV.



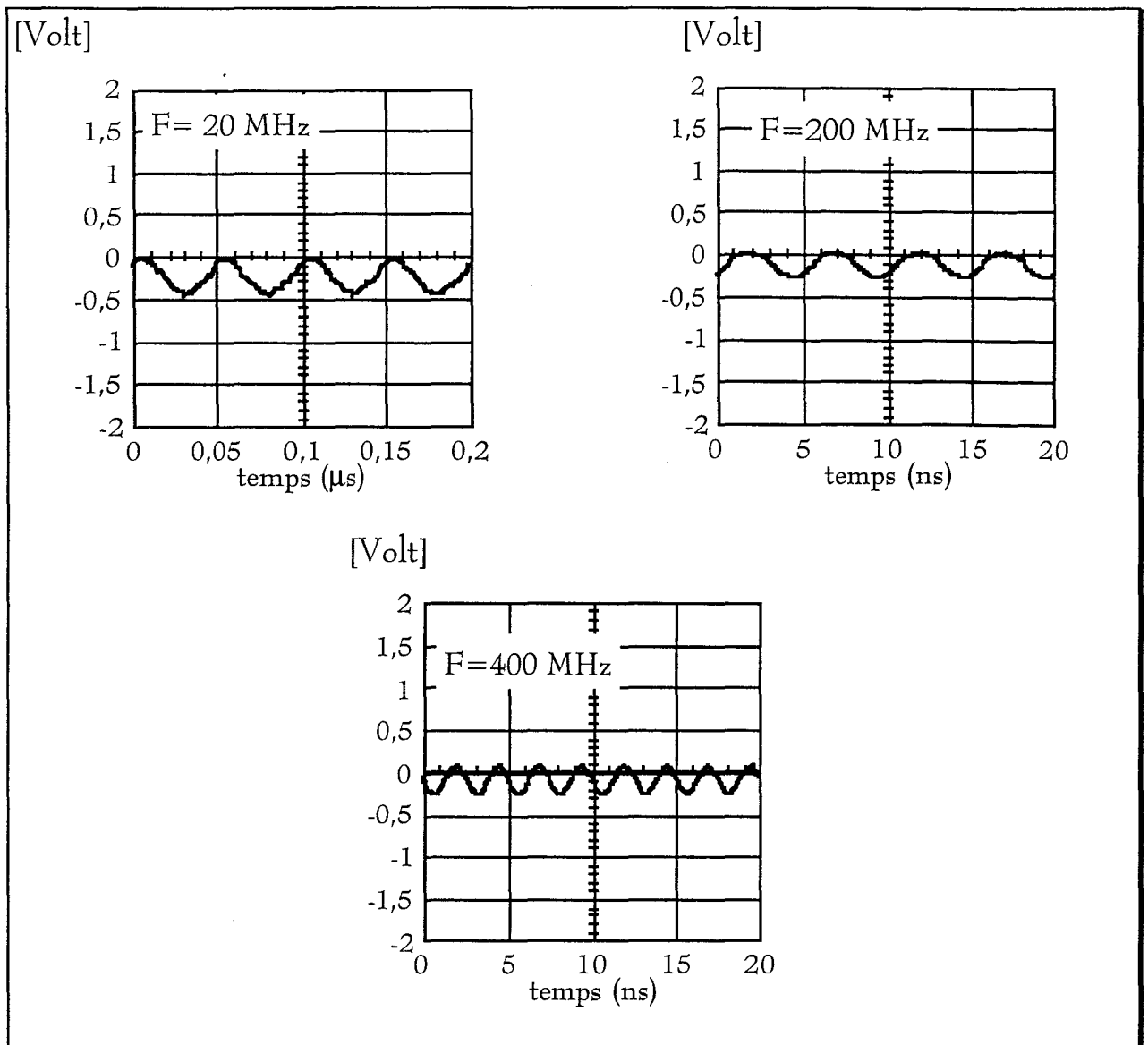


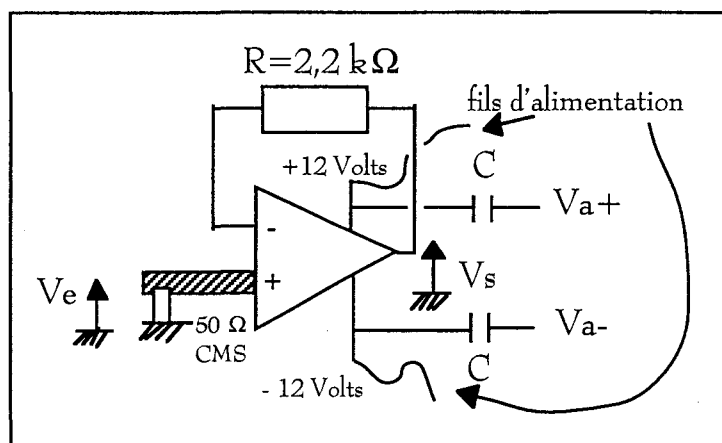
Figure 9-IV : Allure de la sortie de l'amplificateur

On constate encore une fois que les signaux de sortie sont plus ou moins des triangles pour des perturbateurs ayant en entrée 1 Volt efficace (distorsion due au "slew rate") et ce pour des fréquences inférieures à 8,5 MHz. Ainsi le "slew rate" étant dissymétrique, les triangles obtenus en sortie n'ont pas un rapport cyclique de 1/2, ce qui engendre des valeurs moyennes non nulles et donc des tensions de décalages. Ce résultat peut être correctement simulé par le modèle élaboré par Golzio et al [5] et Graffi et al [6] tant que la fréquence est dans la bande de fonctionnement du composant. Puis au delà de cette fréquence (à partir de 20 MHz), leurs études ne prévoient pas de tension de décalage ce qui semble contraire aux faits observés durant nos expériences. D'ailleurs à ces hautes fréquences les tensions de sortie restent sinusoïdales et les tensions de décalages

existent toujours elles sont donc provoquées par un élément non linéaire inconnu.

IV-1-3) Localisation de l'effet de non linéarité dans le composant en gain non inverseur

Le phénomène de non linéarité peut être provoqué par un composant dont la position dans l'amplificateur opérationnel nous est inconnue. Pour cela on introduit un signal perturbateur à 400 MHz modulé en amplitude à 100 kHz soit sur l'entrée soit sur les alimentations et on visualise le signal reçu sur les autres broches du composant, entre autre sur la sortie et les alimentations. Le schéma du montage de l'amplificateur est en figure 10-IV.



*Figure 10-IV : Montage de l'amplificateur*

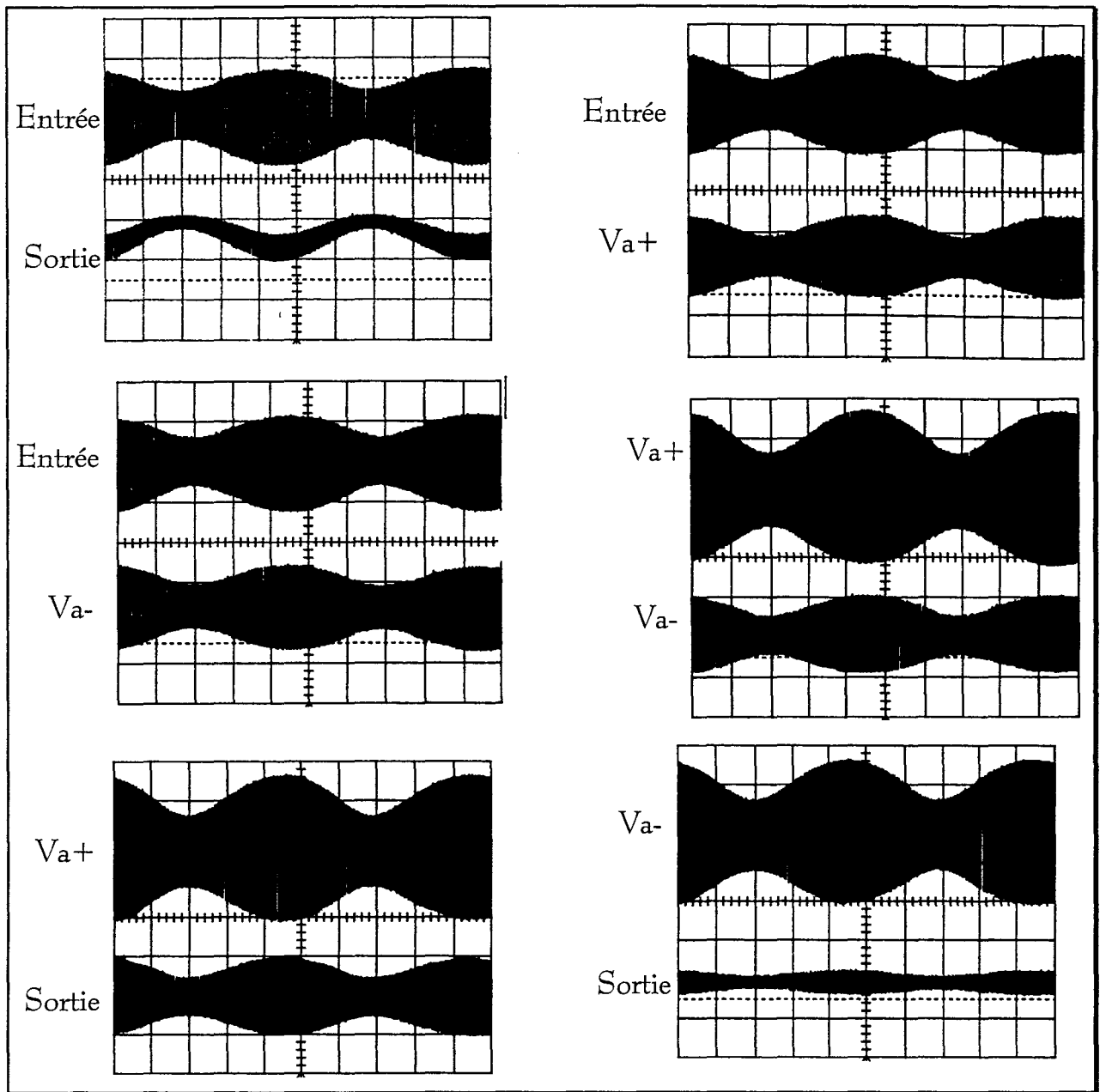
Il est important de préciser que pour les expériences réalisées sur les alimentations  $V_{a+}$  et  $V_{a-}$ , on a ajouté des condensateurs de liaison  $C$ , ils empêchent les tensions d'alimentations soit de perturber le synthétiseur de fréquence lorsqu'il est connecté à une des voies d'alimentation, soit de gêner la visualisation du signal sinusoïdal récolté au niveau de ces mêmes voies.

De plus les fils d'alimentation se comportent à cette fréquence comme une inductance de choc qui protège naturellement les alimentations des perturbations.

Les résultats obtenus sur ce montage sont sur la figure 11-IV. On va constater que le signal introduit sur les alimentations a plus de niveau que le



signal introduit sur l'entrée car les tronçons de pistes des alimentations ne sont pas adaptés sur  $50 \Omega$  comme c'est le cas pour le tronçon d'entrée.



Echelle : Courbe du dessus 5V/div  
Courbe du dessous 200 mV/div

*Figure 11-IV : Localisation de l'élément non linéaire*

Ces courbes montrent que le phénomène de démodulation se situe entre l'entrée et la sortie du composant. En effet considérons le schéma bloc d'un

amplificateur opérationnel comme le montre la figure 12-IV. Le circuit intégré est composé de 3 étages connectés en cascade. Le premier étage consiste une paire différentielle, le second est un étage à grand gain et le troisième est un étage de puissance. D'un point de vue CEM, le premier étage et le second étage ont un rôle prédominant. En effet la figure 13-IV montre la fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel mesurée en boucle ouverte. La fonction de transfert est représentée en module et phase.

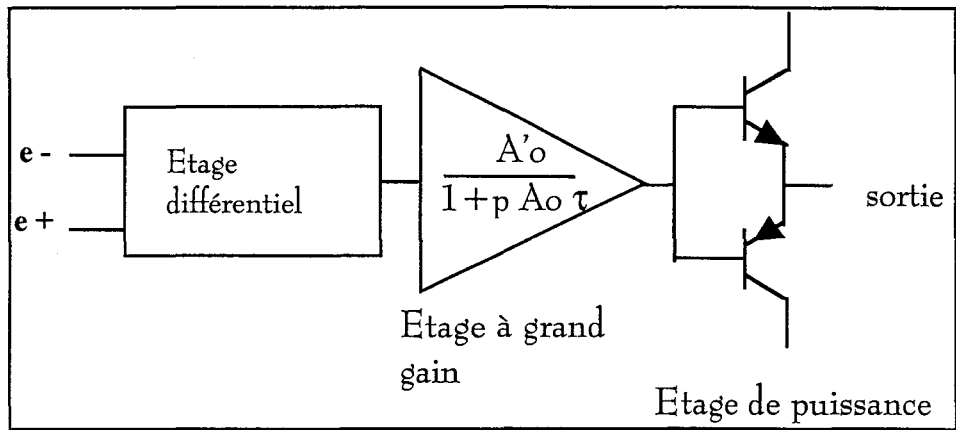


Figure 12-IV : Synoptique de l'amplificateur opérationnel

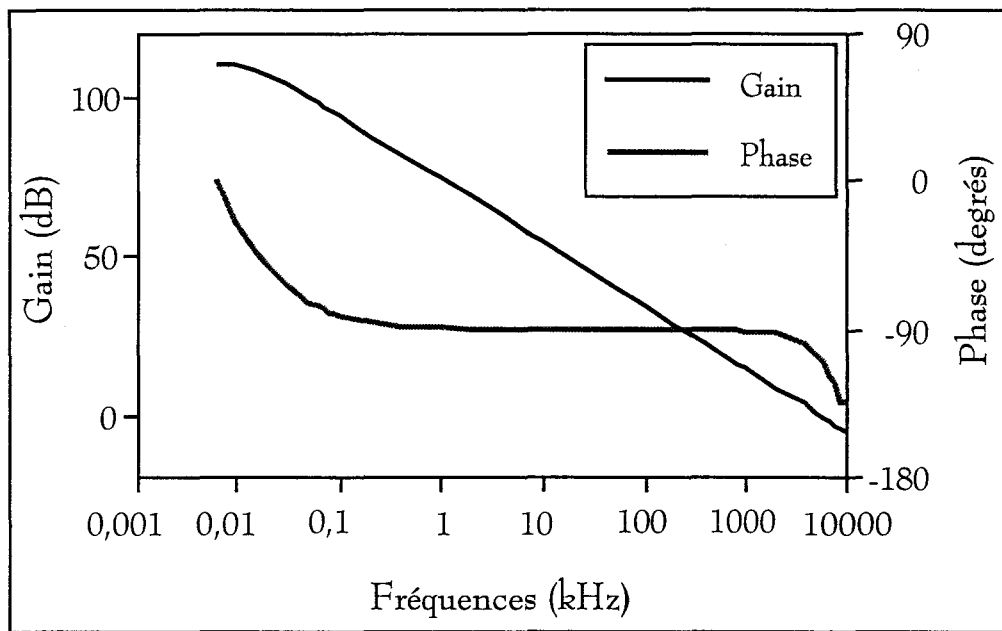


Figure 13-IV : Gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel

Sur la courbe, on reconnaît deux fréquences de coupure. La première près de 10 Hz et la seconde apparaît quand le gain en tension tombe à 0 dB. Cette première fréquence de coupure peut être changée grâce à la boucle de contre réaction et atteindre 6 MHz quand le gain en tension est de 0 dB. Si on

considère une perturbation supérieure à 100 MHz, le deuxième étage se dégrade rapidement et il se comporte comme un filtre passe bas pour le perturbateur. Seule la tension de décalage, qui se situe dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur, peut traverser le composant et se transformer en tension continue en sortie.

#### IV-1-4) Etude comportementale en hautes fréquences de l'amplificateur en fonction de l'amplitude du perturbateur en montage suiveur

Après avoir effectué une étude en fonction de la fréquence, on s'intéresse à l'évolution du décalage statique en fonction de l'amplitude du perturbateur. L'amplificateur étudié est toujours en montage non inverseur de phase suivant le montage de la figure 10-IV. Des relevés ont eu lieu pour trois fréquences différentes : 50, 100 et 400 MHz. Le perturbateur a une amplitude  $V_e$  exprimée en volt crête. La tension issue du synthétiseur de fréquences est envoyée sur un amplificateur de puissance afin d'accroître son amplitude pour aller de quelques millivolts à plusieurs volts (figure 14-IV).

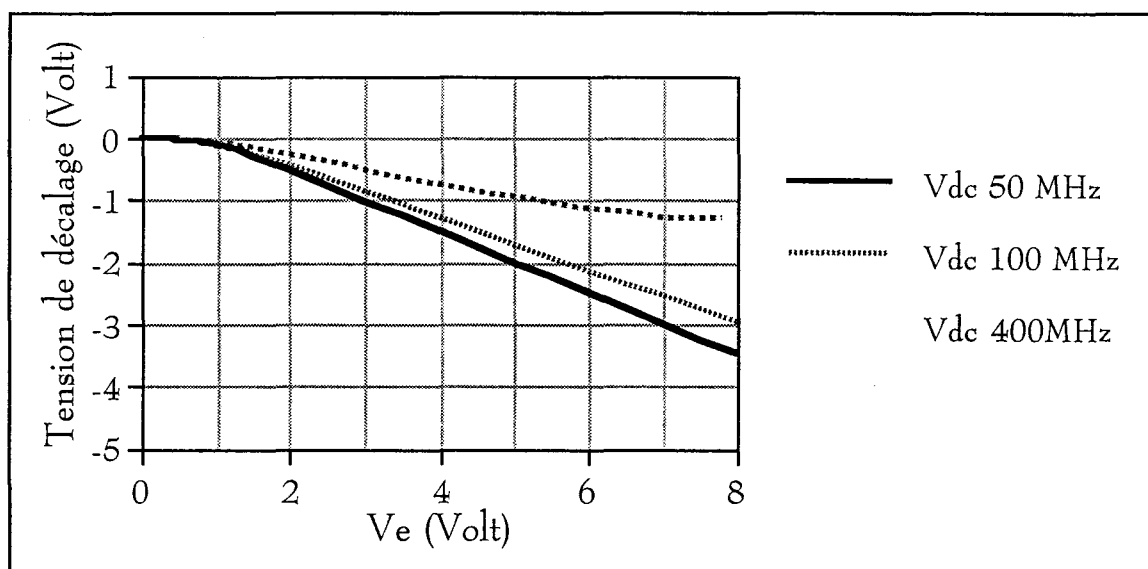


Figure 14-IV : Evolution des tensions de décalage en fonction de l'amplitude du perturbateur

On constate que les tensions de décalage  $V_{dc}$  suivent des lois linéaires en fonction de la tension perturbatrice pour des amplitudes supérieures à 2 volts (figure 14-IV). Par contre, en ce qui concerne les perturbations inférieures à 1,4

volts, les tensions de décalages suivent une loi quadratique en fonction de la tension perturbatrice comme on le précise sur les courbes de la figure 15-IV.

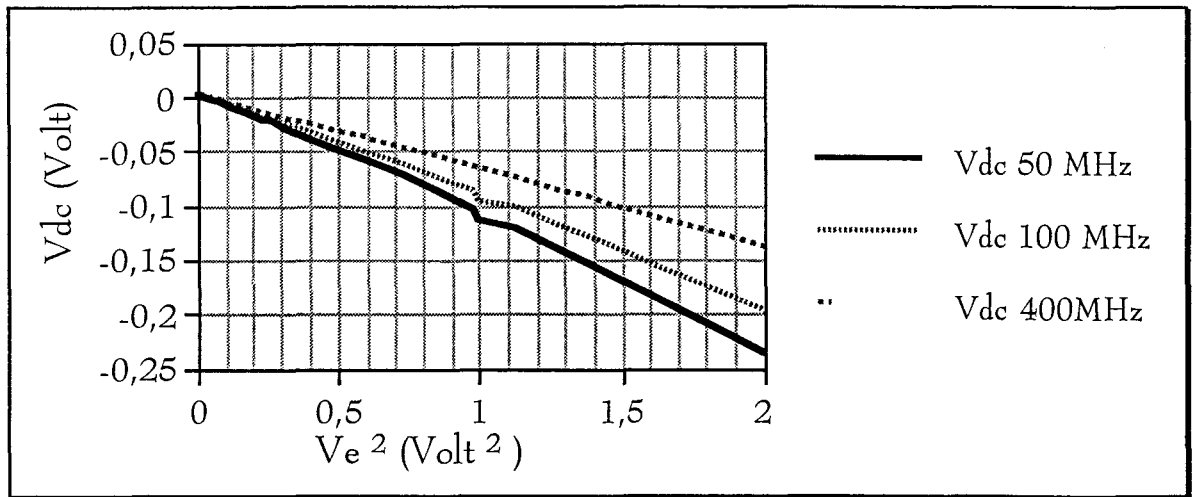


Figure 15-IV : Evolution du décalage statique pour les petites perturbations

On en déduit après examen de la figure 14-IV, que pour des perturbateurs de fortes amplitudes (supérieures à 2 volts), la tension de décalage s'exprime sous la forme  $V_{dc}=k' V_e$ , par contre sur la figure 15-IV pour des perturbateurs de plus faibles amplitudes, la tension de décalage s'exprime sous la forme  $V_{dc}=k V_e^2$ . D'après ces courbes, les coefficients  $k$  et  $k'$  prennent les valeurs données dans le tableau I-IV.

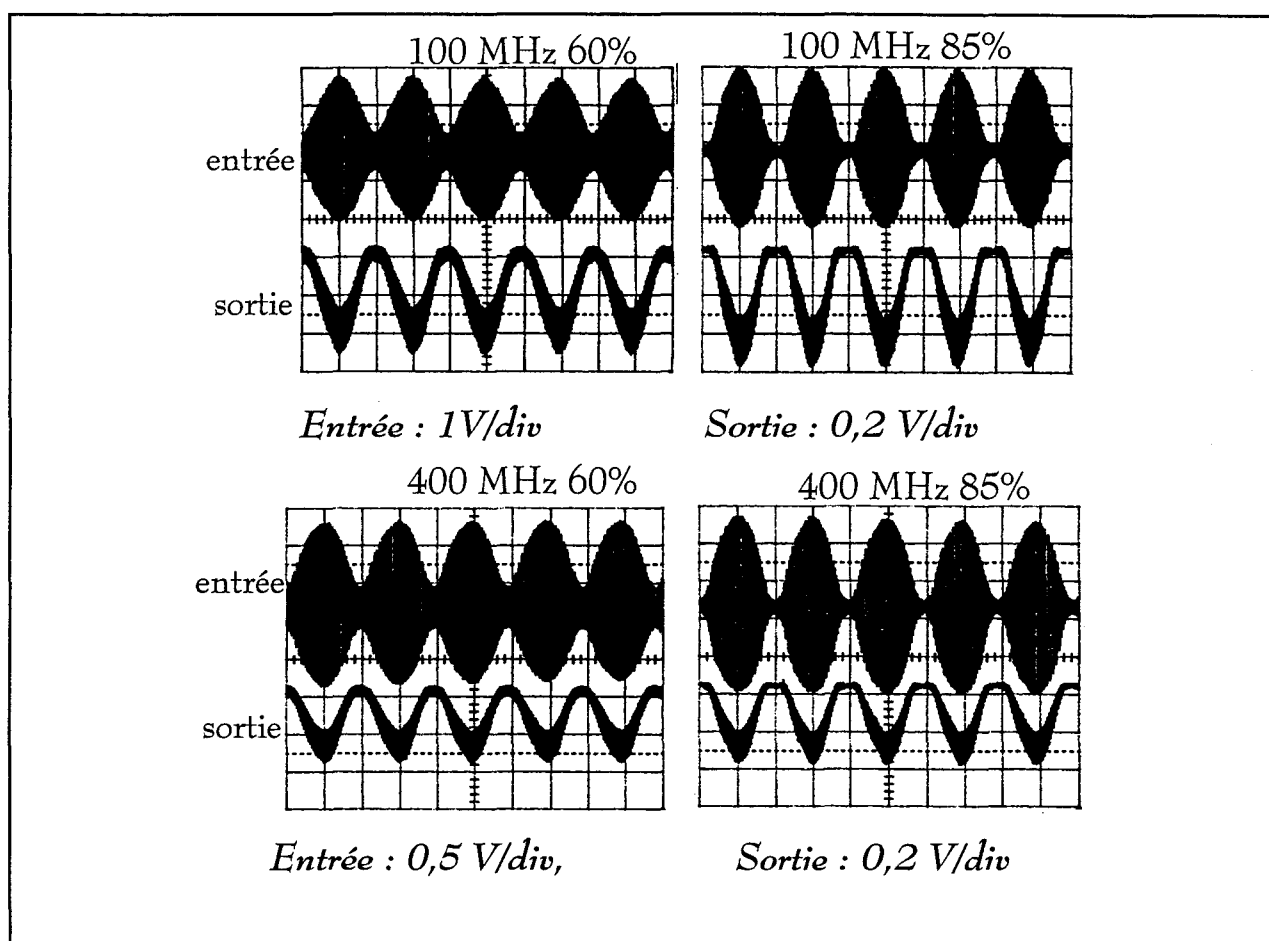
Fréquence	$k$ (Volt <sup>-1</sup> )	$k'$ (sans unité)
50 MHz	0,12	0,475
100 MHz	0,095	0,45
400 MHz	0,07	0,225

Tableau I-IV : Coefficients  $k$  et  $k'$

Ces coefficients varient en fonction de la fréquence, ils dépendent de la propagation du signal sur le tronçon de piste et de l'impédance d'entrée présentée par le composant à cette fréquence. Ces éléments ont pour effet d'atténuer le signal lorsqu'il arrive sur l'étage d'entrée du composant.

IV-1-5) Etude de l'amplificateur opérationnel en gain non inverseur perturbé par un signal modulé en amplitude

Les tensions de décalages sont dues à des non linéarités, c'est à dire que ces tensions de décalage dépendent de l'amplitude du perturbateur. Ainsi on a injecté en entrée un signal modulé en amplitude de fréquence porteuse respectivement égale à 100 MHz et à 400 MHz, avec un signal modulant de 100 kHz. On a réalisé les expériences avec des signaux ayant respectivement des taux de modulation de 60 et 85 % (figure 16-IV).



Base de temps :  $5\mu\text{s} / \text{div}$ .

Figure 16-IV : Perturbation par un signal modulé en amplitude en entrée

Sur la figure 16-IV qui représente le signal mesuré en entrée et en sortie, on constate que le signal de sortie contient une résiduelle de la porteuse. De plus lorsque le taux de modulation "m" arrive à 85 %, l'alternance positive du signal

de sortie a tendance à s'écrêter. Une analyse spectrale a été effectuée pour mettre en évidence les harmoniques engendrées par les effets de non linéarité du signal de sortie et évaluer ainsi son taux de distorsion. Les résultats sont présentés (figure 17-IV).

Les différents spectres mesurés montrent une raie fondamentale prédominante (100 kHz) et suivant le taux de modulation des raies peuvent atteindre une amplitude encore sensible à l'ordre 6.

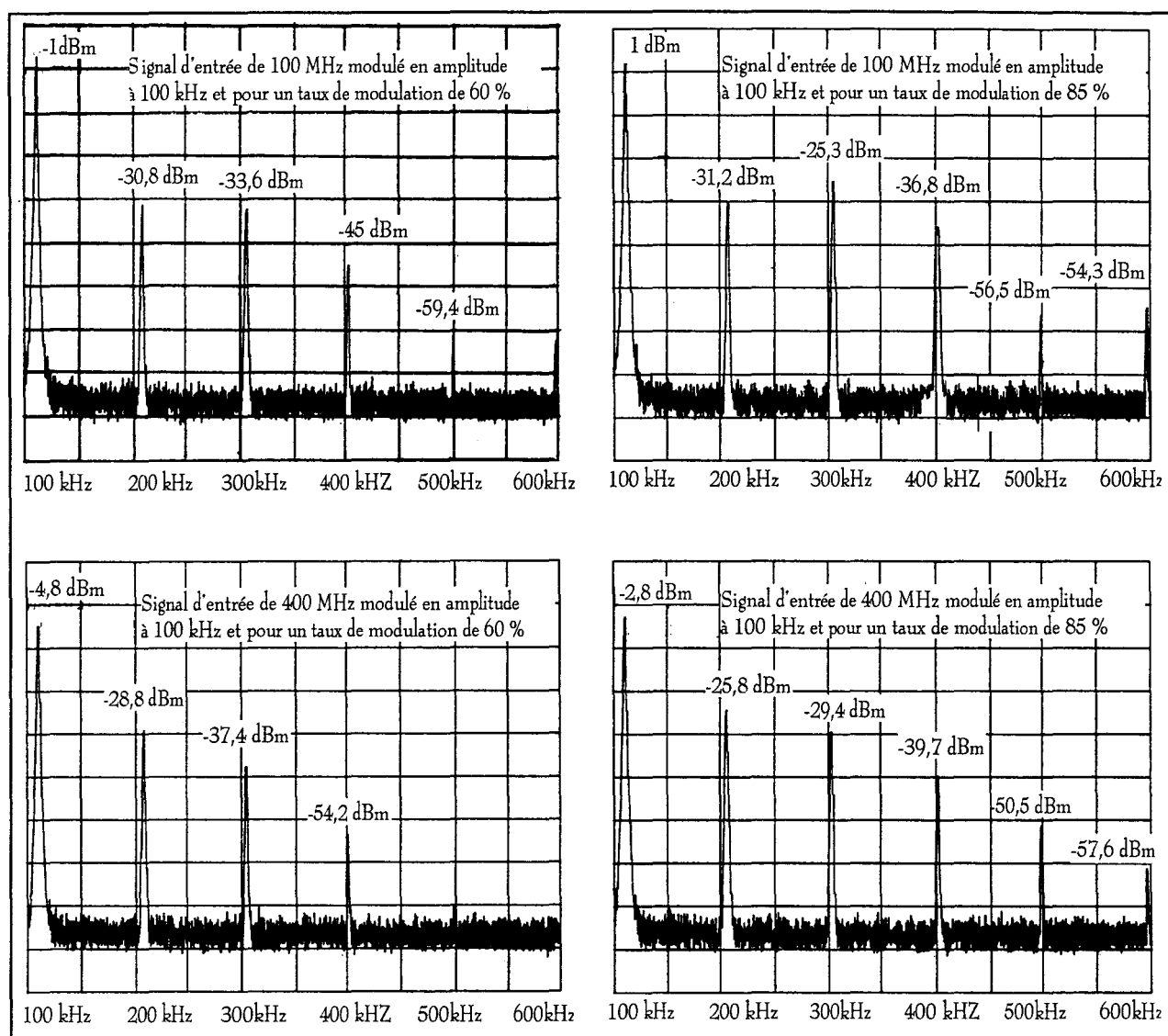


Figure 17-IV : Analyse spectrale des signaux de sortie

Par définition, le taux de distorsion  $\tau$  du signal de sortie s'exprime :

$$\tau = \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + \dots + X_n^2}}{X_1} \quad (IV-1)$$

où  $X_1$  jusque  $X_n$  correspondent aux amplitudes linéaires des raies du spectre.  $X_1$  est le fondamental et  $X_2$  à  $X_n$  sont les raies d'ordre supérieur. L'amplitude des raies est reportée dans le tableau II-IV où figure le taux de distorsion correspondant.

Spectre du signal de sortie	100 MHz m=60%	100 MHz m=85%	400 MHz m=60%	400 MHz m=85%
100 kHz	199,6 mVeff	251 mVeff	128 mVeff	162 mVeff
200 kHz	6,5 mVeff	6,2 mVeff	8,15 mVeff	11,4 mVeff
300 kHz	4,7 mVeff	12,2 mVeff	3,0 mVeff	7,6 mVeff
400 kHz	1,25 mVeff	3,2 mVeff	0,43 mVeff	2,31 mVeff
500 kHz	0,24 mVeff	1,5 mVeff	/	0,67 mVeff
600 kHz	/	0,43 mVeff	/	0,3 mVeff
////////////////////				
$\tau$ (%)	4 %	6 %	6,8 %	8,6 %

Tableau II-IV : Taux de distorsion  $\tau$

Le comportement du taux de distorsion montre que le signal est d'autant plus déformé que l'amplitude relative du signal modulant est importante. D'autre part à taux de modulation égal, la distorsion est plus grande lorsque la porteuse est à 400 MHz.

Par contre, comme on l'a vu au chapitre III, avec des fréquences porteuses beaucoup plus élevées comme c'est le cas à 800 MHz, le perturbateur transite directement vers la sortie comme le rappellent les courbes de la figure 18-IV.

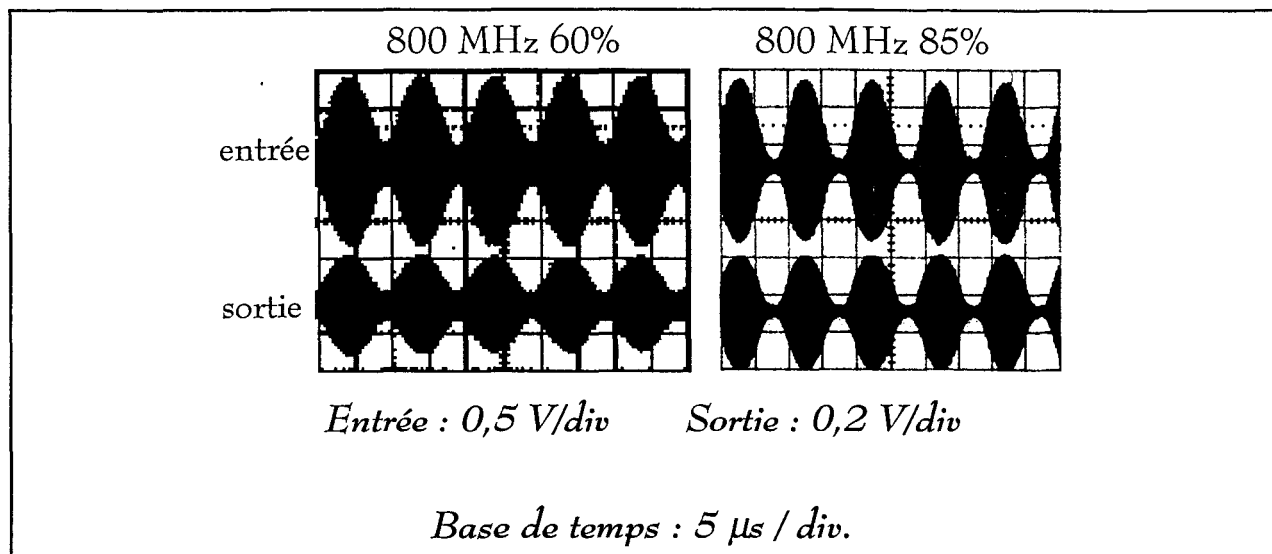


Figure 18-IV : Perturbation par un signal modulé en amplitude en entrée à la fréquence porteuse de 800 MHz

#### IV-2) Phénoménologie de la non linéarité

Les effets de non linéarité semblent mettre en cause l'étage différentiel d'entrée de l'amplificateur. On pense en premier lieu à une détection et c'est pour cette raison qu'il nous est apparu intéressant de focaliser notre attention sur le comportement d'un seul élément de l'étage différentiel FET d'entrée à savoir tout d'abord un transistor JFET.

Il s'agit d'un transistor à effet de champ à jonction (JFET) à canal N : le 2N 3819. Après avoir donné ses principales caractéristiques, on a évalué sa sensibilité vis à vis de perturbations injectées sur son entrée. Il en résulte alors un courant statique sur son drain qui se superpose au courant de polarisation et qui est provoqué par la non linéarité du composant. Puis, on s'attachera à caractériser les effets perturbateurs engendrés sur les drains de l'amplificateur différentiel reconstitué avec des éléments non intégrés. C'est à cette occasion qu'apparaîtra le rôle important du générateur de courant qui contrôle l'étage d'entrée qui explique la source de non linéarité aux fréquences plus élevées.

Cette étude fait en partie référence aux travaux d'un stage de DEA [19] effectué au laboratoire dont le but était l'étude expérimentale du transistor JFET soumis à des perturbations de fréquences supérieures à 100 MHz.



IV-2-1) Le transistor JFET en source commune.

IV-2-1-1) Caractérisation du transistor.

Compte tenu des fréquences élevées explorées durant les mesures, on a cherché une configuration qui soit la plus simple possible, c'est à dire sans polarisation préalable de la grille. C'est donc à  $V_{gs}=0$  volt que vont correspondre les résultats qui sont donnés par la suite. On va mettre en évidence la caractéristique statique de la famille de ce composant, c'est à dire l'évolution du courant drain source  $I_{ds}$  en fonction de la tension drain source  $V_{ds}$ . On obtient la caractéristique de la figure 19-IV. En zone de saturation l'amplitude de  $I_{ds}$  est de 4,5 mA avec  $V_{ds}$  supérieure à 7 volts.

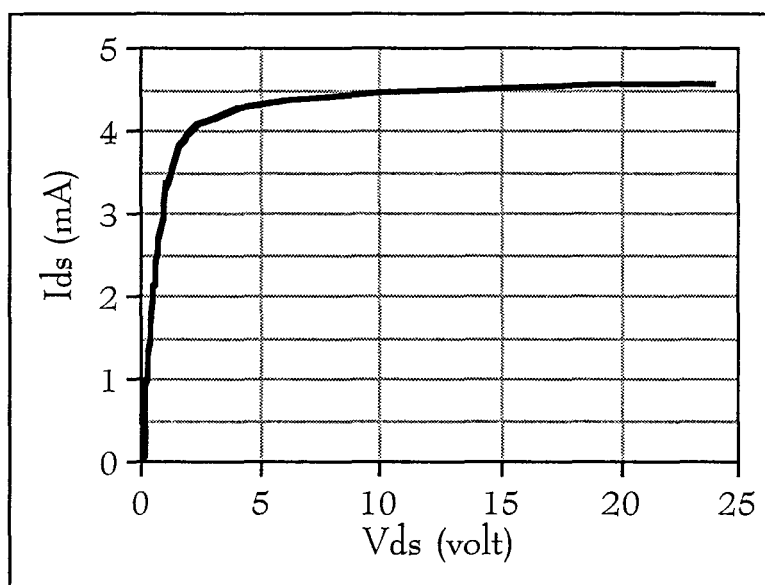


Figure 19-IV : Caractéristique  $I_{ds}=f(V_{ds})$  pour  $V_{gs}$  nulle

On mesure à présent la caractéristique de gain du transistor, dans les conditions de montage de la figure 20-IV où la résistance de drain est égale à 1 k $\Omega$ . On introduit en entrée un signal de 100 mVeff, ce qui permet de satisfaire les conditions de fonctionnement en petits signaux. La courbe de gain mesurée entre 10 kHz et 50 MHz est donnée figure 21-IV.

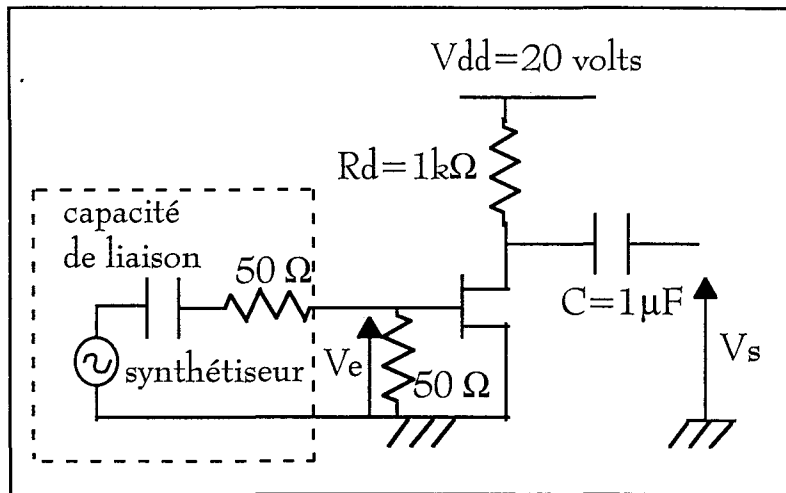


Figure 20-IV : Transistor monté en source commune

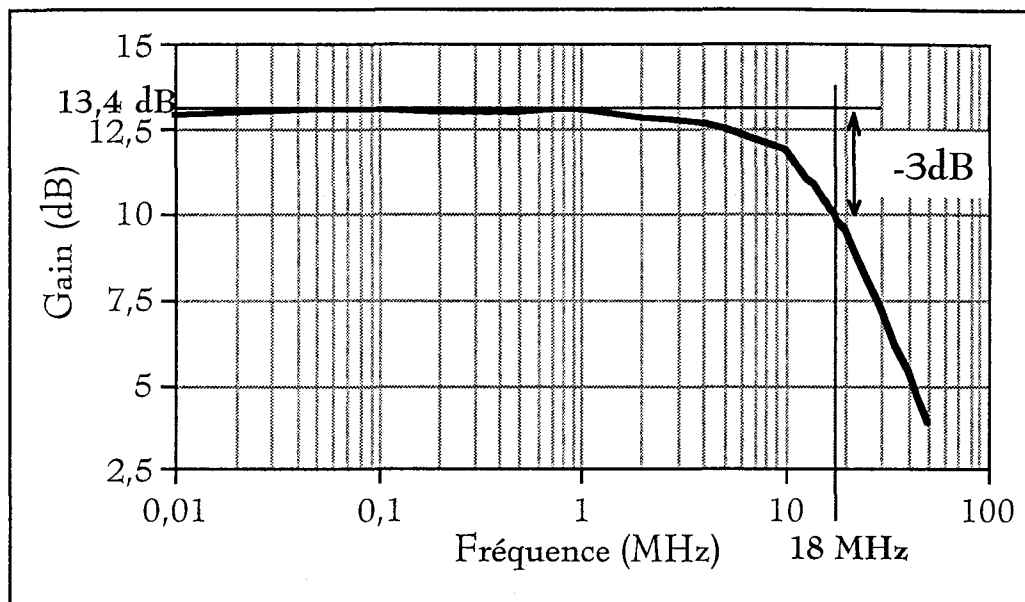


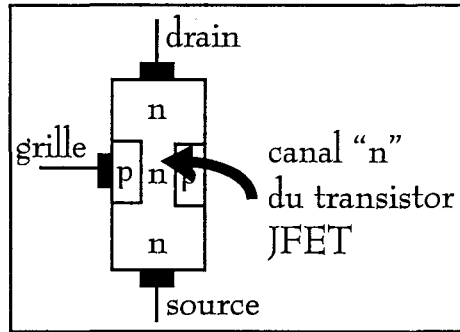
Figure 21-IV : Courbe de gain du transistor en montage source commune

Le gain s'approche de 13,4 dB et la fréquence de coupure est de 18 MHz. Sachant que le gain en tension s'exprime  $A = -g_m R_d$ , on en déduit la transconductance "gm" du transistor qui est égale à 4,7 mS.

#### IV-2-1-2) Essais de perturbations du transistor par des signaux hyperfréquences.

Le transistor à effet de champ à jonction est un transistor unipolaire dont la conduction est gérée par un type de porteurs qui sont soit les électrons, soit les trous. On représente le transistor à jonction à canal n par un barreau de silicium

dopé d'un matériau semi-conducteur de type N et de deux îlots de type P noyés dans ses flancs (figure 22-IV). Les deux régions P sont connectés intérieurement à la grille. La partie supérieure du barreau compose le drain et la partie inférieure la source. Les électrons libres passent par le canal pour migrer de la source vers le drain. On voit que la grille et le canal forment ainsi une diode PN [20].



*Figure 22-IV : FET à jonction à canal N*

En fonctionnement nominal, on polarise le transistor JFET canal N de telle façon que la diode équivalente grille canal soit polarisée en inverse. Mais il peut arriver sous des agressions électromagnétiques d'y appliquer des signaux de niveau élevé et à des fréquences supérieures à la fréquence nominale du composant, ces conditions peuvent polariser en direct la diode équivalente grille canal du transistor. L'action d'un perturbateur peut cependant être modifiée par le condensateur de liaison intégrée entre la source et la grille. Lors d'expériences en laboratoire, ce condensateur de liaison se justifie puisqu'il protège lors de l'expérience le générateur hyperfréquence contre toute entrée du courant continu qui pourrait provenir du transistor. Dans de telles conditions le comportement du composant est illustré par la figure 23-IV. Lors de l'alternance positive du signal, la jonction d'entrée du composant JFET est passante et le condensateur se charge (a). Lors de l'alternance négative la jonction du composant est bloquée, c'est à dire que le composant est en fonctionnement normal, le condensateur va donc se décharger au travers de l'impédance  $R_{gs}$  présenté par l'entrée du composant (b) : cette impédance est intrinsèquement très élevée sauf si on place volontairement en parallèle entre la grille et la masse une résistance par exemple de  $50 \Omega$ .

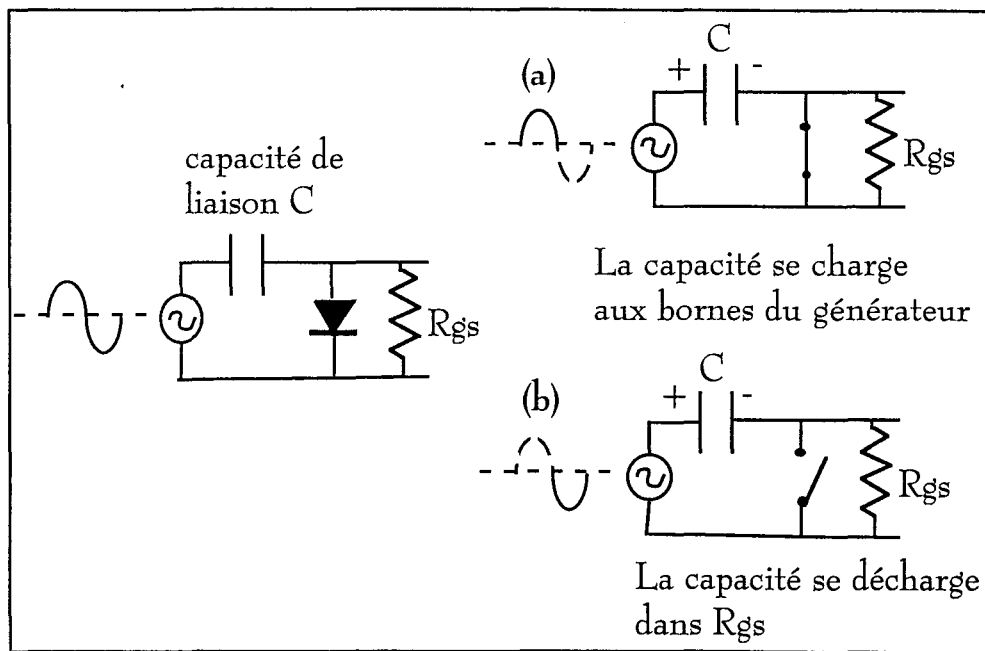


Figure 23-IV : Comportement d'une diode dans un circuit CR

Les illustrations de la figure 24-IV montrent les deux scénarios possibles lorsque la diode équivalente grille canal est mise en conduction.

La constante de temps imposée par une résistance  $R_{gs}$  de  $50 \Omega$ , implantée aux bornes de  $V_{gs}$  du transistor, est telle que la décharge du condensateur est très rapide, ce qui veut dire que le signal qui apparaît à l'entrée du composant ne subit pratiquement pas de décalage statique malgré la non linéarité d'impédance produite par la mise en conduction de la jonction grille canal : il en résulte un signal d'entrée fort écrêté lors de la mise en conduction de cette jonction. Par contre si  $R_{gs}$  passe à  $1 M\Omega$ , à cause du condensateur de protection le signal apparaissant à l'entrée du composant sera fortement modifié par rapport au signal simple alternance trouvé avec la résistance de  $50 \Omega$ . En effet le condensateur ne pouvant se décharger à cause de la constante de temps trop importante, il apparaît alors à l'entrée du transistor une tension sinusoïdale superposée à une composante continue. Ce phénomène est plutôt connu sous le nom d'effet "clamping".

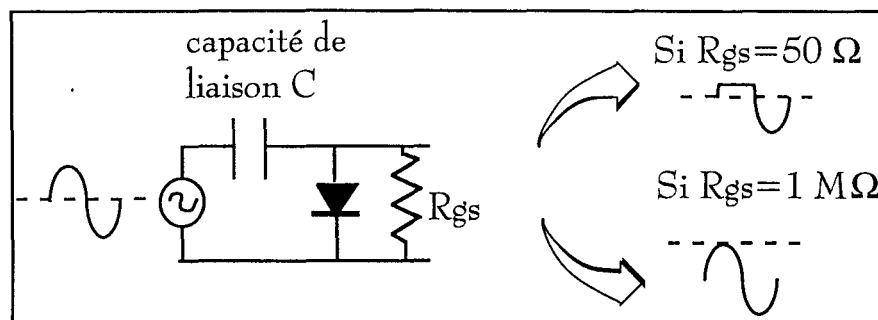


Figure 24-IV : Résultats obtenues en sortie du condensateur

On va montrer les phénomènes qu'engendre le transistor JFET quand le perturbateur a une tension de 1,4 volt efficace (2 volt crête) et pour une fréquence de 1 MHz. Le choix de cette tension se justifie puisqu'elle est suffisante pour mettre en conduction la diode équivalente grille canal du composant.

La figure 25-IV illustre ce phénomène en présence de la résistance de 50 Ω sans puis avec le transistor.

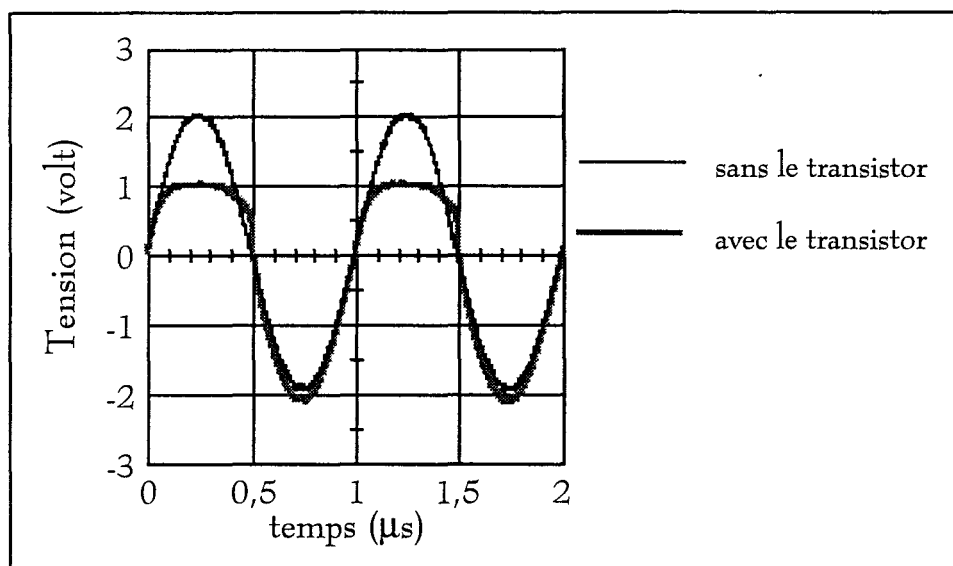


Figure 25-IV : Evolution du signal d'entrée lorsque  $R_{gs}$  est égale à 50 Ω

La figure 26-IV montre respectivement le signal d'entrée avant et après le condensateur de liaison quand la résistance  $R_{gs}$  est égale à 1 MΩ. On injecte toujours le même signal c'est à dire 1,4 volt efficace à la fréquence de 1 MHz.

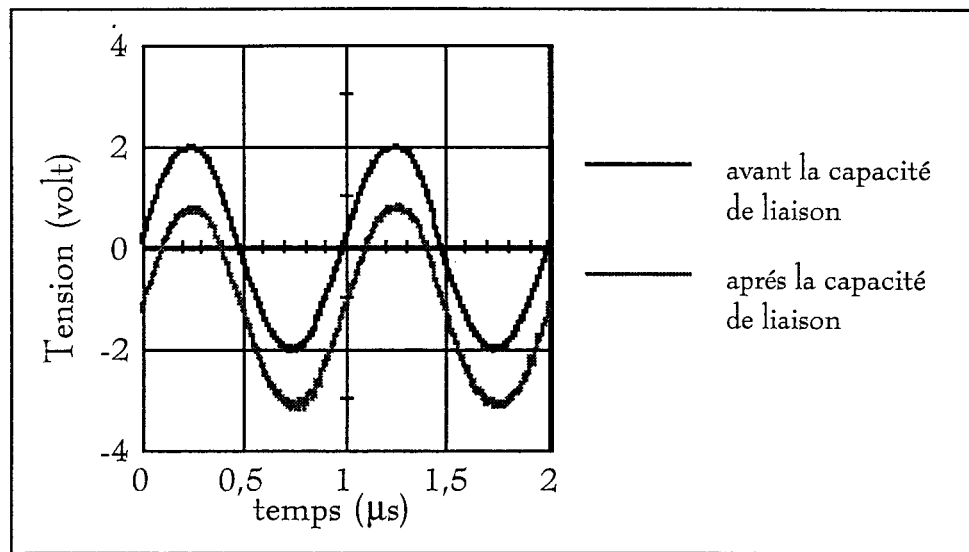


Figure 26-IV : Evolution du signal d'entrée lorsque  $R_{gs}$  est égale à  $1 M\Omega$

Lors de l'action de l'interférence électromagnétique, les conditions rencontrées sur la source du signal connectée à l'entrée de l'étage de l'amplificateur peuvent être différentes. Dans la plupart des cas, il n'y a pas de condensateur ce qui veut dire que le signal résultant de l'action de l'interférence serait un signal redressé même en présence d'une grande impédance. Cette conclusion démontre que la mesure en injection via un condensateur avec un générateur hyperfréquence sur une résistance  $50 \Omega$  est donc représentative de l'action d'une IEM.

IV-2-1-3) Relevées de la tension continue pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée

On applique maintenant un signal hyperfréquence, d'amplitude croissante allant de 0 à 1 volt efficace et dans la gamme de fréquence 100 MHz - 1 GHz, sur la grille du transistor et on relève l'évolution de la tension continue  $V_{dc}$  produite sur le drain du composant. Cette tension va donc se superposer à la tension de polarisation. Le montage étudié est représenté sur la figure 27-IV.

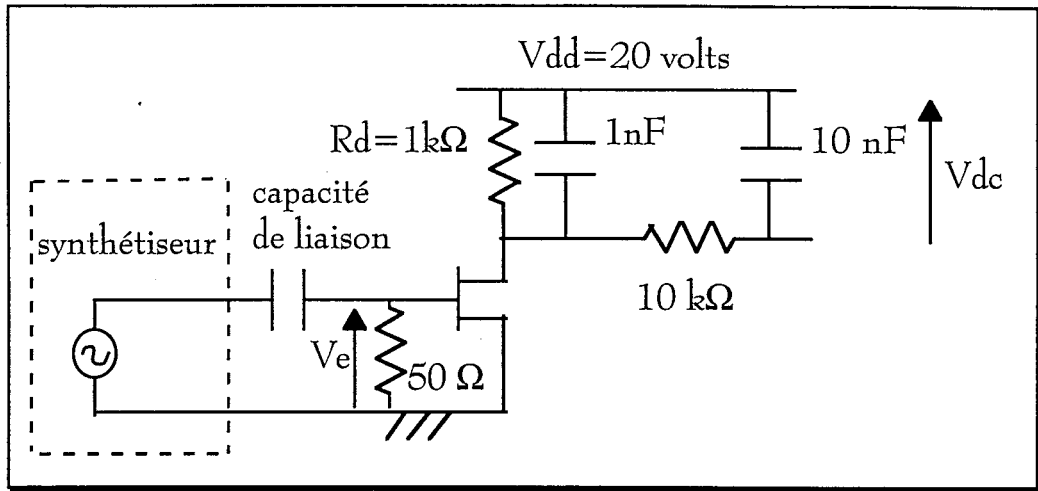


Figure 27-IV : Montage où l'on tient compte de la saturation d'entrée

La résistance de drain est découplée par un condensateur : on ne mesure ainsi que la composante continue  $V_{dc}$ . La filtre passe bas RC ( $10\text{ k}\Omega$  et  $10\text{ nF}$ ) permet la mesure de la tension de décalage par un multimètre. Les évolutions de décalages  $V_{dc}$  obtenues sont sur la figure 28-IV.

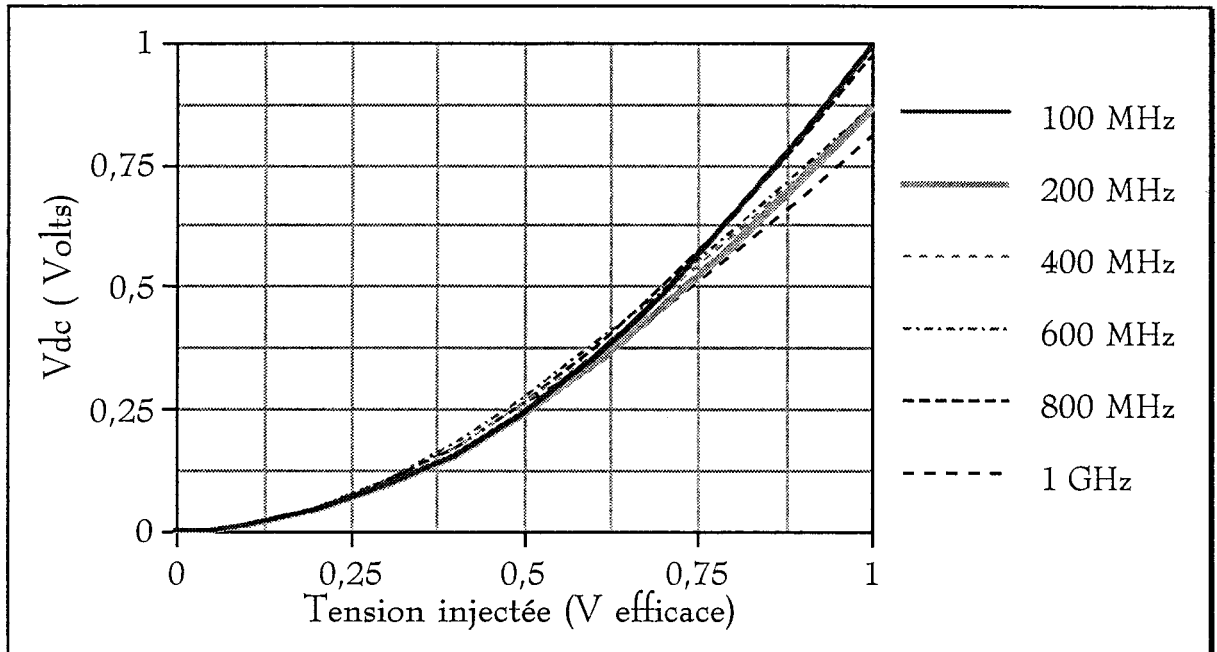


Figure 28 IV : Tensions de décalages  $V_{dc}$  hors de la bande passante

On remarque pour ces fréquences que l'on a des tensions de décalage indépendants de la fréquence du perturbateur.

Les tensions de décalages sont provoquées par la non linéarité du courant  $I_{ds}$  (courant drain source) circulant dans la résistance  $R_d$ . Pour déterminer l'évolution du courant  $I_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  on détermine d'abord la transconductance "gm" du transistor qui est pour définition (IV-1)

$$g_m = \frac{d I_{ds}}{d V_{gs}} \text{ à } V_{ds} \text{ constant} \quad (\text{IV-1})$$

On en déduit l'expression du courant  $I_{ds}$  par l'intégrale.

$$I_{ds} = \int_0^{V_{gs}} g_m(V) dV \quad (\text{IV-2})$$

avec  $V_{gs} = V_{gs0} + V_{gs}(t)$  où  $V_{gs0}$  est la polarisation statique grille source du composant et  $V_{gs}(t)$  est le signal qui varie dans le temps. La tension  $V_{gs0}$  doit être négative ou nulle pour le fonctionnement nominal du transistor JFET à canal n.

Pour relever la transconductance  $g_m(V)$ , on opère à 1 MHz à petit signal pour ne pas mettre en conduction la diode équivalente grille canal. La valeur de la transconductance sera déduite du gain en tension  $A = \frac{V_s}{V_e} = -g_m R_d$ . On a supposé enfin que la transconductance "gm", ainsi trouvée, est intrinsèque au composant et qu'elle ne varie pas en fonction de la fréquence. On utilise le montage de la figure 29-IV. Il faut ajouter à ce schéma un filtre passe bas RC (10 k $\Omega$  et 10 nF) aux bornes de  $V_{ds}$ . Celui ci n'a pas été représenté pour alléger le schéma mais il permet la mesure de la tension statique  $V_{ds}$ , à laquelle se superpose la tension de décalage due aux perturbations hautes fréquences, à l'aide du multimètre. La tension statique doit rester constante vu la faible valeur de la tension de décalage, comparée à cette tension.



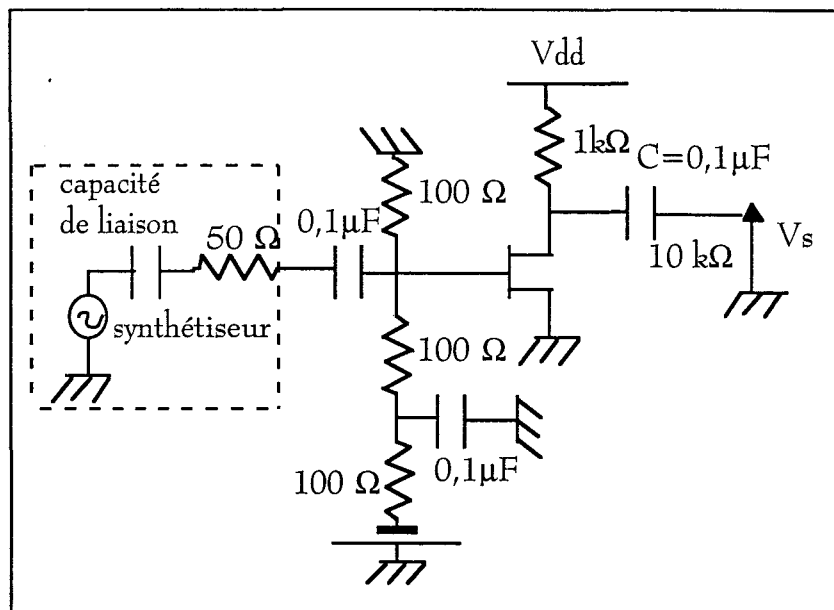


Figure 29-IV : Montage pour déterminer la transconductance "gm" du transistor

L'évolution de la transconductance  $g_m$  (V) est représentée (figure 30-IV). On remarque que plus les tensions continues grille source  $V_{gs0}$  sont négatives plus la transconductance  $g_m$  diminue donc le gain en tension  $A = -g_m R_d$  lui aussi diminue.

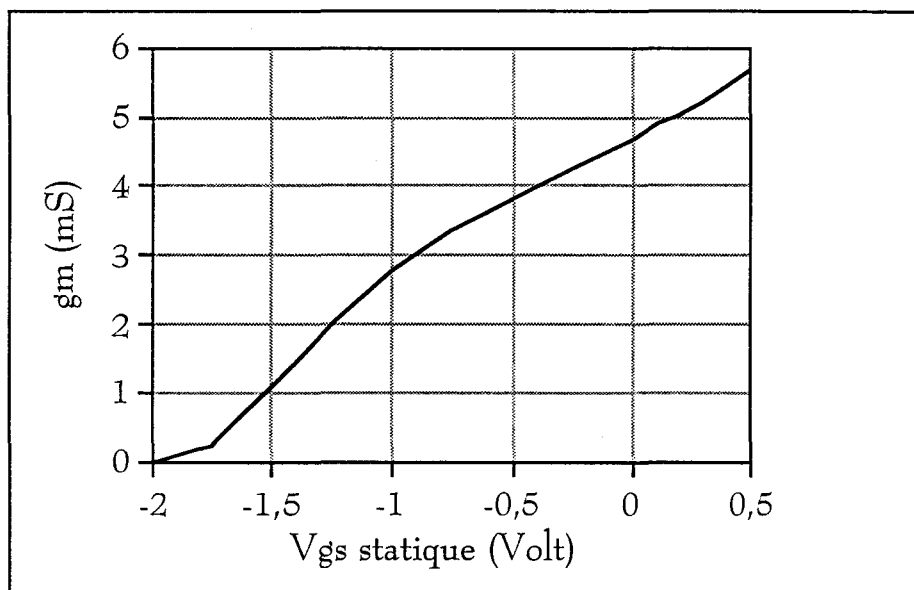


Figure 30 : Confrontation entre les mesures du  $g_m$  et de sa représentation polynomiale

On détermine un polynôme de degré cinq qui représente l'évolution de la transconductance en fonction de la tension grille source ( $V_{gs}$ ). Il a été élaboré

grâce à une méthode des moindres carrées implantée sous le logiciel MATLAB et il s'écrit sous la forme suivante.

$$g_m = 4,659 + 1,857 V_{gs} + 0,6619 V_{gs}^2 - 0,03612 V_{gs}^3 - 1,172 V_{gs}^4 - 0,4649 V_{gs}^5 \quad (\text{mS}) \quad (\text{IV-3})$$

Lorsqu'on a une tension statique en entrée  $V_{gso}$  nulle, ce qui est notre cas,  $V_{gs}$  se réduit à  $V_{gs}(t)$ . La tension perturbatrice  $V_{gs}(t)$  s'exprime sous la forme suivante

$$V_{gs}(t) = \sqrt{2} V_o \cos(\omega t) \quad (\text{IV-4})$$

où  $V_o$  est la tension en valeur efficace. On peut alors, à partir de l'équation IV-2, calculer  $I_{ds}$  pour une période du signal et en déduire le décalage  $I_{dso}$ . Tant que la diode équivalente grille canal n'est pas mise en conduction, le courant  $I_{ds}$  a des valeurs statiques moyennes  $I_{dso}$  qui évoluent de la façon suivante

$$I_{dso} = \frac{1,857}{2} V_o^2 - \frac{0,03612}{4} \cdot \frac{3}{8} \cdot 4 \cdot V_o^4 - \frac{0,4649}{6} \cdot \frac{20}{32} \cdot 8 \cdot V_o^6 \quad (\text{mA}) \quad (\text{IV-5})$$

$$I_{dso} = 0,9285 \cdot V_o^2 - 0,01354 \cdot V_o^4 - 0,3874 \cdot V_o^6 \quad (\text{mA}) \quad (\text{IV-6})$$

Comme la tension de décalage  $V_{dc}$  est relevée aux bornes de la résistance de  $1 \text{ k}\Omega$  de la figure 27-IV on peut écrire l'équation (IV-7)

$$V_{dc} = 0,9285 \cdot V_o^2 - 0,01354 \cdot V_o^4 - 0,3874 \cdot V_o^6 \quad (\text{Volt}) \quad (\text{IV-7})$$

Comme le signal arrivant réellement au composant est inférieur à 1 volt efficace, le terme prédominant de l'équation IV-7 sera le terme quadratique c'est à dire

$$V_{dc} = 0,9285 V_o^2 \quad (\text{IV-8}).$$

Ainsi pour les fréquences comprises entre 100 MHz et 1 GHz, l'évolution du décalage statique peut être représentée par l'expression (IV-8) ce qui semble satisfaisant sur la figure 31-IV (où l'abscisse est graduée en volt<sup>2</sup>).

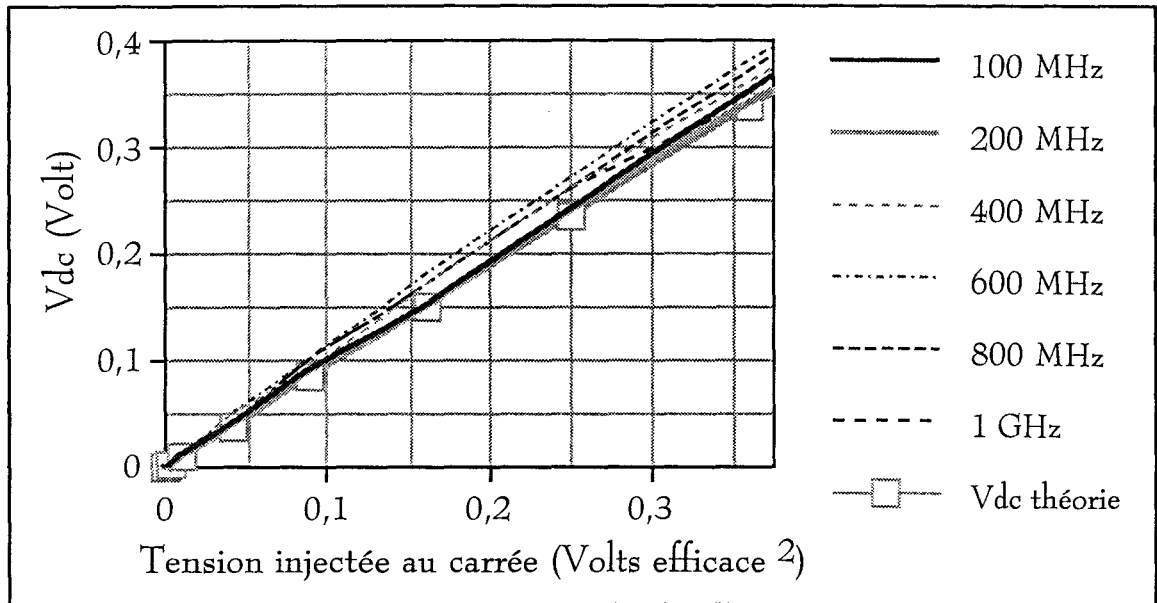


Figure 31-IV : Confrontation entre la simulation du polynôme et les mesures effectuées aux fréquences se situant hors de la bande passante

On constate une bonne concordance entre la simulation et les mesures. D'ailleurs l'évolution des tensions de décalages des transistors JFET provoquées par des petits signaux a été prédite aussi par Forcier et al [21] qui ont montré que la détection est quadratique.

Par contre quand le signal perturbateur met en conduction la jonction grille canal, la transconductance augmente brutalement ce qui a pour effet de provoquer une rapide augmentation de la tension de décalage. Ce phénomène est mis en évidence sur la figure 32-IV où l'on constate une rupture de pente vers 0,6 Volt efficace avec des signaux de 1 et 10 MHz.

On remarque aussi que le décalage évolue moins vite pour un signal à 10 MHz qu'à 1 MHz. Une telle observation a été confirmée pour des signaux de fréquences plus élevées : ce fait est peu être lié à l'augmentation très rapide de la capacité de la jonction quand cette dernière devient parasite.

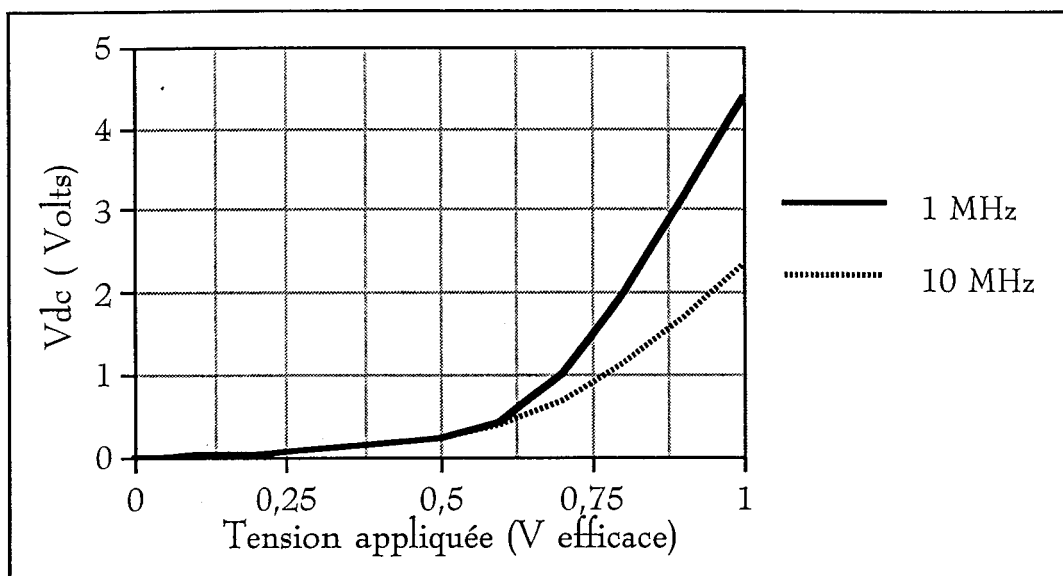


Figure 32-IV : Evolution des décalages statiques dans la bande passante du transistor

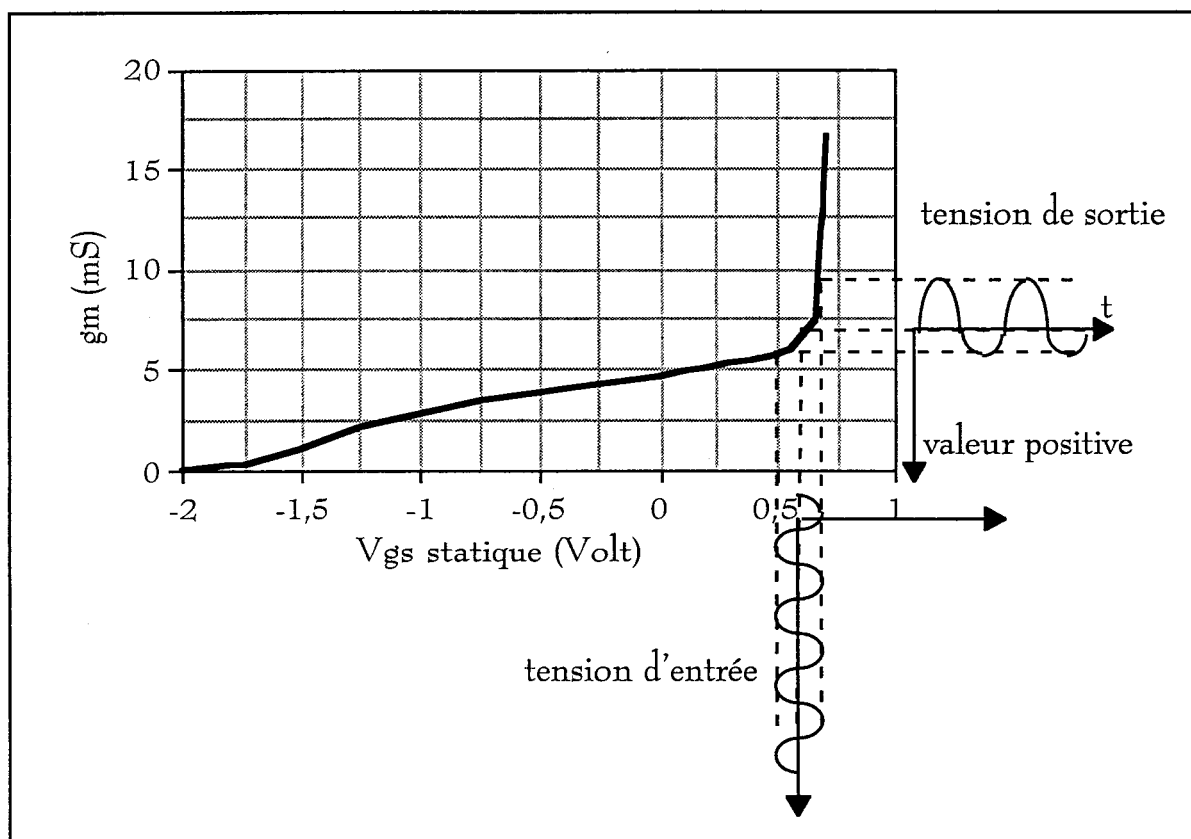


Figure 33-IV : Evolution de la transconductance pour des V<sub>gs</sub> supérieurs à 0,5 volt

Pour déterminer la transconductance  $g_m$  (V) (figure 33-IV) pour des tensions grille source  $V_{gs}$  supérieures à 0,6 volt, on relève le courant statique drain source  $I_{ds}$  et la tension grille source  $V_{gs}$  statique à  $V_{ds}$  constant. Le

montage utilisé est celui de la figure 29-IV, sans synthétiseur de fréquence sur son entrée puisqu'on travaille en statique. On calcule la transconductance "gm" grâce à l'équation IV-1. On n'a pas pu déterminer par contre un polynôme satisfaisant qui aurait pu représenter l'évolution de la transconductance "gm" par la méthode des moindres carrées disponible avec le logiciel MATLAB à cause de la remontée brutale présentée par la transconductance au delà de 0,6 volt crête.

Ainsi la transconductance évolue rapidement pour des tensions  $V_{gs}$  dépassant 0,6 volt. Pour un signal d'entrée sinusoïdal bien symétrique, le signal de sortie aura une alternance négative qui va augmenter énormément par rapport à l'alternance positive. La valeur moyenne de ce signal de sortie qui correspond à la tension de décalage, va croître rapidement jusqu'à plusieurs volts dans notre cas.

Dans le domaine de fréquences qui nous intéresse plus particulièrement c'est à dire 100 MHz à 1 GHz, les tensions de décalage ont une évolution qui reste quadratique vis à vis du perturbateur pour une tension statique grille source  $V_{gso}$  nulle. Il est bien évident que pour des tensions grille source statiques  $V_{gso}$  négatives les tensions de décalage auront encore une évolution quadratique vis à vis de l'amplitude du perturbateur. En plus, on peut ajouter que les courants de sortie seront plus faibles, puisque  $V_{gso}$  aura réduit la valeur de la transconductance "gm", les décalages statiques produits dans ces conditions seront eux aussi plus faibles.

#### IV-2-1-4) Comportement du transistor vis à vis d'un signal modulé en amplitude

Les effets de détection vus précédemment introduisent aussi une démodulation lorsque le perturbateur est modulé en amplitude. Le montage utilisé est toujours celui de la figure 27-IV. On donne à titre d'exemple un signal d'entrée de 100 MHz de 0,5 volt efficace modulé à 10 kHz (figure 34-IV). Ce signal présente un taux de modulation de 90 %.

Le signal de sortie est représenté sur la figure 35-IV. Sur la même figure, on compare le signal de sortie lorsque le signal d'entrée est à 1 MHz avec une

amplitude de 0,5 volt efficace modulée à 5 kHz avec un taux de modulation de 80 %. Ce signal a donc sa fréquence porteuse comprise dans la bande passante du composant.

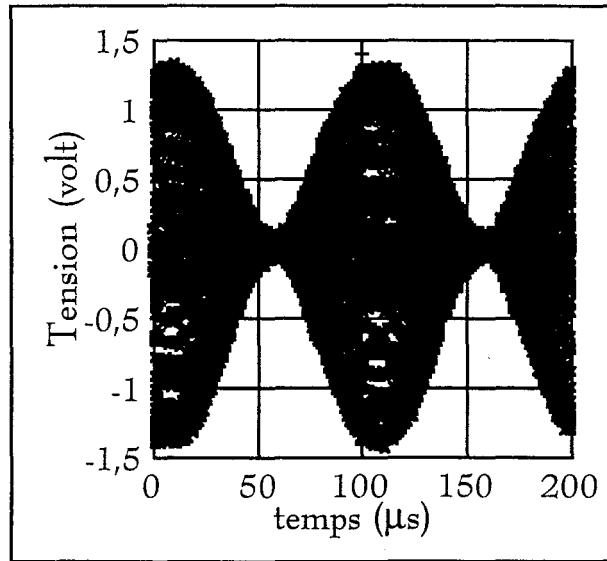


Figure 34-IV : Exemple d'un signal d'entrée

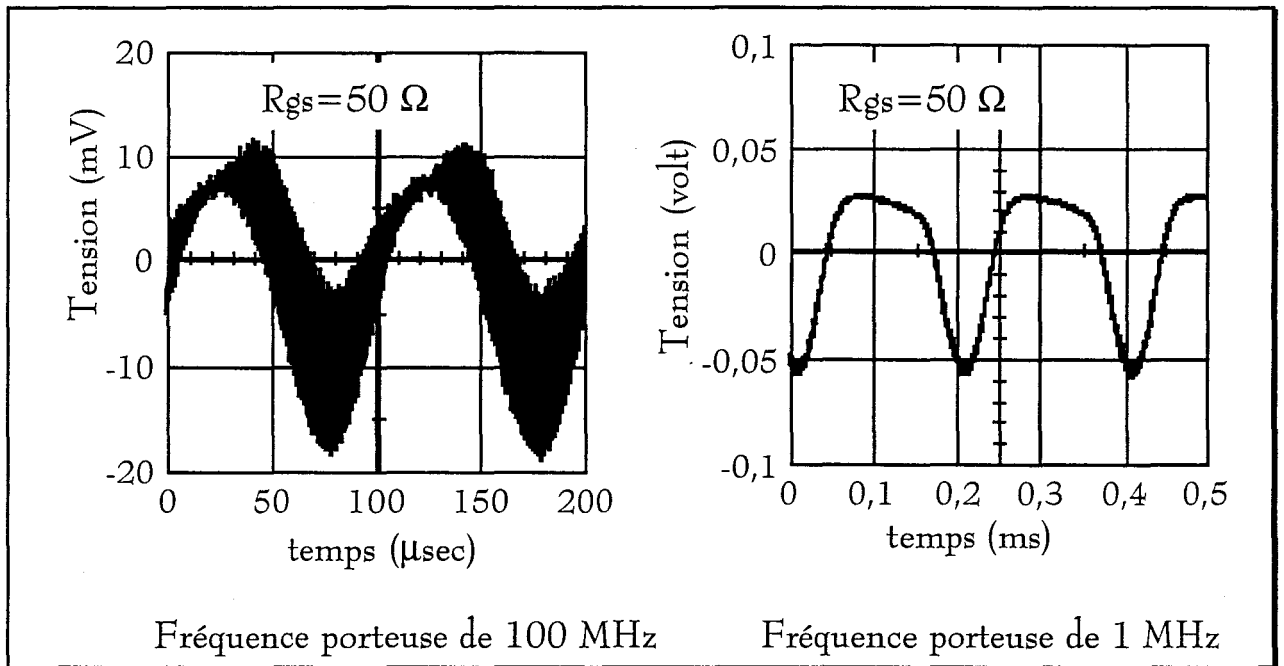


Figure 35-IV : Signal de sortie.  $R_{gs} = 50 \Omega$

On récolte en sortie filtrée (montage figure 27-IV) le signal démodulé par le transistor, mais il reste une résiduelle de porteuse à la fréquence de 100 MHz.

Cette résiduelle est principalement due au fait que les éléments parasites capacitifs et inductifs du transistor commencent à intervenir et à transmettre le signal. Par contre avec la porteuse de 1 MHz, la cellule de filtrage (figure 27-IV) joue pleinement son rôle, aussi le signal démodulé ne contient pas de résiduelle puisque les capacités et les inductances intrinsèques n'interviennent pas.

Avec un signal de porteuse de 800 MHz on a effectué les mêmes relevés une première fois avec un oscilloscope de bande passante de 800 MHz (BP 800 MHz) puis avec un oscilloscope de bande passante de 400 MHz (BP 400 MHz), les signaux de sortie sont les suivants (figure 36-IV).

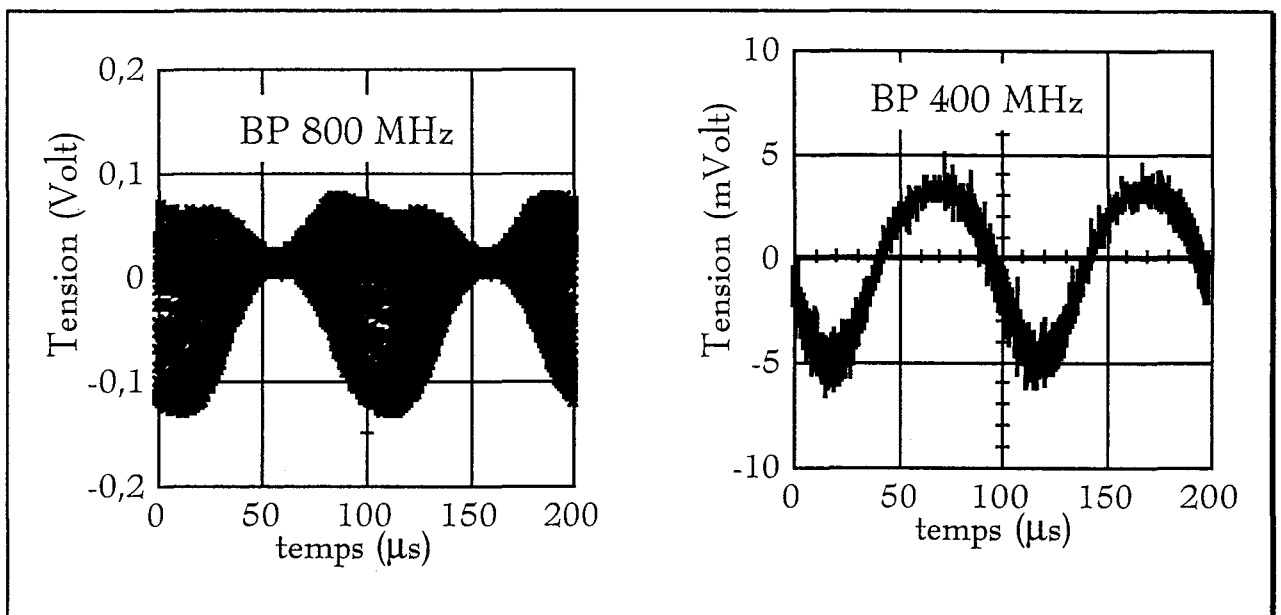


Figure 36-IV : Signal de sortie à 800 MHz.  $R_{gs}=50 \Omega$

Ces expériences montrent qu'il existe deux types d'effets auxquels contribuent le transistor. En dessous de 800 MHz c'est le mécanisme de détection qui est prépondérant et au dessus c'est le comportement où le composant agit pareillement à un filtre passe-haut favorisant le transfert direct de l'énergie haute fréquences vers la sortie.

#### IV-2-2) Amplificateur différentiel à transistors JFET

L'étude précédente a permis de mettre en évidence le comportement du transistor 2 N 3819 pour des perturbations couvrant une large gamme de

fréquences allant jusque 1 GHz. On aborde maintenant l'étude de l'amplificateur différentiel composé de deux transistors appartenant à cette technologie. Le but est de simuler l'étage différentiel de l'amplificateur opérationnel LF 356.

Des expériences préliminaires ont montré que les effets de détection de l'amplificateur différentiel ne dépendait pas de la symétrie des transistors d'entrée. En effet une permutation des transistors vis à vis du point d'injection d'entrée du perturbateur ne change pas la démodulation alors que ces transistors ne sont pas rigoureusement identiques : ce phénomène a donc une autre origine. Pour cette raison nos efforts ont porté sur la compréhension de la contribution du générateur de courant qui contrôle ces deux transistors.

Pour cela on a utilisé trois générateurs de courant dont les caractéristiques se dégradent progressivement : le premier est réalisé classiquement par un transistor bipolaire, pour le deuxième on ajoute un condensateur de 22 pF en parallèle sur le générateur et le troisième est composé uniquement d'une résistance de 1,5 k $\Omega$ .

Les circuits imprimés ont toujours un plan de masse sur l'une de leurs faces. Les alimentations sont découplées par des condensateurs céramiques de 0,1 $\mu$ F et les tronçons de pistes ont une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ .

IV-2-2-1) Relevés de la tension de décalage en sortie pour différentes fréquences et en fonction de la tension efficace injectée en entrée.

L'étage différentiel a été réalisé à l'aide d'éléments discrets CMS (composants monté en surface) dans le but de réduire les dimensions du circuit imprimé. Ces composants passifs CMS (résistances et condensateurs) sont choisis pour satisfaire les critères de symétrie : ainsi le drain du transistor perturbé et le drain du transistor non perturbé sont connectés à des composants passifs de valeurs très proches, ce qui permet de réduire le risque de tension de décalage intrinsèque. Les cellules RC connectées sur chaque résistance drain permettent de relever la tension de décalage au multimètre. Le réseau de résistances de 1,5 k $\Omega$ , 10  $\Omega$  associé au potentiomètre de 50  $\Omega$  procure un réglage de la tension de décalages pour atteindre  $V_{dc}=0$  volt lorsque l'étage n'est pas perturbé. Les



liaisons assurant l'interconnexion avec l'extérieur sont faites avec des conducteurs torsadés pour réduire les risques de couplage

La figure 37-IV représente le premier montage réalisant un générateur de courant conventionnel.

La figure 38-IV représente le deuxième montage où on ajoute le condensateur de 22 pF en parallèle sur le générateur de courant

Le générateur de courant conventionnel a une impédance intrinsèque très élevée, et son courant est constant dans sa bande de fonctionnement. Lorsqu'on ajoute le condensateur de 22 pF, on augmente de façon artificielle les éléments parasites de ce générateur de courant conventionnel. En effet on estime les capacités parasites du générateur de courant conventionnel de l'ordre de 5 pF. En ajoutant le condensateur céramique de 22 pF, on multiplie ainsi par quatre les phénomènes parasites. De plus comme on l'a vu au chapitre II, le condensateur céramique utilisé à un comportement inductif en très hautes fréquence. On estime cette inductance parasite égale à 18 nH. Enfin les éléments du générateur de courant ont été calculés pour produire des tensions  $V_{gs}$  nulles.

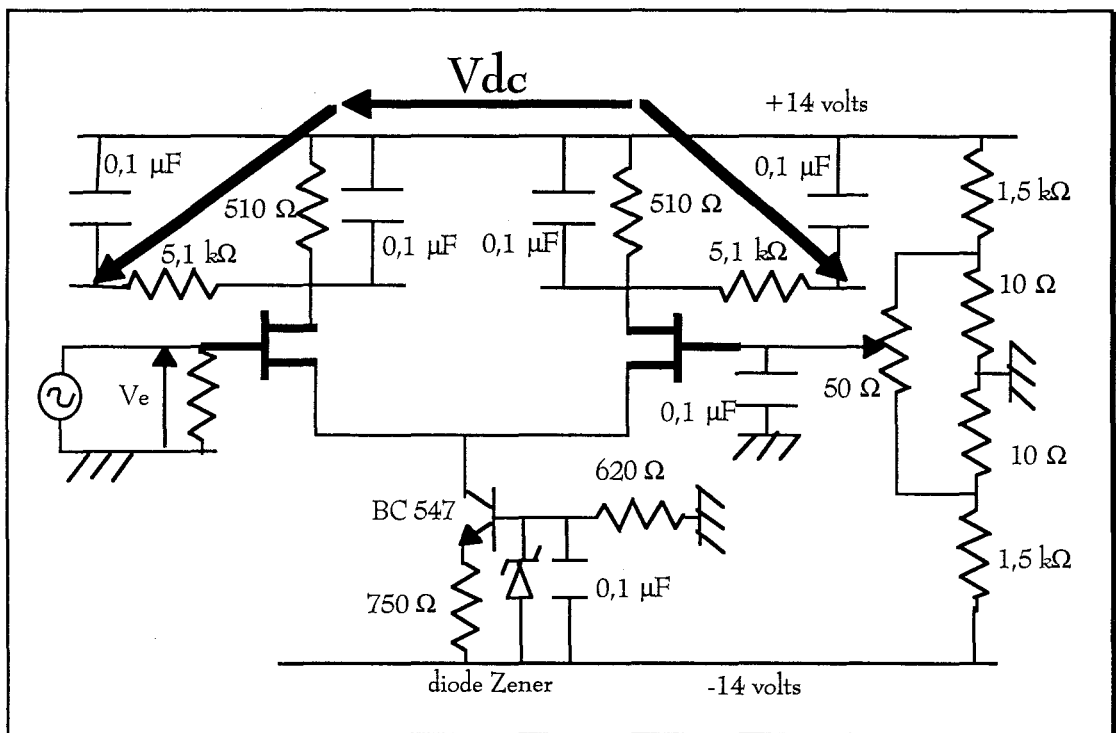


Figure 37-IV : Amplificateur différentiel avec un générateur de courant conventionnel

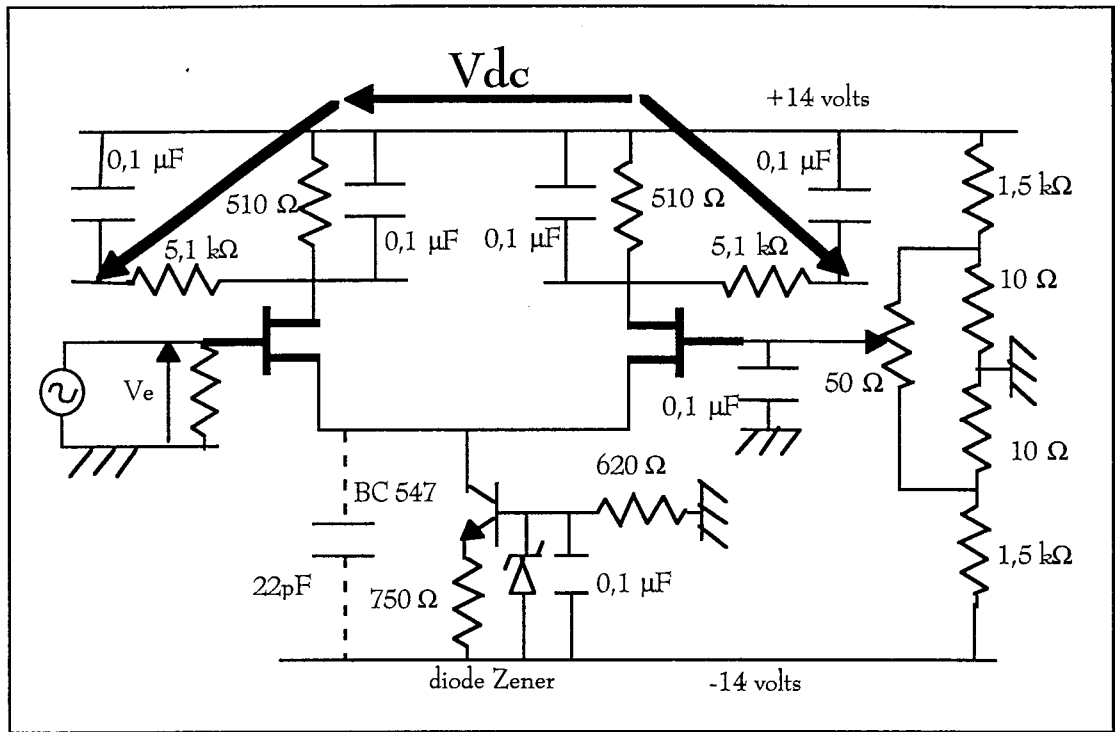


Figure 38-IV : Amplificateur différentiel avec un condensateur associé en parallèle au le générateur

La figure 39-IV représente le troisième montage où le générateur de courant est remplacé par une résistance de 1,5 kΩ.

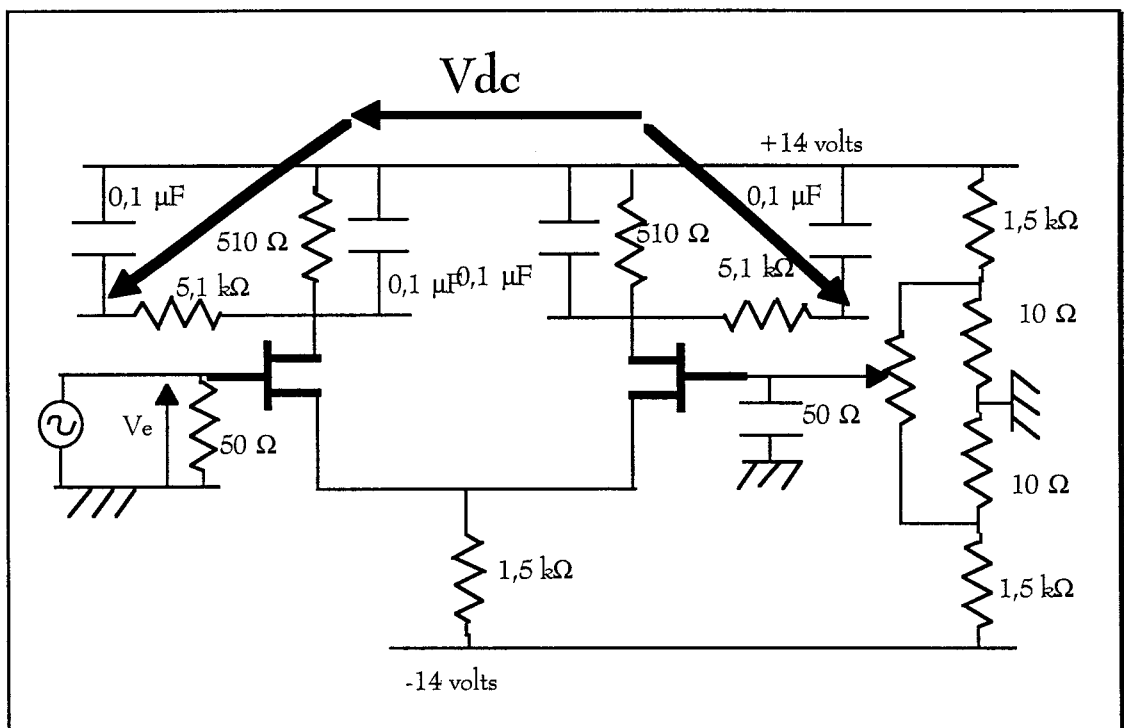


Figure 39-IV : Amplificateur différentiel composé d'une résistance de 1,5 kΩ

On relève les tensions de décalage  $V_{dc}$  pour les trois configurations de générateur présentées (Planche I, II, III). La gamme de fréquence va de 1 MHz à 1 GHz. Les amplitudes injectées sont relevées en sortie du synthétiseur de fréquence et elles couvrent la gamme de tension 0 - 1 volt efficace.

On mesure la tension de décalage en fonction de l'amplitude pour deux états de l'amplificateur différentiel correspondant aux positions de la paire de transistors d'entrée appelé position 1 et position 2. Puis une troisième courbe représente l'évolution fréquentielle de  $V_{dc}$  pour une tension perturbatrice de 1 volt efficace toujours dans les deux positions. Rappelons que pour des tensions grille source  $V_{gs}$  supérieures à 0,6 volt, on va mettre en conduction les diodes grille canal équivalentes, comme cela a été vu précédemment mais cette configuration ne se présente beaucoup plus rarement étant donné la structure différentielle.

Les courbes montrent (Planche I, II, III) que les tensions de décalage provoquées par la perturbation sont indépendantes du critère de symétrie de l'étage d'entrée puisqu'on obtient la même amplitude quelque soit la position des composants actifs.

On remarque que les tensions de décalages sont faibles pour les fréquences comprises dans la bande passante de l'amplificateur différentiel, c'est à dire à 1 et 10 MHz (Planche I et II). Ces résultats sont conformes aux propriétés du fonctionnement nominal. Par contre pour les fréquences supérieures à 100 MHz, les tensions de décalages apparaissent avec une amplitude d'autant plus importante que la fréquence du perturbateur est grande. Ce phénomène est amplifié lorsqu'intervient le condensateur de 22 pF comme le montre les courbes de la Planche II. D'autre part les courbes de la Planche II font apparaître qu'au dessus de 400 MHz, l'amplitude de la tension de décalage va décroître pour pratiquement s'annuler à 1 GHz. Ce phénomène peut être attribué au comportement inductif du condensateur de 22 pF en parallèle avec la capacité parasite du transistor qui a pour effet de créer une antirésonance donc une augmentation d'impédance. Sachant que l'inductance du condensateur de 22 pF est de 18 nH et la capacité parasite du transistor bipolaire est de 5 pF, l'antirésonance se trouverait à 530 MHz.

Sur la planche III, pour le montage de l'amplificateur différentiel, le générateur est constitué de la résistance de  $1,5 \text{ k}\Omega$ . Déjà aux fréquences de 1 et 10 MHz, il existe des tensions de décalages. Cela est dû au fait que la résistance est loin d'avoir une impédance suffisamment grande pour se comporter comme le générateur de courant conventionnel. Par contre on remarque que pour les fréquences comprises entre 100 et 800 MHz, les tensions de décalages sont plus petites car le comportement présenté par la résistance de  $1,5 \text{ k}\Omega$  est moins affecté par la capacité parasite étant donné la valeur de cette résistance : une résistance CMS de  $1,5 \text{ k}\Omega$  et les pastilles sur lesquelles elle est soudée ont une capacité parasite de l'ordre de 2 pF (mesurée au banc RLC). Enfin à la fréquence de 1 GHz, on relève une anomalie dans la mesure où les tensions de décalages deviennent positives. On constate que le transistor attaqué subit un changement du sens du courant alors que le transistor non attaqué fonctionne normalement. On ne connaît pas la raison de ce changement de polarité du transistor, mais les tensions de décalages créés sont de l'ordre de 80 mV ce qui est tout de même une valeur importante.

La planche IV rassemble les trois caractéristiques montrant l'évolution de la tension de décalage en fonction de la fréquence. On relève l'effet introduit par le condensateur parasite de 22 pF. La tension appliquée à l'entrée est maintenant constante égale à 1 volt efficace.

La planche V rassemble les tensions de décalage en fonction du carré de la valeur efficace du signal perturbateur. Les courbes sont données pour quatre fréquences 1 MHz, 200 MHz, 600 MHz et 1 GHz. On remarque pour les fréquences de 1 MHz, 200 MHz et 1 GHz qu'il s'agit de droites ce qui prouve le comportement quadratique. Mais à 600 MHz, l'évolution des tensions de décalage s'éloigne de cette représentation linéaire. Cela provient de l'intervention des éléments inductifs du condensateur de 22 pF et de la capacité parasite du transistor bipolaire évoqués précédemment.

La simulation théorique va permettre de rechercher ces phénomènes. Toutefois étant donnée la difficulté à modéliser complètement le générateur de courant, on a préféré limiter la simulation à la troisième configuration pour laquelle cette fonction est assurée par la résistance de  $1,5 \text{ k}\Omega$ .

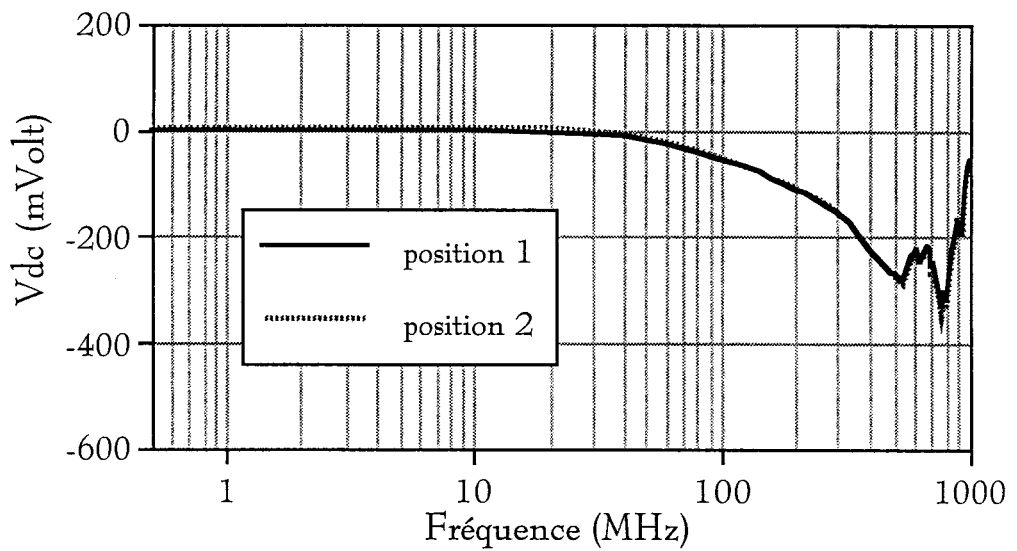
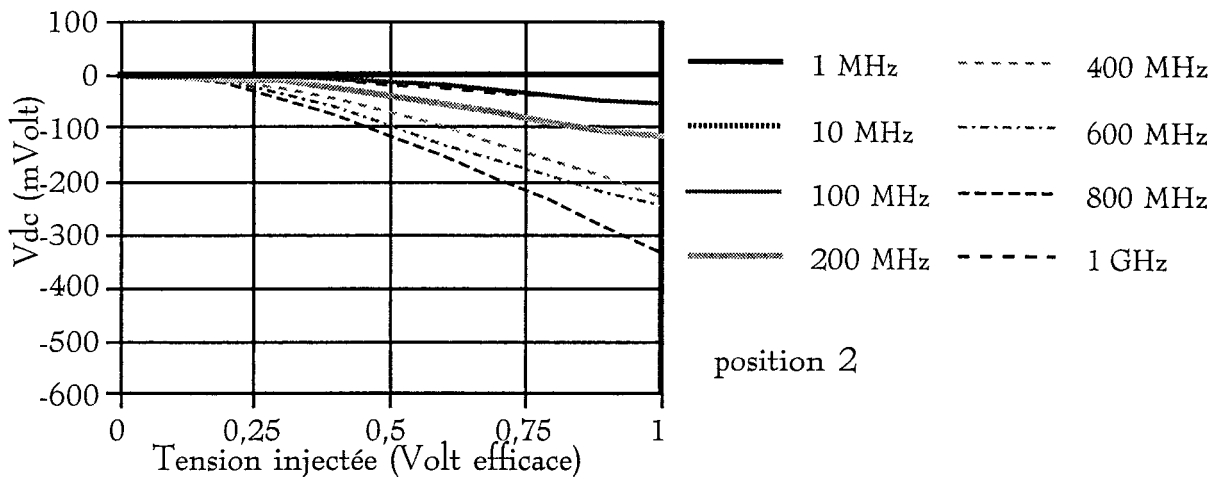
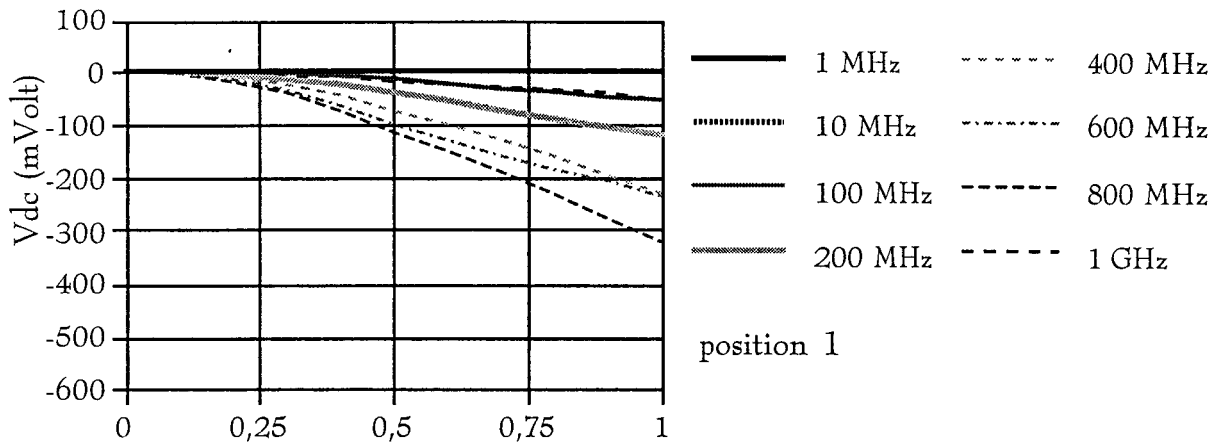


Planche I : Générateur de courant conventionnel

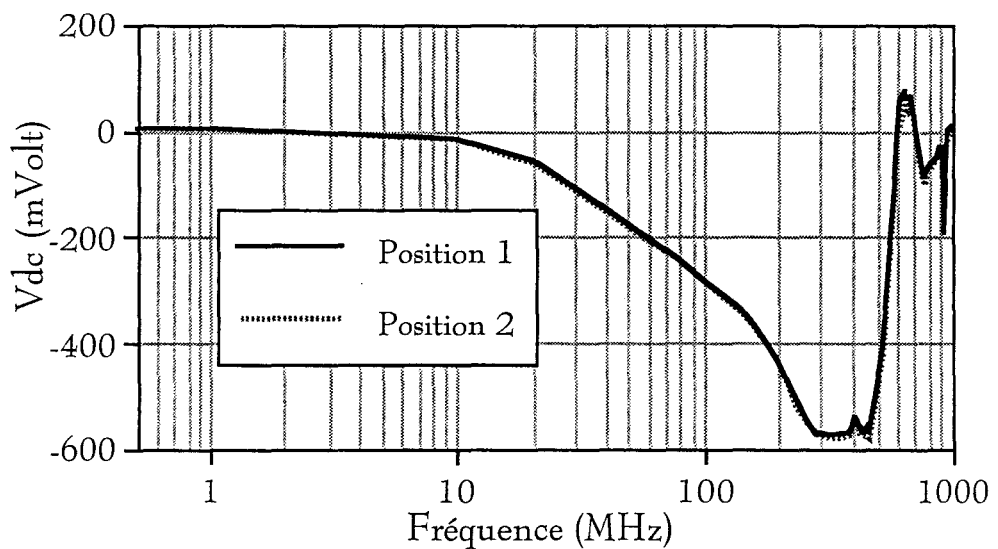
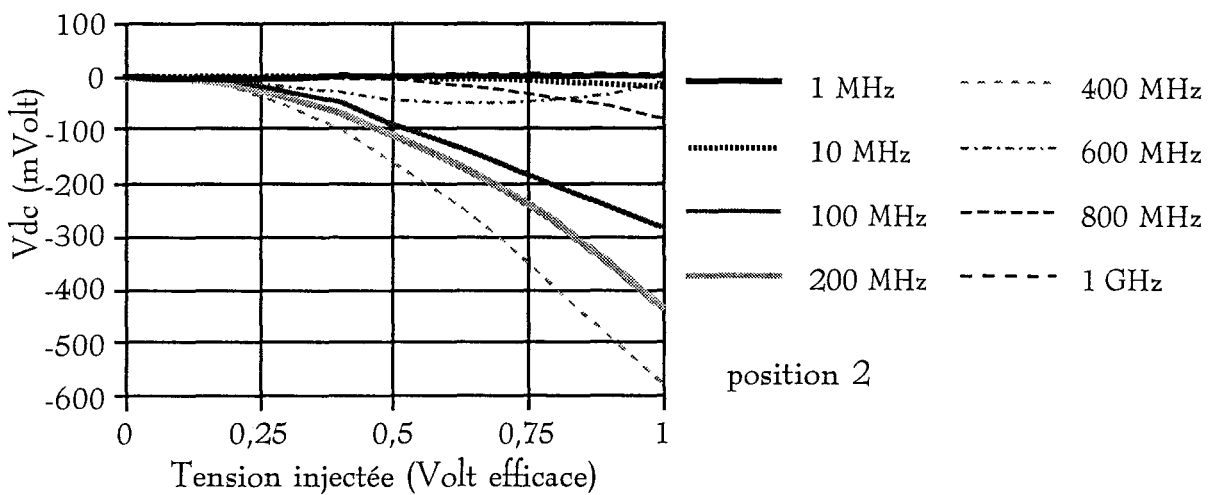
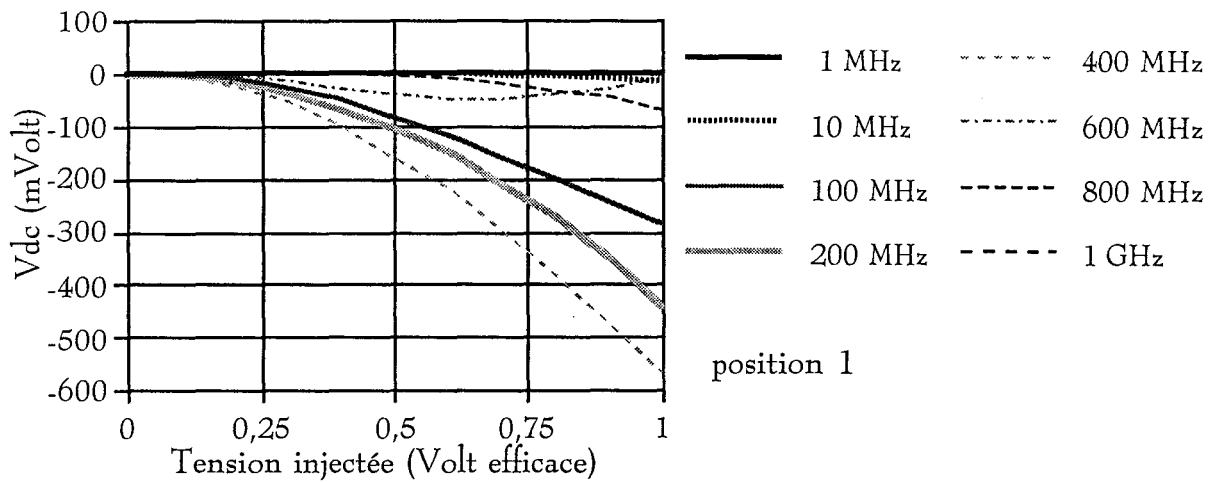


Planche II : Générateur de courant parasité par 22 pF

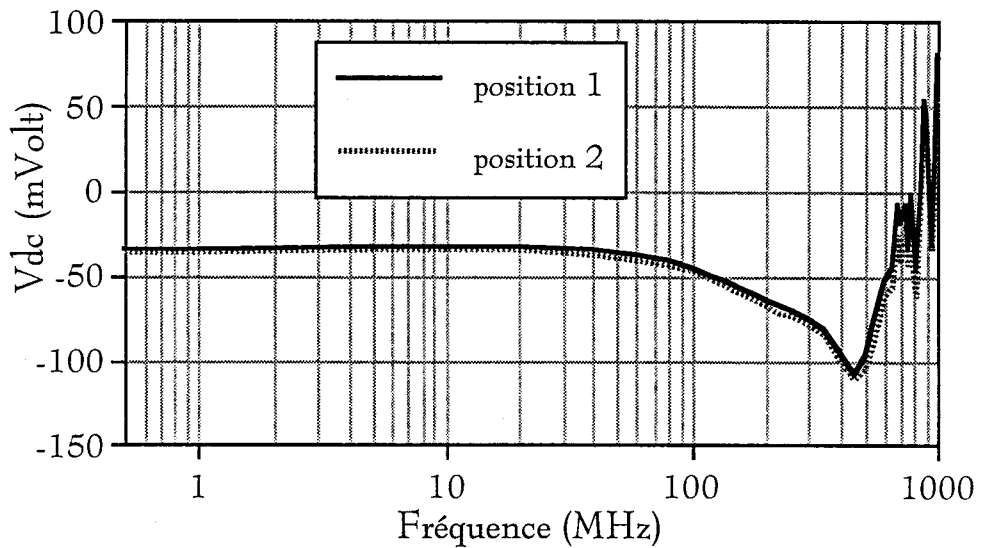
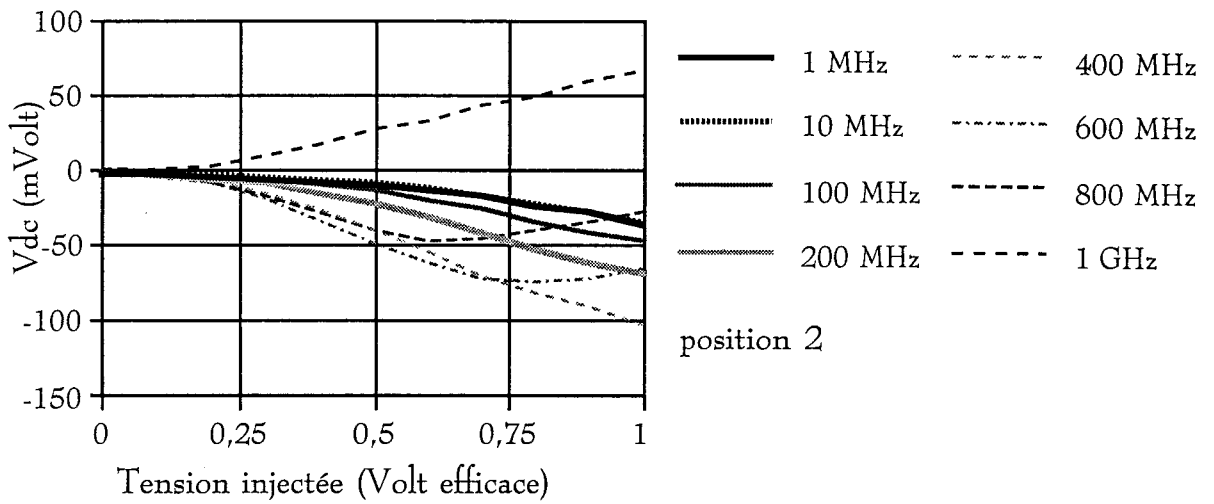
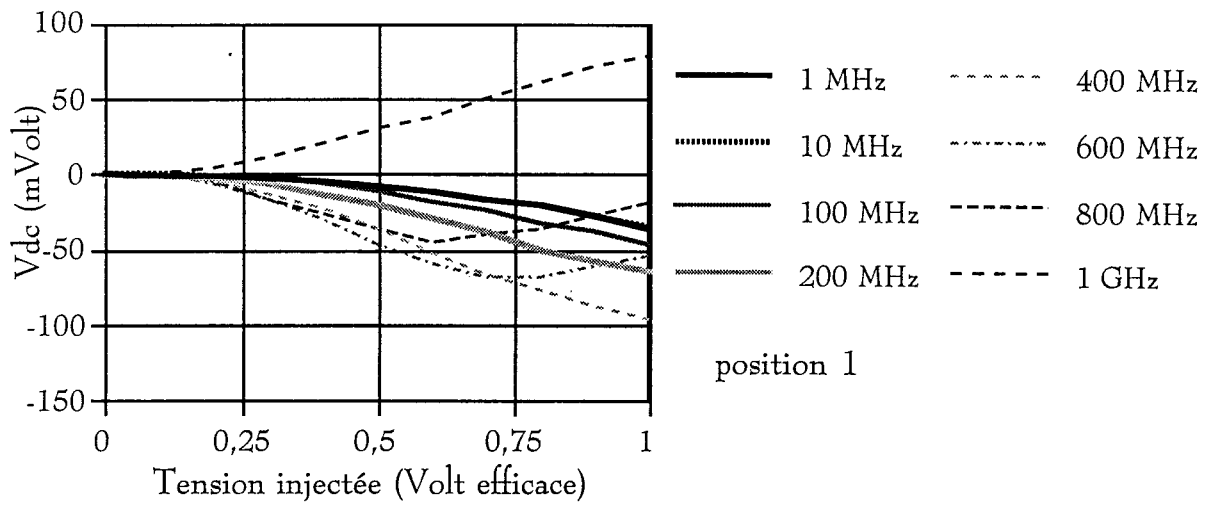
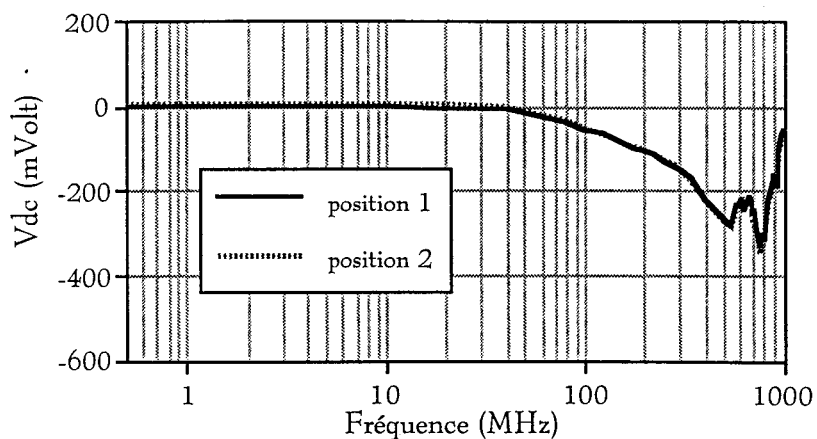
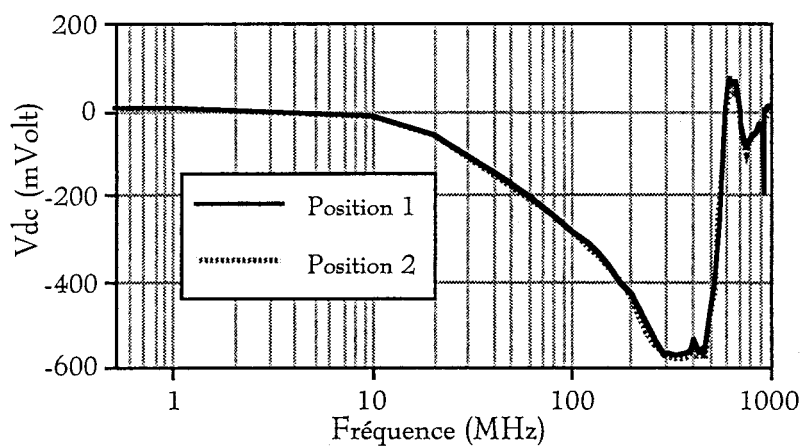


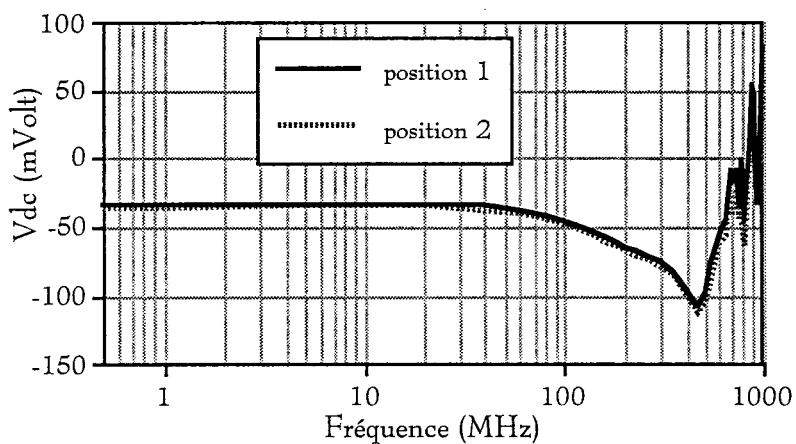
Planche III : Résistance de  $1,5\text{ k}\Omega$



Générateur de courant conventionnel

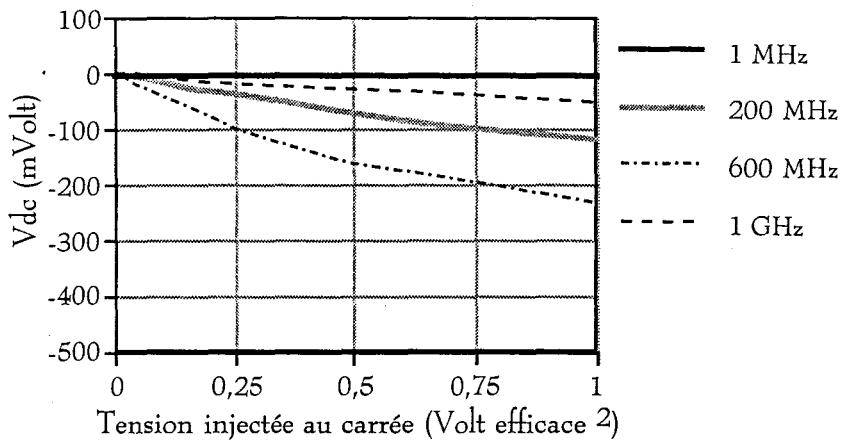


Générateur de courant associé au condensateur de 22 pF

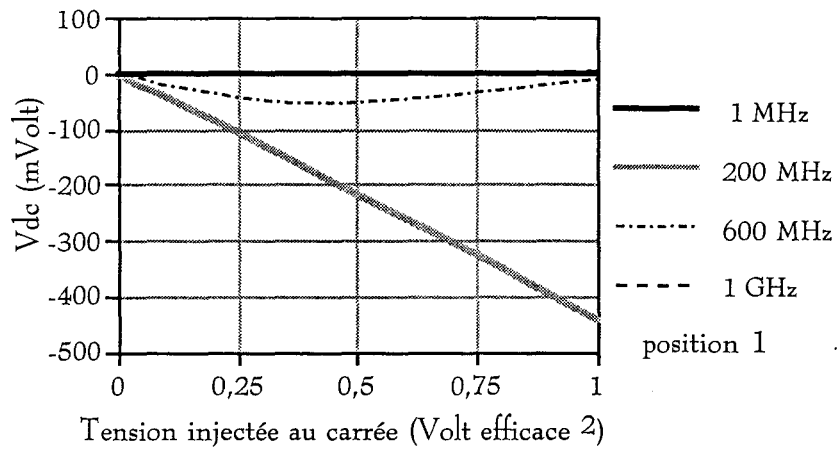


Générateur de courant crée avec un résistance de 1,5 k $\Omega$

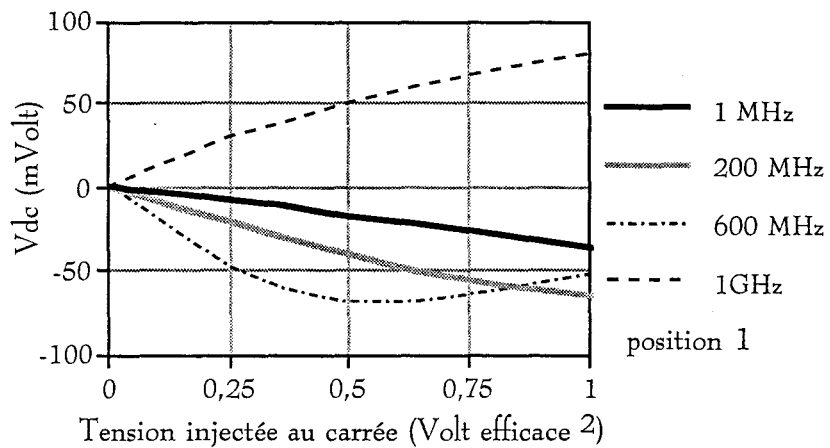




Générateur de courant conventionnel



Générateur de courant associé avec un condensateur de 22 pF



Générateur de courant crée par une résistance de 1,5 kΩ

IV-2-2-2) Simulation des tensions de décalage de l'amplificateur différentiel pour le cas où le générateur de courant est remplacé par une résistance de 1,5 k $\Omega$

La simulation est basée sur le fait que le courant  $I_o$  est créé par la résistance  $R_e$  de 1.5 k $\Omega$ , la tension d'alimentation négative  $-V_a$  et par la présence du perturbateur (figure 40-IV). La résistance du générateur n'étant pas infinie les courants du transistor 2 :  $I_2$  et du transistor 1 :  $I_1$  vont intervenir sur le comportement du courant  $I_o$ .

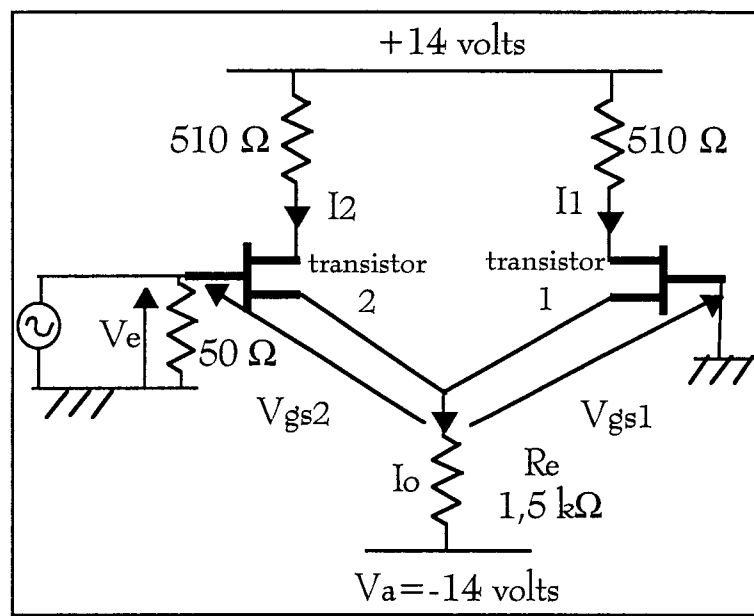


Figure 40-IV : Schéma simplifié de l'amplificateur différentiel utilisé pour la simulation

Pour comprendre physiquement le processus de la tension de décalage lié au perturbateur, on suppose en premier lieu que l'on met en entrée un signal  $V_e$  rectangulaire avec un niveau suffisant pour faire passer tout le courant  $I_o$  dans un transistor puis dans l'autre. Ainsi même pour un signal basse fréquence si l'impédance n'est pas infinie, nous allons montrer qu'il y a forcément création d'une tension de décalage.

En effet sur l'alternance positive, le courant  $I_1$  est nul et tout le courant  $I_o$  passe dans le drain 2 d'où

$$I_o = I_1 + I_2 = I_2 \quad (\text{IV-9})$$

Ainsi la tension grille source du transistor 2 est égale à

$$V_{gs_2} = V_e + V_a - R_e I_o = V_e + V_a - R_e I_2 \quad (IV-10)$$

Nous avons aussi établi une relation (polynôme de degré 6) qui lie  $I_2$  à  $V_{gs_2}$ . (équation IV-13). Donc on peut normalement exprimer le courant  $I_2$ , qui dépendra de la tension  $V_e$ . Plus  $V_e$  augmente plus  $I_2$  va augmenter.

Maintenant sur l'alternance négative du signal rectangulaire, tout le courant passe dans le drain du transistor 1 et plus rien dans le transistor 2 d'où

$$I_o = I_1 + I_2 = I_1 \quad (IV-11)$$

Ainsi la tension grille source du transistor 1 est égale à

$$V_{gs_1} = V_a - R_e I_o = V_a - R_e I_1 \quad (IV-12)$$

La même relation que précédemment (polynôme de degré 6) lie  $I_1$  à  $V_{gs_1}$ . On aura ainsi un courant  $I_1$  qui sera constant quelque soit  $V_e$  suffisamment élevée. Sur la totalité du signal on aura une valeur moyenne qui sera la différence entre  $I_1$  et  $I_2$ . Cette différence ne sera pas nulle puisque  $I_2$  augmente en fonction de  $V_e$ . Cela est dû au fait que la résistance  $R_e$  non infinie provoque une chute de tension à ses bornes en fonction du niveau d'entrée. Ainsi pour des signaux quelconques, la tension d'entrée va provoquer plus de courant dans le drain 2 que dans le drain 1 : le courant  $I_o$  ne sera pas constant.

S'il s'agit d'un signal sinusoïdal on procède à un échantillonnage dans lequel on calcule le courant qui est créé sur le drain 1 :  $I_1$  et sur le drain 2 :  $I_2$  de l'amplificateur différentiel. Le générateur de courant  $I_o$  va dépendre lui aussi de ces courants et on calcule la tension de décalage pour cette valeur d'entrée  $V_e$ . On fait ce calcul pour des tensions d'entrée  $V_e$  correspondant à des échantillons périodiques de la sinusoïde. C'est la moyenne de ces tensions de décalages échantillonnées qui fournit la tension de décalage observée lors de ces expériences.

Ce calcul est mené numériquement au moyen du développement proposé en annexe et brièvement évoqué ci dessous.

La tension grille source du transistor perturbé est appelé  $V_{gs_2}$  et la tension grille source du transistor non perturbé est notée  $V_{gs_1}$  mais on les décompose respectivement en  $V_{gs_0} + dV_{gs_2}$  et  $V_{gs_0} + dV_{gs_1}$ . Alors  $dV_{gs_2} - dV_{gs_1} = V_e$  ( $V_e$  l'amplitude du perturbateur à l'instant  $t$ ). Ainsi la variation de courant  $dI_2$  provoquée par le transistor perturbé doit être égale en valeur absolue à la variation de courant  $dI_1$  due au transistor non perturbé pour que le courant  $I_0$  soit toujours égal à  $I_1 + I_2$ . On calcule le nouveau courant du générateur  $I_0$  qui sera égal à  $(V_a - (V_{gs_0} + dV_{gs_2}) - V_e) / R_e$ .

Le courant drain source  $I_{ds}$  d'un transistor est déterminé par la mesure de la transconductance "gm" donnée par la relation IV-3 et grâce à la relation IV-2 on obtient l'équation suivante IV-13 que l'on représente sur la figure 41-IV. La constante de cette équation est déterminée par le courant statique lorsque  $V_{gs}$  sera égale à 0 volt et vaut 5 mA.

$$I_d = 4,66 V_{gs} + \frac{1,85764}{2} V_{gs}^2 + \frac{0,66194}{3} V_{gs}^3 - \frac{0,0361}{4} V_{gs}^4 - \frac{1,1725}{5} V_{gs}^5 - \frac{0,4619}{6} V_{gs}^6 + 5$$

(mA) (IV-13)

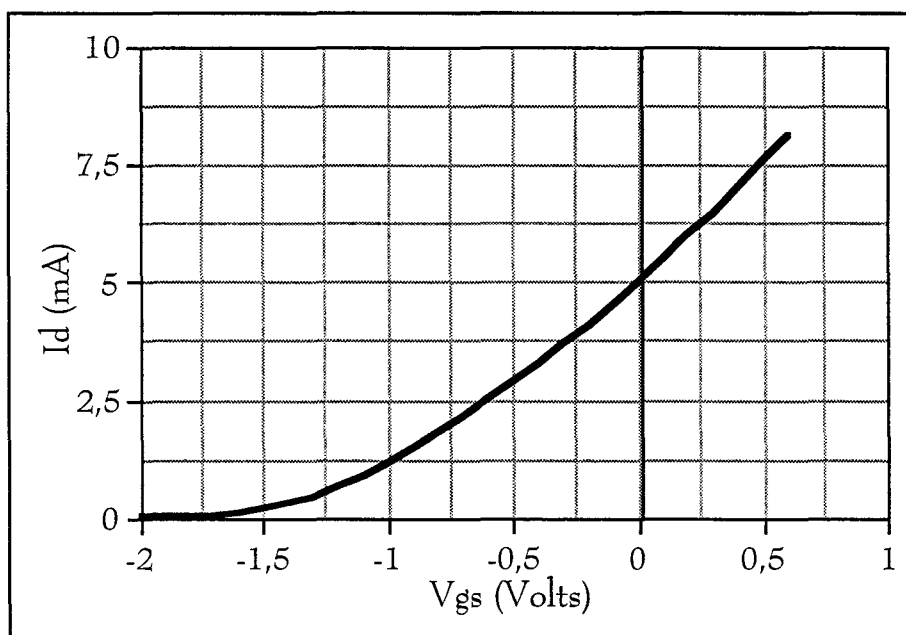


Figure 41-IV : Evolution du courant de drain d'un transistor

On calcule le courant passant dans chaque branche de l'amplificateur différentiel ce qui permet de calculer aussi la différence des courants. Cette différence correspond à la tension de décalage pour la tension d'entrée  $V_e$  à l'instant  $t$ . La sinusoïde étant échantillonnée, on fait la moyenne de ces tensions de décalages sur une période pour obtenir la tension de décalage due au perturbateur.

On compare les résultats expérimentaux aux fréquences de 1 et 10 MHz avec les simulations (figure 42-IV) lorsque les transistors sont dans les deux positions 1 et 2 c'est à dire quand les transistors sont dans leurs positions d'origine puis quand on les intervertit.

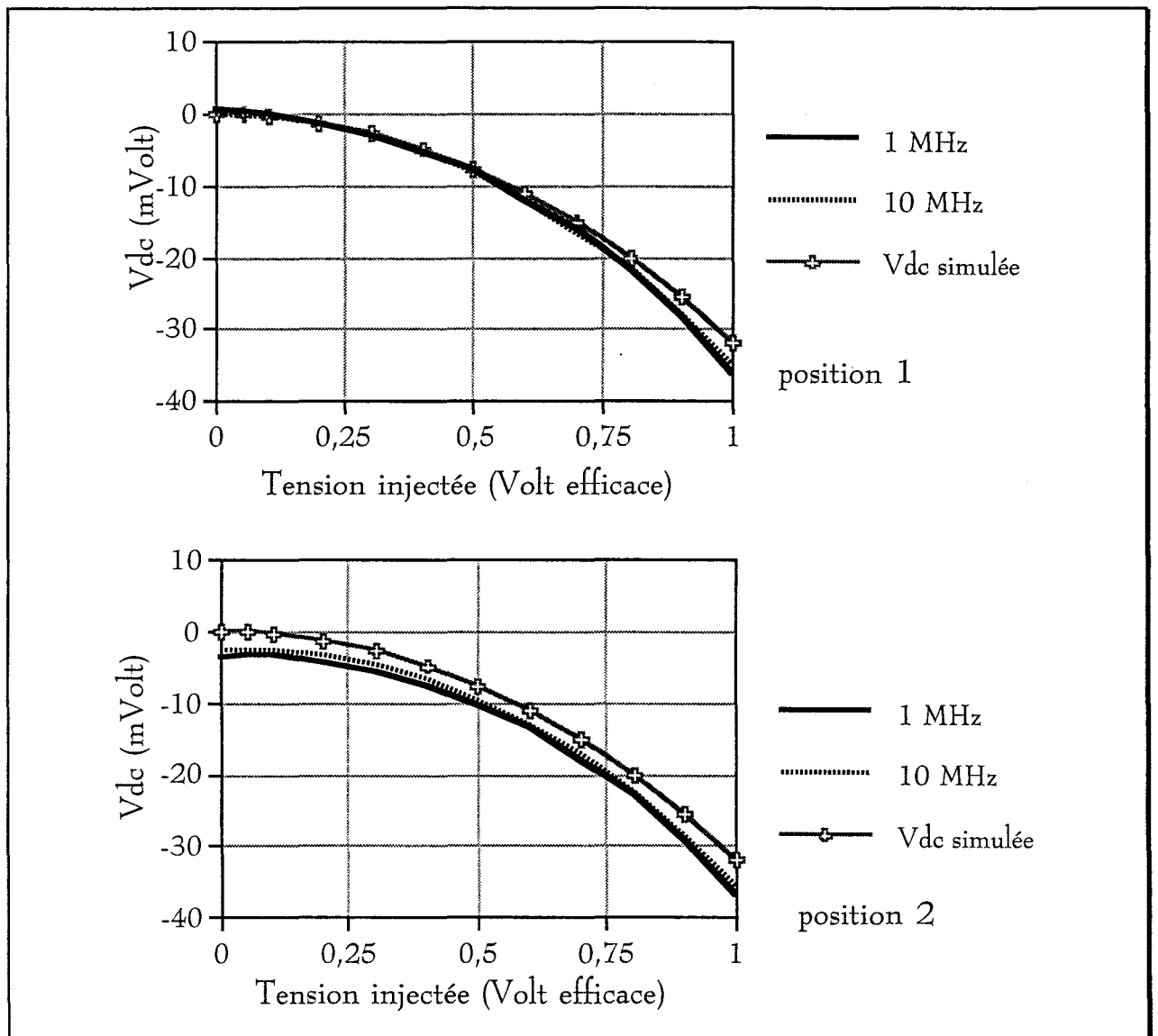


Figure 42-IV : Comparaison mesure simulation des tensions de décalage

On a une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Pour les fréquences supérieures, les éléments capacitifs interviennent. Aussi les équations doivent prendre en compte le déphasage que provoque ce genre d'élément, ce qui complique d'avantage les équations. De plus le polynôme représentant le courant est valable pour des tensions grille source  $V_{gs}$  ne dépassant pas 0.6 volt. Pour le cas traité, on n'atteint pas cette limite. Mais aux fréquences élevées, l'impédance due à la présence de ces éléments capacitifs diminue et peut provoquer une mise en conduction de la jonction grille canal : le logiciel n'est pas prévu pour ce cas puisqu'on a vu qu'alors la transconductance croit très rapidement.

#### IV-2-2-3) Comportement de l'amplificateur différentiel vis à vis d'un signal modulé en amplitude

Enfin on visualise les phénomènes qui se produisent sur les drains des transistors pour chaque montage lorsqu'on introduit un perturbateur modulé en amplitude. Les montages utilisés sont les mêmes que ceux des figures 37, 38 et 39 mais il n'y a pas de condensateurs de découplage aux bornes de la résistance de drain. On appelle  $V_{d_1}$  et  $V_{d_2}$ , les tensions relevées directement sur les drains des transistors respectivement perturbé et non perturbé, ce sont des mesures brutes. Puis on note  $V_{c_1}$  et  $V_{c_2}$ , les tensions relevées après le filtrage des cellules RC (10 k $\Omega$ , 10 nF) toujours respectivement pour le transistor perturbé et le transistor non perturbé, cela permet de filtrer une partie du signal et de garder uniquement le signal résiduel créé par l'effet de détection du transistor. Les relevés de  $V_{c_1}$  et  $V_{c_2}$  sont toujours synchronisés l'un par rapport à l'autre car les signaux présents ont leur fréquence comprise dans la bande passante de l'amplificateur, ils sont toujours en opposition de phase. On a ainsi relevé les allures des signaux les plus proches possibles des broches du composant, surtout pour visualiser le signal d'entrée qui est atténué à cause de l'impédance d'entrée présentée pour les hautes fréquences par le composant et la résistance de 50  $\Omega$ . Les relevés sont sur les planches VI à XIV.

Les relevés ont été effectués pour trois fréquences 1 MHz, 400 MHz, 800 MHz. On peut à partir de ce qui a été déduit de l'évolution des décalages statique, prévoir quels sont les cas où il y aura le plus d'effets de démodulation. Ces effets sont représentés par  $V_{c_1}$  et  $V_{c_2}$ . On a vu que les décalages sont moins importants lorsque le générateur de courant est remplacé par une résistance de 1,5 k $\Omega$  donc

les effets de démodulation seront moins importants dans ce cas quelque soit la fréquence (planches VIII, XI, XIV). Le pire des cas, on le retrouve lorsqu'on ajoute un condensateur de 22 pF sur la source de courant où la tension s'accroît à 400 MHz (planche X). Par contre le condensateur a des pattes de longueur non négligeables ainsi l'effet inductif associé à la capacité parasite du générateur de courant n'engendre plus d'effet de détection au dessus de 600 MHz comme dans le cas du générateur conventionnel. C'est ce que l'on constate si on compare la planche XII et la planche XIII à la fréquence de 800 MHz.

Ainsi comme nous venons de le préciser, plus l'impédance du générateur de courant augmente moins il y a d'effet de détection. On peut donc penser que pour résoudre le problème de détection, il nous faut augmenter les effets inductifs du générateur de courant.

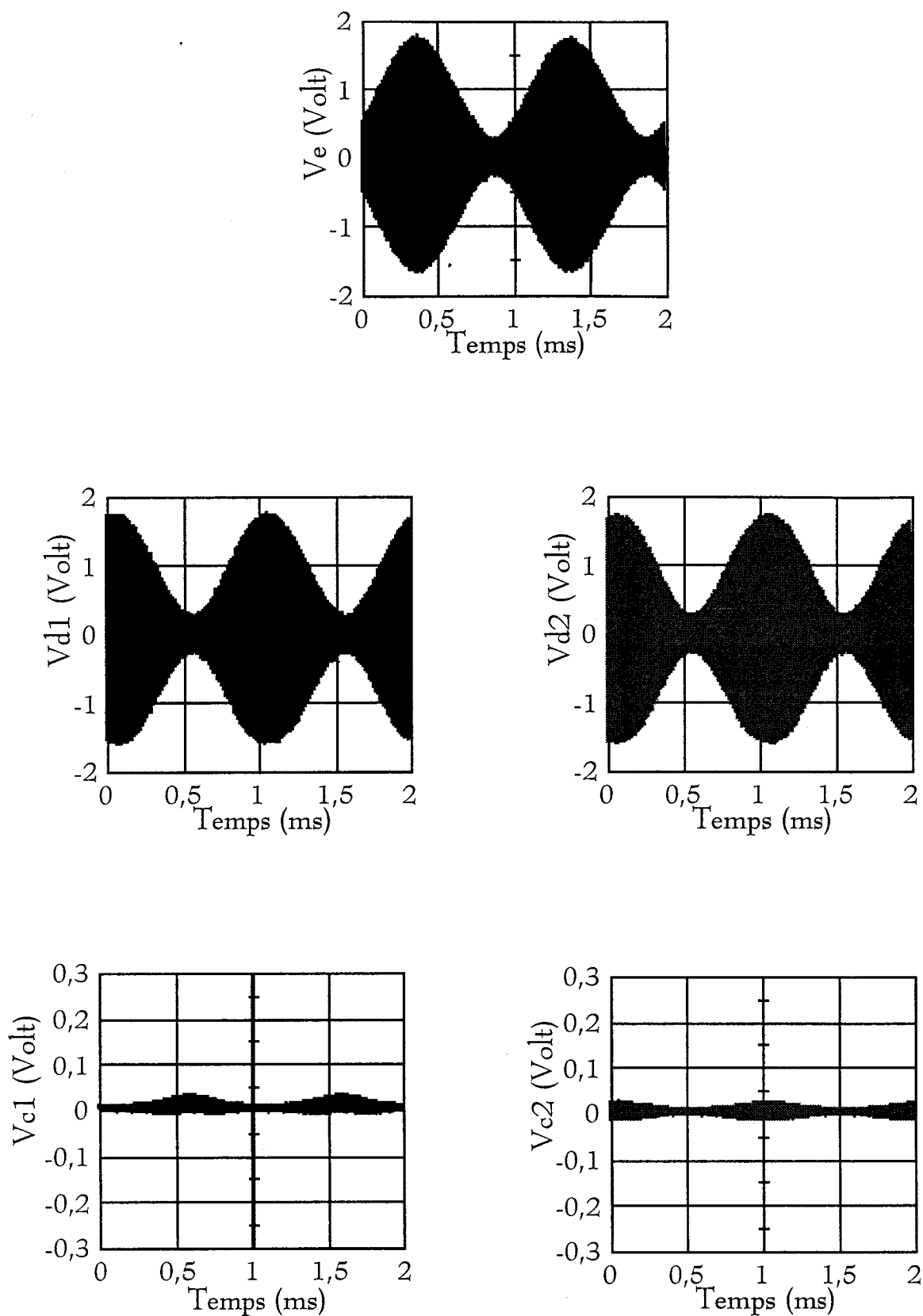


Planche VI : Fréquence de 1 MHz, générateur de courant conventionnel



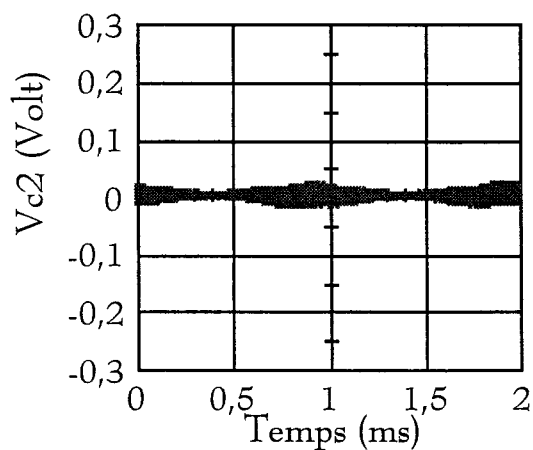
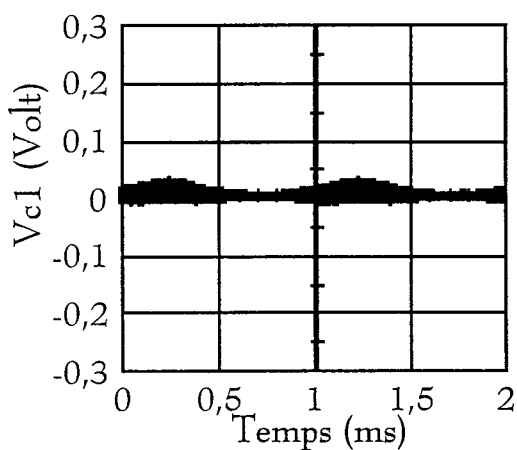
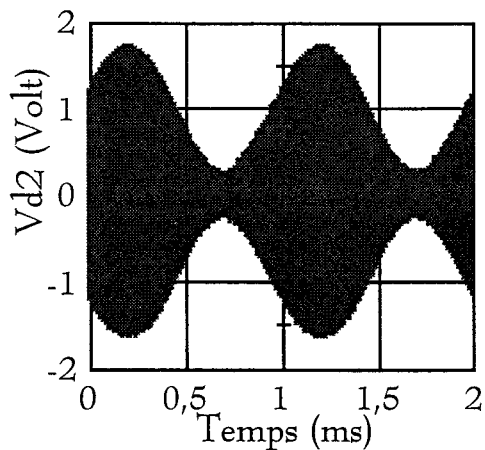
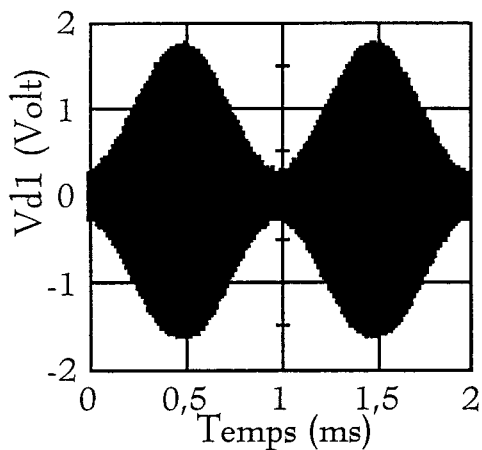
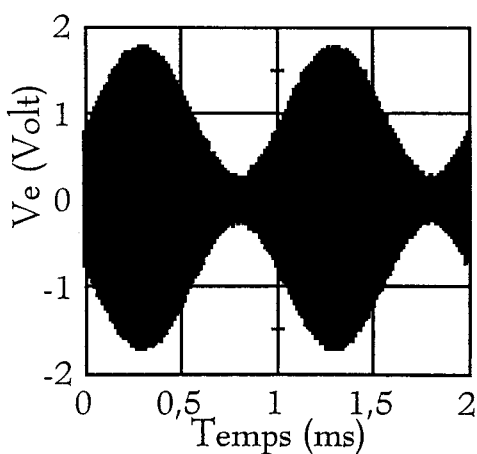


Planche VII : Fréquence de 1 MHz, générateur de courant parasité par 22 pF

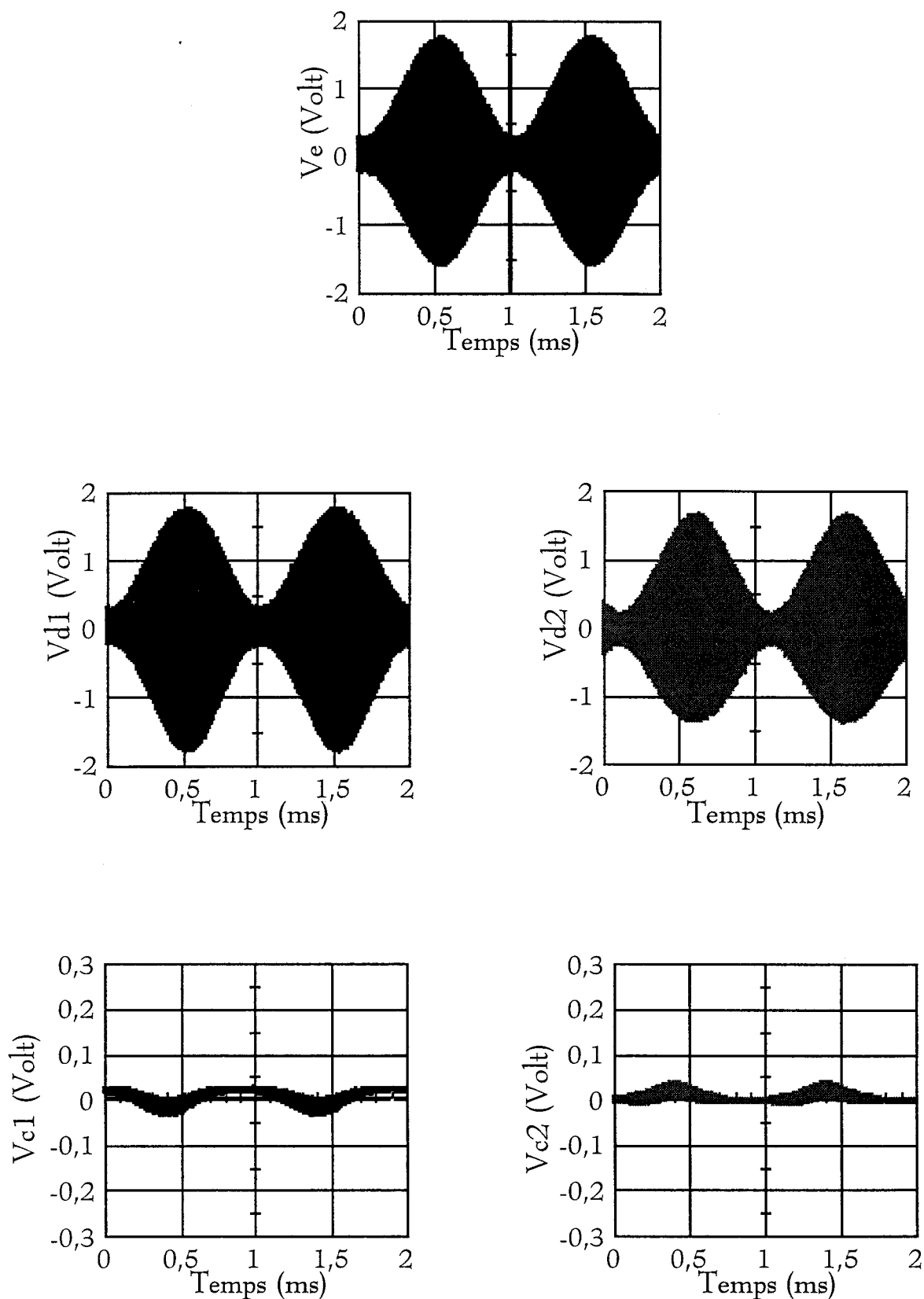


Planche VIII : Fréquence 1 MHz résistance de 1,5 k $\Omega$

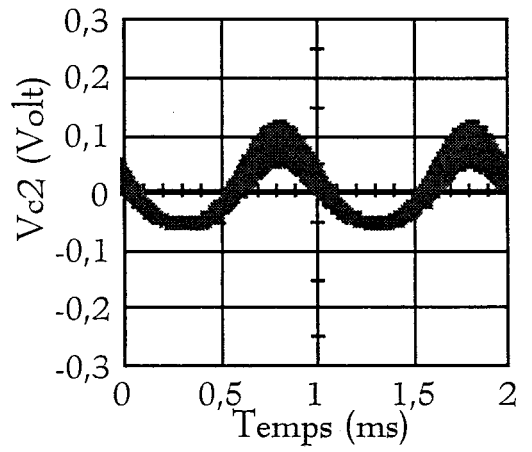
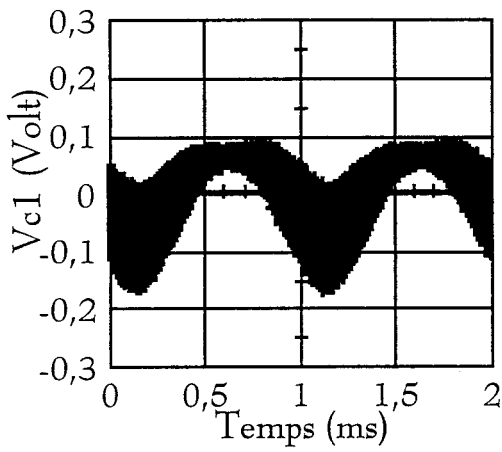
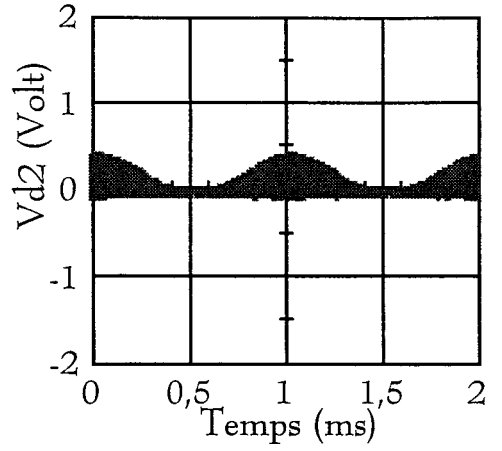
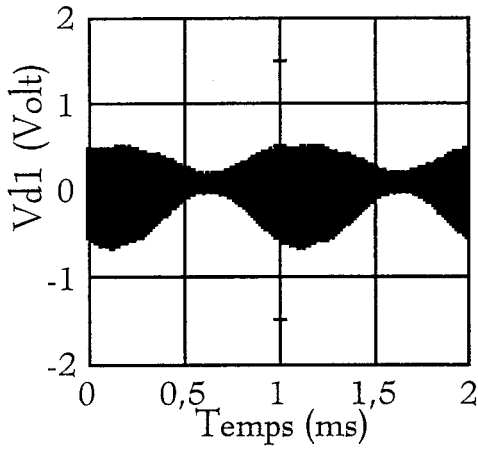
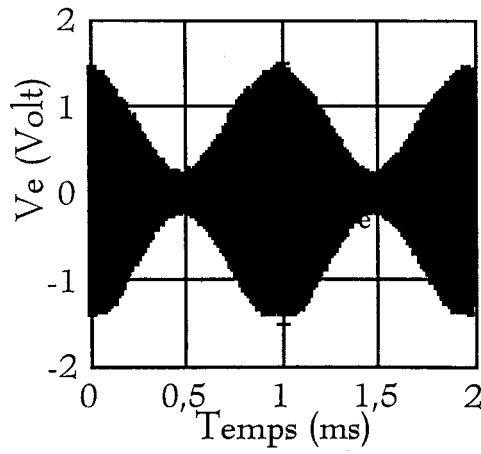


Planche IX : Fréquence 400 MHz, générateur de courant conventionnel

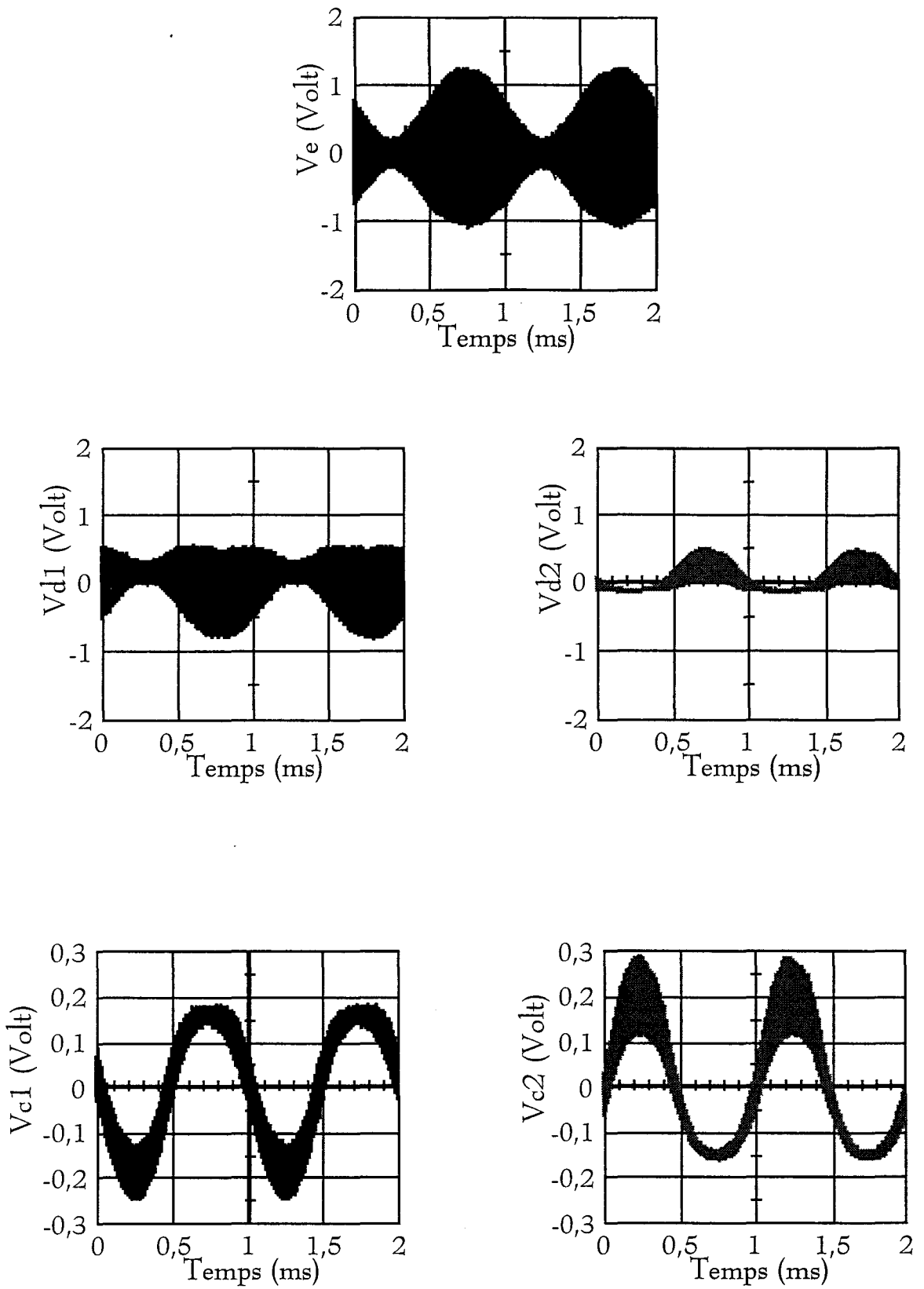


Planche X : Fréquence de 400 MHz, générateur de courant associé à 22pF

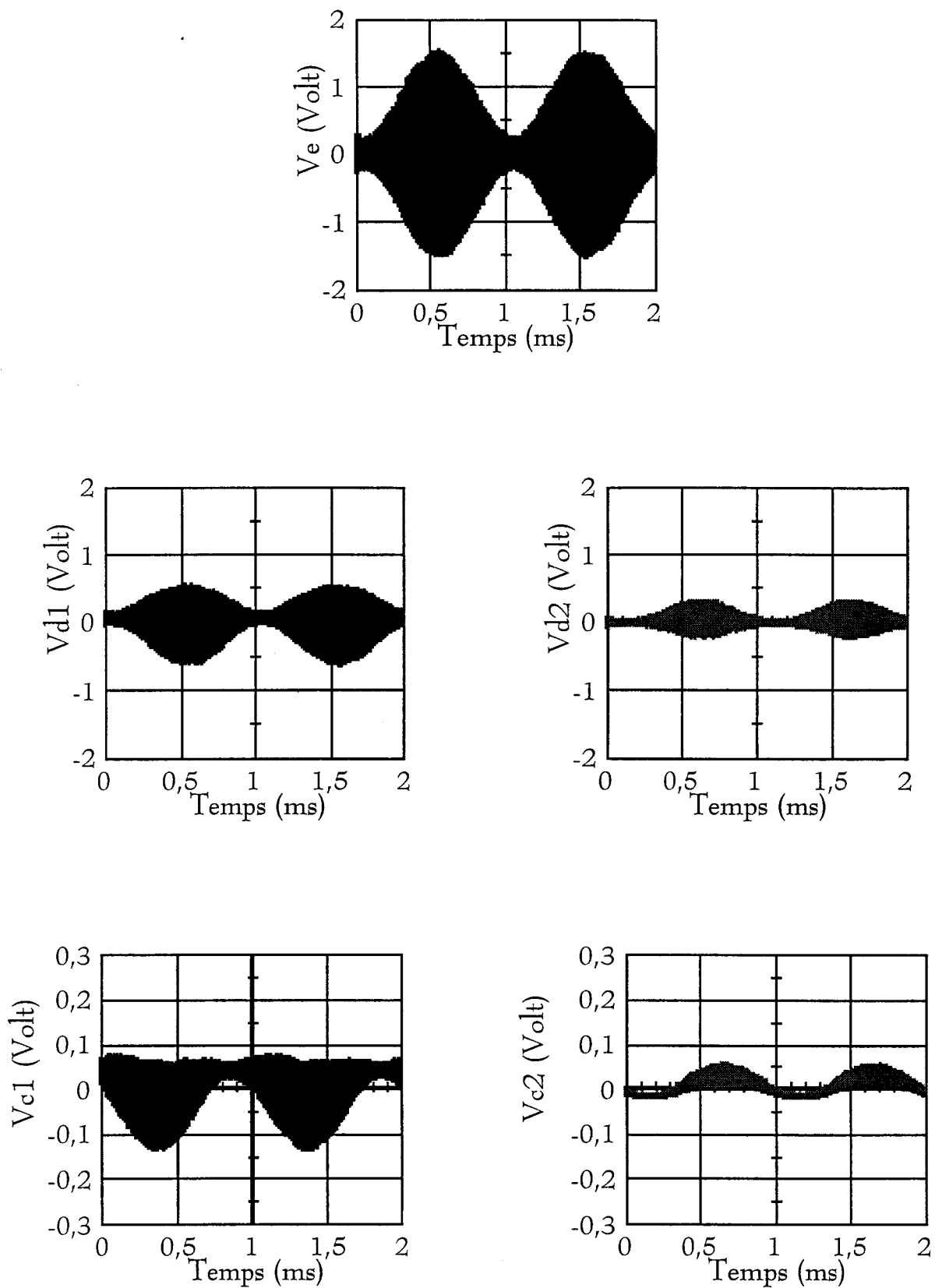


Planche XI : Fréquence de 400 MHz, résistance de 1,5 k $\Omega$

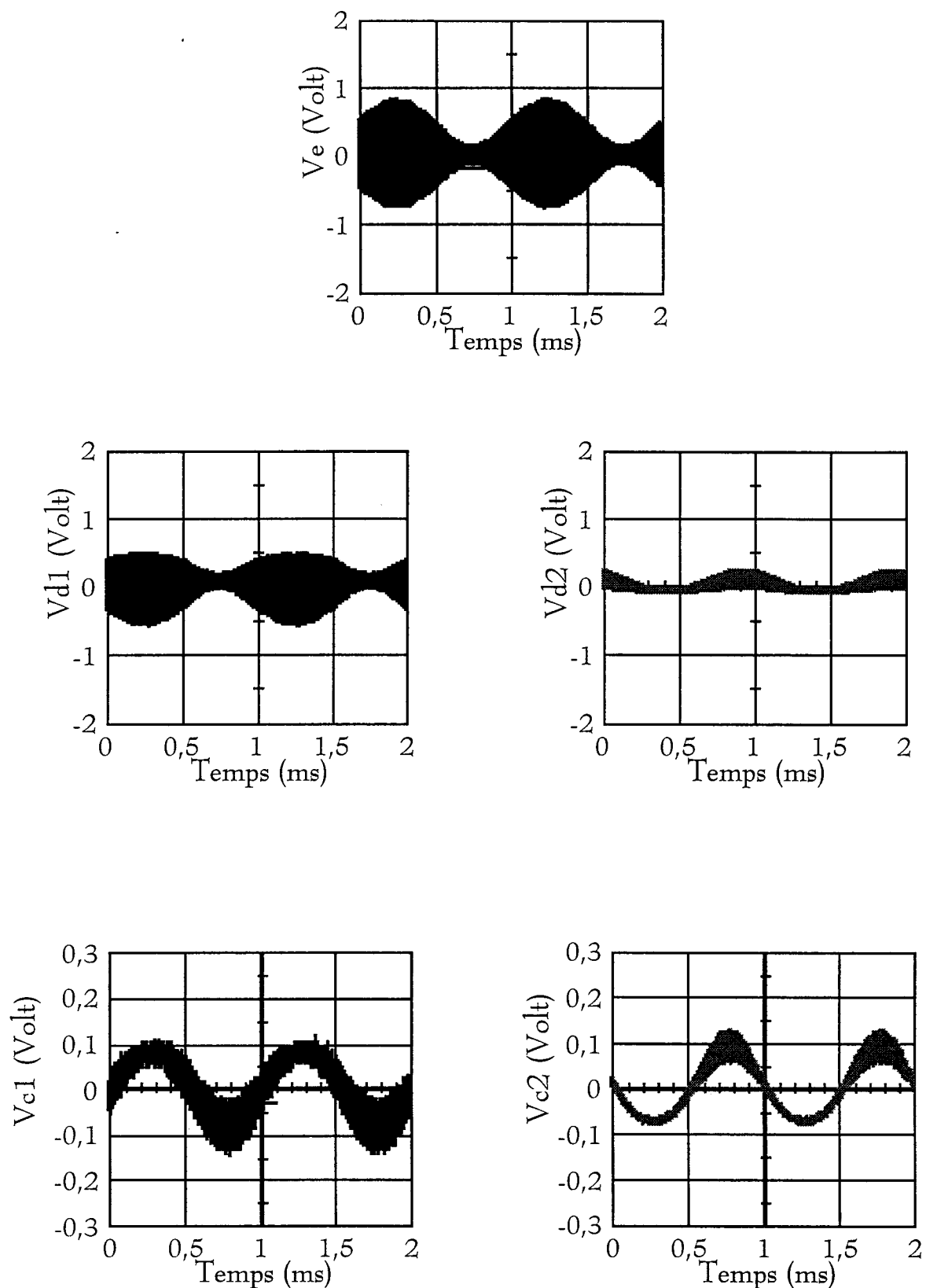


Planche XII : Fréquence de 800 MHz, générateur de courant conventionnel

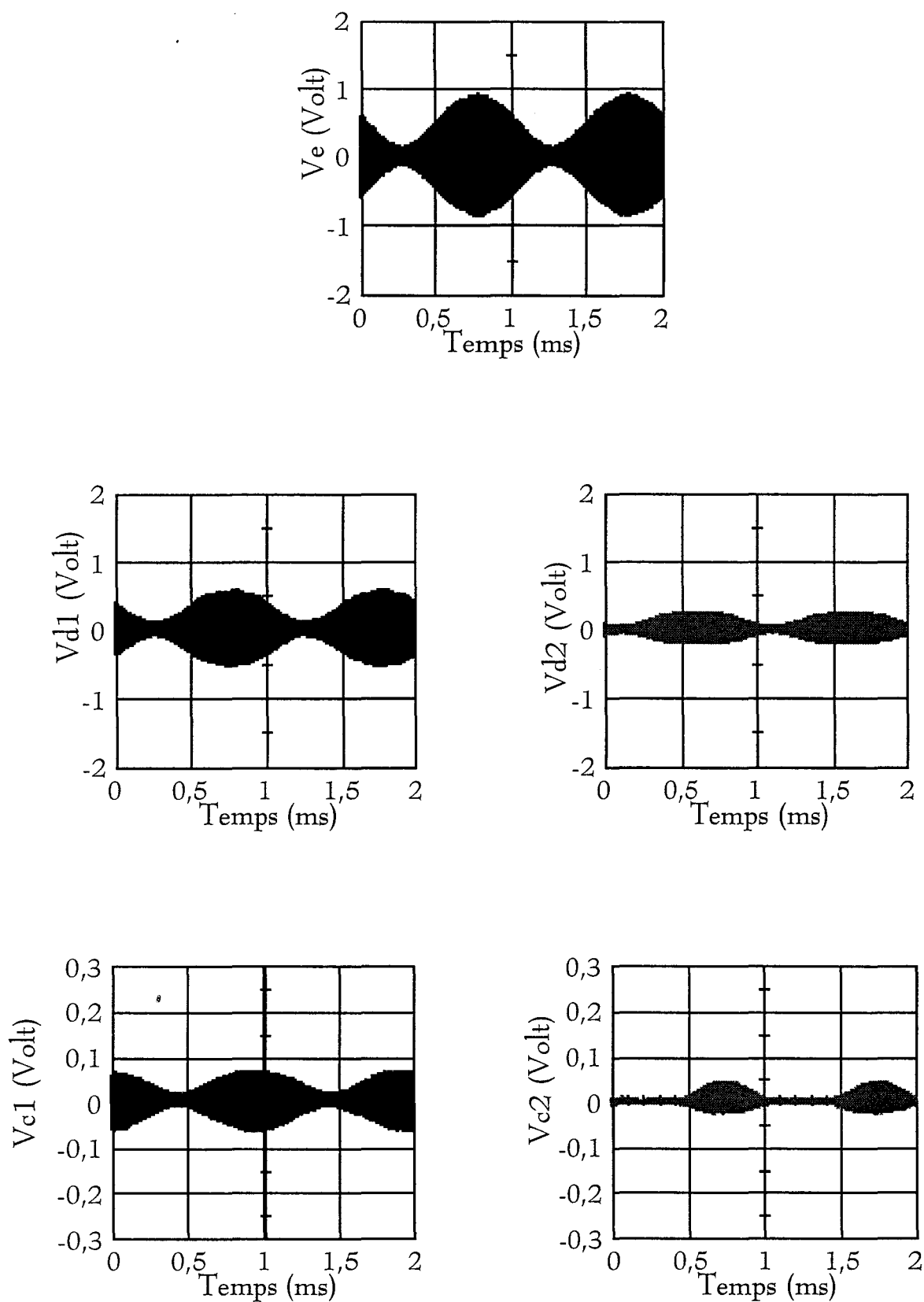


Planche XIII : Fréquence 800 MHz, générateur de courant associé à 22 pF

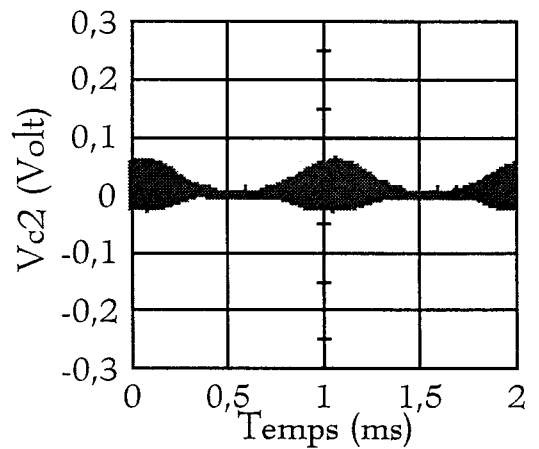
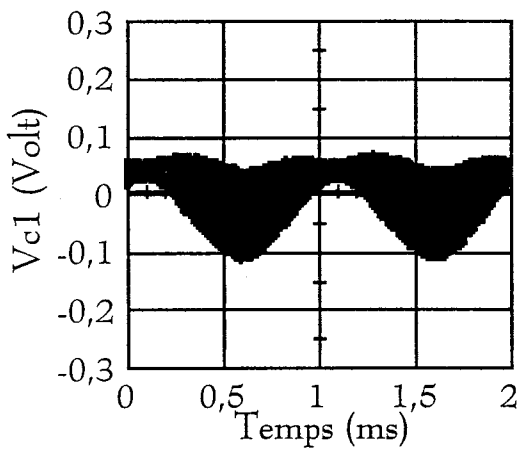
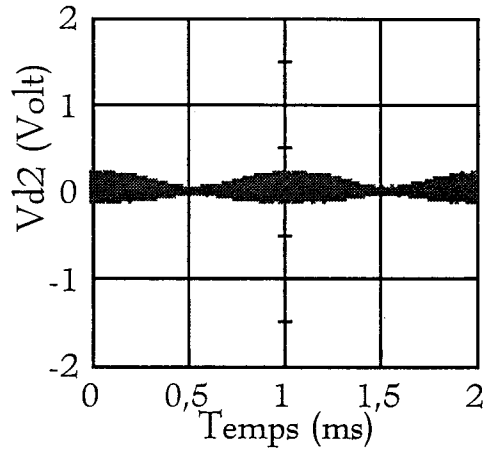
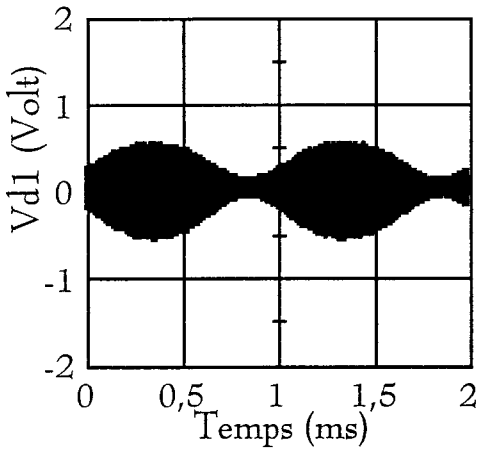
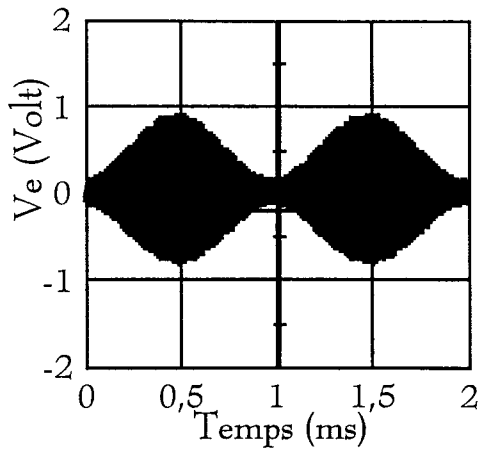


Planche XIV : Fréquence 800 MHz, résistance de 1,5 k $\Omega$



## Conclusion

Ce quatrième chapitre est consacré à l'étude de l'effet de redressement qui s'effectue dans un amplificateur opérationnel, et en particulier le LF 356.

Dans un premier temps les mesures effectuées dans la gamme de fréquence qui nous concerne, 100 MHz - 1 GHz, montrent que cet effet existe surtout pour l'amplificateur en montage non inversion de phase (ou encore montage suiveur). En effet aucune broche d'entrée n'étant reliée directement à la masse du système, il n'est pas possible d'évacuer directement le perturbateur. Aussi à partir de ces relevés, on montre que ces tensions de décalage sont majoritaires jusque 700 MHz, puis au-delà de cette fréquence ce sont les phénomènes de transmission, vus au chapitre III, qui prédominent.

Dans un deuxième temps, pour expliquer ces phénomènes de détection on a réalisé un étage différentiel composé de transistors discrets simulant l'étage d'entrée de notre composant intégré.

On a alors mis en évidence que suivant l'impédance que présente le générateur de courant nécessaire au contrôle de l'étage différentiel, on enregistre des courants différents dans la paire de transistors JFET, ce qui engendre des tensions de décalage en sortie. Aussi lorsque l'impédance interne équivalente du générateur diminue, ces tensions augmentent : or cette diminution d'impédance s'observe aux fréquences élevées, de par la présence de capacités parasites. Une solution pour réduire ces effets consisterait à augmenter la composante inductive parasite du générateur de courant.

Il est bien évident que le signal perturbateur a peu de chance de se retrouver en sortie de l'étage différentiel (sauf aux très hautes fréquences comme cela a été vu au chapitre 3). Par contre, les tensions de décalages, mises en évidence en sortie du montage à éléments discrets, seront prises en compte par les autres étages de l'amplificateur opérationnel et produiront en sortie une tension continue liée à la fois au niveau du perturbateur et au gain statique attribué au montage.

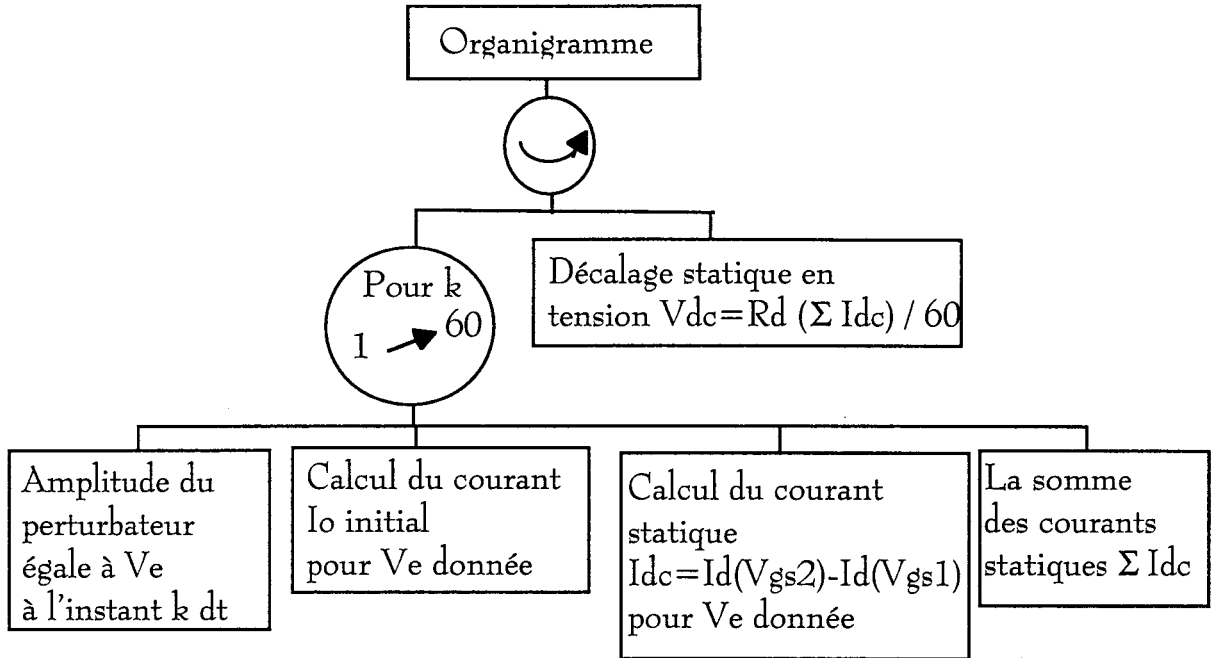
---

# ANNEXE

---

## Annexe

### Organigramme du programme de simulation des tensions de décalage dans l'amplificateur différentiel.



---

## CONCLUSION GENERALE

---

## CONCLUSION GENERALE

Les données recueillies au cours de notre étude montrent qu'un amplificateur opérationnel peut réagir à des signaux de fréquence très élevée pouvant atteindre le GHz.

L'étude approfondie de l'étage différentiel d'entrée du composant a été indispensable pour comprendre l'origine des comportements observés en sortie.

Si on considère un perturbateur évoluant entre 100 MHz et 1 GHz pénétrant sur l'amplificateur LF356 monté en suiveur non inverseur, deux comportements sont à distinguer. De la centaine de MHz à 600 MHz l'effet du perturbateur est matérialisé par l'apparition d'une tension continue en sortie.

Les mécanismes qui contrôlent ce phénomène ont pu être élucidés en regardant le comportement non linéaire de l'étage d'entrée et l'effet des capacités parasites qui modifient la source de courant de l'étage différentiel.

Au-dessus de 600 MHz ce phénomène s'efface.

Apparaît alors en sortie du composant une fraction du signal haute fréquence appliquée en entrée. Ce mécanisme traduit en terme de fonction de transfert a pu être simulé théoriquement. De plus l'intérêt de la simulation a été de montrer le rôle imparti aux capacités et inductances parasites intrinsèques à l'étage d'entrée.

A l'issue de notre thèse nous avons une meilleure connaissance du comportement exotique de l'amplificateur opérationnel. Les interprétations physiques proposées ont été confirmées par des résultats de simulation. Il reste maintenant à exploiter ces données dans le but de sélectionner des composants vis-à-vis de leurs performances face aux agressions non destructives. L'injection directe des parasites en entrée telle qu'on l'a pratiquée dans la thèse est une voie qu'on peut continuer à explorer. Elle s'est montrée intéressante sur le plan de la

reproductibilité, il faut dans une étape future l'appliquer à d'autres références d'amplificateurs.

La simulation théorique bâtie à partir de la topologie de l'étage d'entrée est une autre voie. La modélisation n'élimine cependant pas l'effort en mesure puisqu'il faudra déterminer les éléments parasites à priori ignorés dans les caractéristiques nominales du composant.

La décision sur le choix de l'une ou de l'autre approche sera aussi fonction du domaine d'application envisagé.

S'il s'agit d'aide à la conception il semble que la simulation permette de compléter les habituels algorithmes de circuits utilisés dans la conception fonctionnelle ou d'autres outils plus destinés à l'évaluation du comportement en immunité des circuits imprimés.

S'il s'agit de la caractérisation complète du comportement exotique il faut alors porter l'intérêt vers la recherche de mesures normalisées, l'injection directe semble dans ce cas la plus prometteuse.

Mais, en définitive, dans l'optique, non plus de constatation des impacts des perturbations électromagnétiques sur une fonction analogique mais d'augmentation de son immunité, il serait intéressant, fort de l'expérience acquise, de proposer aux concepteurs d'amplificateurs opérationnels des structures dont les différentes broches seraient moins sensibles aux perturbations présentes dans l'ensemble du spectre des radiofréquences et aux concepteurs de fonctions utilisant ces composants des artifices limitant les risques d'injection de ces perturbations par leurs broches.

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

## Bibliographie

- [1] C.E. Larson and J.M. Roe : A modified Ebers-Moll transistor model for RF-interference analysis. IEEE Trans. On Electromagn. Compt., vol. EMC-21, n°4, November 1979, pp. 283-290
- [2] B Coudoro, J. Baudet, et B. Demoulin : Perturbation of an elementary logic system submitted to the effects induced by a perturbing sine wave". Annales des Télécom., vol 51, n°1-2, Janvier-Février 1996, pp. 75-85.
- [3] Hervé Lestienne : Effets des parasites d'origine électromagnétique sur les amplificateurs opérationnels intégrés. DEA en Electronique. Université des Sciences et Technologies de Lille. 1992
- [4] Philippe Cau : Etude de la perturbabilité des broches de compensation de tension de décalage d'un amplificateur opérationnel. DEA en Electronique. Université des Sciences et Technologies de Lille. 1994.
- [5] D. Golzio and S. Graffi, Zs. M V-Kovacs, G. Masetti : Correlation between EMI induced failures and large-signal response of FET input Op Amps. Quality and reliability engineering international, vol 9, pp 401-405, 1993.
- [6] S. Graffi, Zs M V-Kovacs, G. Masetti and D. Golzio : EMI-induced failures in integrated circuit operational amplifiers. Microelectron. Reliab., vol 32, n° 11, pp 1551-1557, 1992.
- [7] B. Demoulin, J. Baudet, L. Kone, H. Lestienne, Ph. Cau et F. Duchemin : Rapport intermédiaire sur la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau", contrat C.E.A., n° U3 3007048 IL.
- [8] H Lestienne, Ph Cau, J. Baudet et B. Demoulin : Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau - Partie I : Etude phénoménologique des dégradations et des destructions



de l'amplificateur LF 356. Contrat C.E.A. n°U3 3007048 IL, 30 Septembre 1994.

[9] H. Lestienne, F. Pezin, J. Baudet et B. Demoulin. Première partie : Etude de la sensibilité des amplificateurs opérationnels soumis à des contraintes électromagnétiques de fort niveau. Deuxième partie : Couplage des champs électromagnétiques aux pistes des circuits imprimés. Rapport final. Contrat C.E.A, n° U3 4005755 IL, 10 Octobre 1995.

[10] H Lestienne, J. Baudet, O. Druant, B. Demoulin : Etude des processus de destruction des amplificateurs opérationnels soumis à des impulsions de fort niveau. 8ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique. CEM 1996. 3-5 Septembre 1996. Lille.

[11] J. Baudet, D. Degardin, O. Druant et B. Demoulin : Elaboration d'une chaîne de traitement d'information appliquée à des essais électromagnétiques - Descriptif du système. Contrat INREST-LEOST n°730121, 15 Décembre 1994.

[12] Philippe DUNAN : Compatibilité Electromagnétique. Tracés des circuits imprimés. Collection DUNOD. 1996

[13] Georges METZGER, Jean-Paul VABRE : Electronique des impulsions. Tomme II. Circuits à constantes réparties. Collection MASSON et Cie. 1966

[14] Fred GARDIOL : Traité d'Electricité. Volume XIII. Hyperfréquences. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes.

[15] Joseph GOEDBLOED : Electromagnetic Compatibility. Collection PRENTICE HALL, 1990.

[16] R BESSON : Technologie des composants électroniques. Tome 1. 6 ème édition. Collection Radio, pp 68-69

- [17] Hubert LUMBROSO : Electromagnétisme. 3ème édition. Problèmes résolus. Magnétostatique et phénomènes d'induction. Mac Graw-Hill.
- [18] Charles Joubert : Etude des phénomènes Electromagnétiques dans des condensateurs à films métallisés-Nouvelle génération de condensateurs. Thèse de l'Ecole Central de Lyon. 5 Décembre 1996.
- [19] El Houssein Louahdi : Etude de la susceptibilité de l'étage d'entrée différentiel à transistor à effet de champ d'un amplificateur opérationnel soumis à des perturbateurs micro-ondes. DEA Electronique, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 1997.
- [20] Malvino: Principe d'Electronique. Edition Ediscience International, p 85
- [21] Marie L. Forcier and Robert E. Richardson, Jr : Microwave-Rectification in Field-Effect Transistors. IEEE Transactions On Electromagnetic compatibility, Vol. EMC-21, n°. 4, November 1979.

---

## BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

---

## Bibliographie de l'auteur

### Articles avec comité de lecture :

[A] J. Baudet, H. Lestienne, O. Druant, et B. Demoulin : Sensibilité des composants électroniques intégrés soumis à des champs perturbateurs. *Revue des électriciens et des électroniciens REE*, pp 50-57 n°5, Novembre 95.

[B] O. Druant, J. Baudet et B. Demoulin : Caractérisation des amplificateurs opérationnels soumis à des signaux de fréquences très supérieures à leur bande passante. *Revue des électriciens et des électroniciens REE*, pp 74-79 n°1, Janvier 98.

### Communications avec acte :

[C] O. Druant, J. Baudet, H. Lestienne et B. Demoulin : Comportement d'une liaison analogique intégrée à une chaîne de traitement d'informations perturbée par des champs électromagnétiques. 8<sup>ème</sup> Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique, pp 375-380. Lille. 3-5 Septembre 1996

[D] H. Lestienne, J. Baudet, O. Druant et B. Demoulin : Etude des processus de destruction des amplificateurs opérationnels soumis à des impulsions de fort niveau. 8<sup>ème</sup> Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique, pp 413-418. Lille. 3-5 Septembre 1996

[E] O. Druant, J. Baudet et B. Demoulin : Comportements des amplificateurs opérationnels perturbés par des radiofréquences supérieures à 100 MHz. Conférence Européenne des Essais et Télémessures. Toulouse. Tutorial CEM. 9-11, pp CEM06 1 à CEM06 5. Juin 1997

[F] O. Druant, J. Baudet et B. Demoulin : Effects of electromagnetic interference on BiFET operational amplifier in the frequency range 100 MHz - 1 GHz. 4th European Conference. Radiation and their Effects on Devices and Systems. Cannes, Radecs 97, pp D3-D5. Septembre 1997.

### Communication invitée :

[G] J. Baudet, O. Druant, H. Lestienne et B. Demoulin : Analyse du comportement des composants électroniques actifs soumis à des interférences

électromagnétiques. Journées Electrotechniques 1997, pp 19-25. Université du Havre. 13 et 14 Mars 1997

**Communication à paraître :**

[H] O. Druant, J. Baudet et B. Demoulin : Effects of electromagnetic interference on high amplitude on FET- differential amplifier in the frequency range 100 MHz - 1 GHz. International Symposium on Electromagnetic Compatibility. EMC' Roma. Septembre 1998.

