

**Titre:** Caractérisation pulsée et modélisation dynamique d'un transistor à effet champ  
Title: effect champ

**Auteurs:** Fadhel M. Ghannouchi, & Roxanne St-Cyr  
Authors:

**Date:** 1994

**Type:** Rapport / Report

**Référence:** Ghannouchi, F. M., & St-Cyr, R. (1994). Caractérisation pulsée et modélisation dynamique d'un transistor à effet champ. (Rapport technique n° EPM-RT-94-01).  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/9555/>

### Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/9555/>  
PolyPublie URL:

**Version:** Version officielle de l'éditeur / Published version

**Conditions d'utilisation:** Tous droits réservés / All rights reserved  
Terms of Use:

### Document publié chez l'éditeur officiel

Document issued by the official publisher

**Institution:** École Polytechnique de Montréal

**Numéro de rapport:** EPM-RT-94-01  
Report number:

**URL officiel:**  
Official URL:

**Mention légale:**  
Legal notice:

03 MARS 1994

EPM/RT-94-01

CARACTÉRISATION PULSÉE ET MODÉLISATION  
DYNAMIQUE D'UN TRANSISTOR À EFFET CHAMP

Fadhel M. Ghannouchi, professeur

Roxanne St-Cyr, stagiaire de recherche

Département de génie électrique

Section hyperfréquences

École Polytechnique de Montréal

Janvier 1994

## TABLE DES MATIÈRES

<b>Table des matières</b>	<b>iii</b>
<b>Liste des figures et tableaux</b>	<b>iv</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Montage et calibration de l'analyseur de réseaux six-port</b>	
1.1 Montage.....	2
1.2 Calibration.....	3
<hr/>	
<b>2 MESURES ET TRAITEMENT DES DONNÉES</b>	
2.1 Méthodologie de mesure.....	10
2.2 Traitement des données.....	12
2.3 Extraction des paramètres du modèle électrique.....	16
<b>CONCLUSION</b>	<b>25</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>26</b>
<b>ANNEXE A</b>	<b>28</b>

## **LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX**

Figure 1.1: Réflectomètre six-port

Figure 1.2: Analyseur de réseaux six-port

Figure 1.3: Diagramme-bloc du montage

Figure 1.4: Diagramme des connections

Figure 1.5: Diagramme temporel des signaux

Figure 1.6: Monture du transistor

Figure 1.7: Étapes du processus de calibration

Figure 2.1: Courbe lissée par SPARFIT

Figure 2.2: Diagramme bloc du processus de traitement des données.

Figure 2.3: Modèle électrique du MESFET

Figure 2.4: Courbes de Gm (tranconductance) et de Cgs

---

Figure 2.5: Courbes de Ri et Gds

Figure 2.6: Courbes de Cds et Cgd

Figure 2.7: Courbes de Gm en température

Figure A.1: Variation de Ri en température

Figure A.2: Variation de Cgs en température

Figure A.3: Variation de Cgd en température

Figure A.4: Variation de Gds en température

Figure A.5: Variation de Cds en température

Tableau 2.1: Conditions d'opération

Tableau 2.2: Forme des fichiers des paramètres S

Tableau 2.3: Paramètres extrinsèques

Tableau 2.4: Forme du fichier des paramètres du modèle

## INTRODUCTION

La fabrication de circuits intégrés étant un procédé très dispendieux, les fabricant désirent s'assurer de la viabilité d'un circuit avant de le produire. Pour ce faire, il ont recours à la simulation sur ordinateur. La CAO/FAO de circuits intégrés exige une caractérisation et une modélisation très précises des dispositifs actifs. Beaucoup de dispositifs actifs sont composés d'arséniure de gallium car ce semi-conducteur possède une fréquence de coupure très élevée. Or, l'arséniure de gallium a des défauts qui le rendent très difficile à modéliser: effet d'autoréchauffement, de dispersion en fréquence et de pièges.

Les méthodes de caractérisation usuelles (petit signal, grand signal, courbes I-V) des dispositifs actifs micro-ondes ne permettent pas de constater les effets des défauts du semi-conducteur et ne sont guère représentatives des conditions d'opération réelles.

La caractérisation pulsée (signal RF et tensions de polarisation pulsés) de dispositifs actifs a permis de mettre en évidence les effets d'autoréchauffement et de dispersion tout en représentant de façon plus spécifique les conditions d'opération micro-ondes. On peut faire l'étude du comportement du transistor à effet de champ (MESFET) en mesurant la réponse temporelle des paramètres S à une impulsion continue. Ces caractérisations et modélisations d'un MESFET ont fait l'objet d'un mémoire de maîtrise réalisé par Michel Bégin à l'École Polytechnique de Montréal [1]. Ce rapport témoigne de l'aspect pratique des travaux effectués par M. Bégin.

L'objectif du présent rapport est d'exposer le protocole de mesure permettant la caractérisation pulsée et la modélisation du transistor MESFET NE900189A. Ce protocole de mesure permet d'assurer la répétabilité du processus de caractérisation et de modélisation. En premier lieu, nous examinerons le montage de l'analyseur de réseaux six-port nécessaire pour effectuer les mesures. Nous verrons ensuite un bref rappel des différentes étapes de la calibration de l'analyseur de réseaux six-port. Finalement, nous présenterons la méthodologie de mesure ainsi que le traitement des données qui conduisent à l'extraction des paramètres du modèle.

# CHAPITRE 1:

## Montage et calibration de l'analyseur de réseaux six-port

### 1.1: Montage

On étudie le comportement du MESFET en mesurant la réponse temporelle des paramètres S à une impulsion au signal RF et aux tensions de polarisation. Les paramètres S du dispositif sous test (DST), dans ce cas le MESFET, sont mesurés grâce à l'analyseur de réseaux six-port.

Le réflectomètre six-port est un dispositif passif et linéaire qui permet de mesurer le coefficient de réflexion d'une charge à partir de rapports de puissances mesurées à quatre de ses six accès. Il n'est pas du ressort de ce rapport d'exposer la théories du réflectomètre six-port [2,6]. Rappelons tout de même la configuration générale du réflectomètre, illustrée à la figure 1.1.

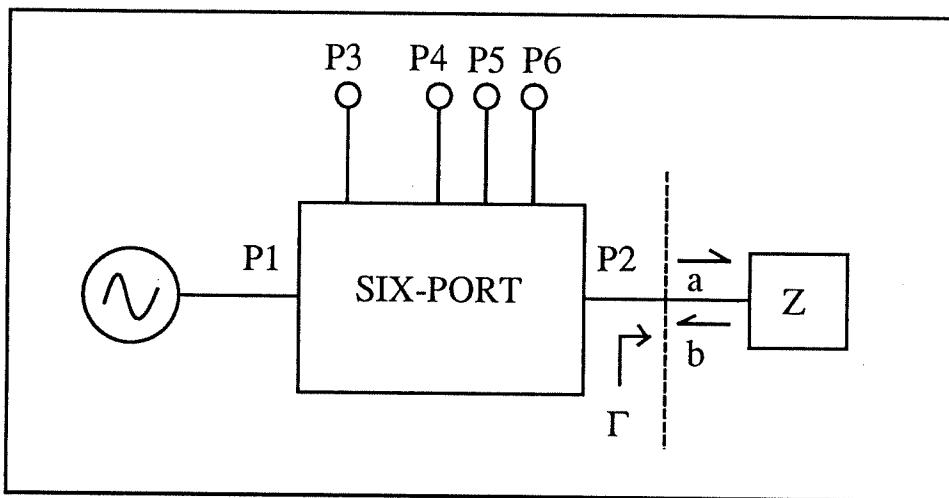


Figure 1.1: Réflectomètre six-port

Le réflectomètre six-port est l'élément central de l'analyseur de réseaux six-port qui sert à déterminer les paramètres S. L'analyseur de réseau six-port est principalement constitué d'une

source RF, d'un diviseur de puissance, de deux déphaseurs et de deux réflectomètres six-port, tels qu'illustrés à la figure 1.2.

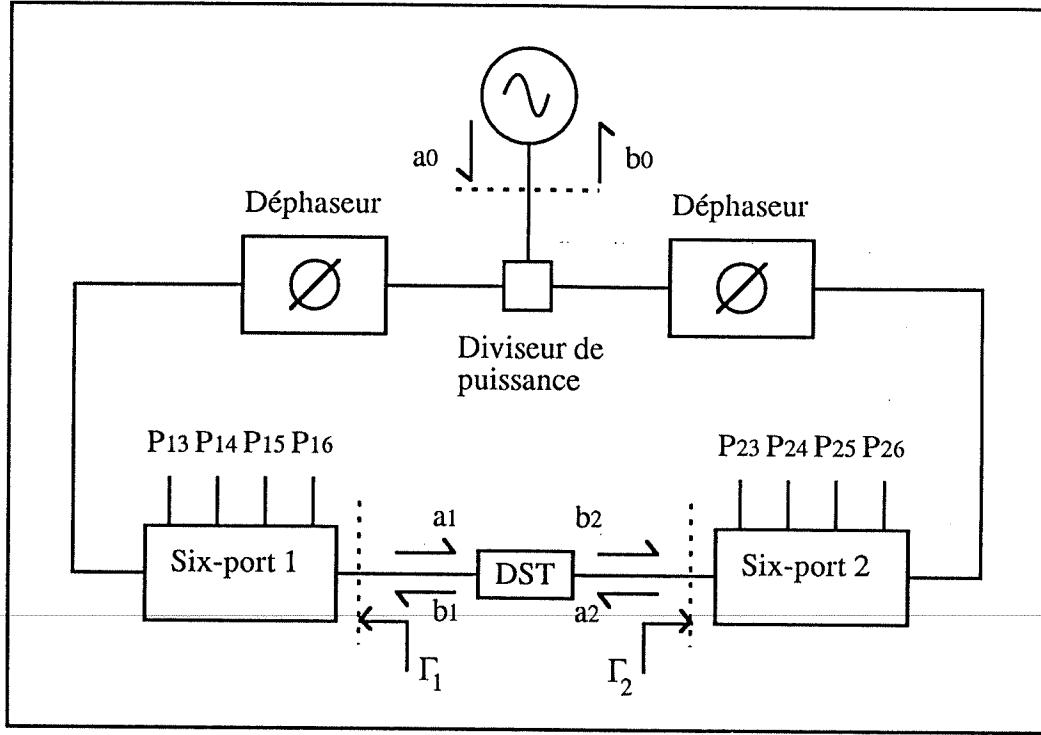


Figure 1.2: Analyseur de réseaux six-port

Le montage doit effectuer l'acquisition des tensions qui seront ensuite converties en puissances. Ces tensions sont mesurées par des détecteurs à diodes HP8472B, détecteurs caractérisés par leur temps de montée de  $0.5 \mu\text{s}$ . Un oscilloscope numérique HP54501A se charge de l'acquisition des tensions aux bornes des détecteurs. C'est un oscilloscope à deux canaux qui possède des convertisseurs analogique-numérique de 8 bits à trois échelles de tensions permettant d'acquérir des signaux jusqu'à une vitesse de 10 MHz.

Puisqu'il s'agit d'une caractérisation en mode pulsé, trois générateurs de fonctions créent les impulsions à la source RF ainsi qu'au drain du transistor. Nous avons choisi de ne pas pulser la grille car cela aurait exigé un circuit de polarisation très complexe.

Tout le montage est contrôlé par ordinateur grâce au bus HPIB réalisé selon la norme IEEE-488. Voici le diagramme-bloc de ce montage:

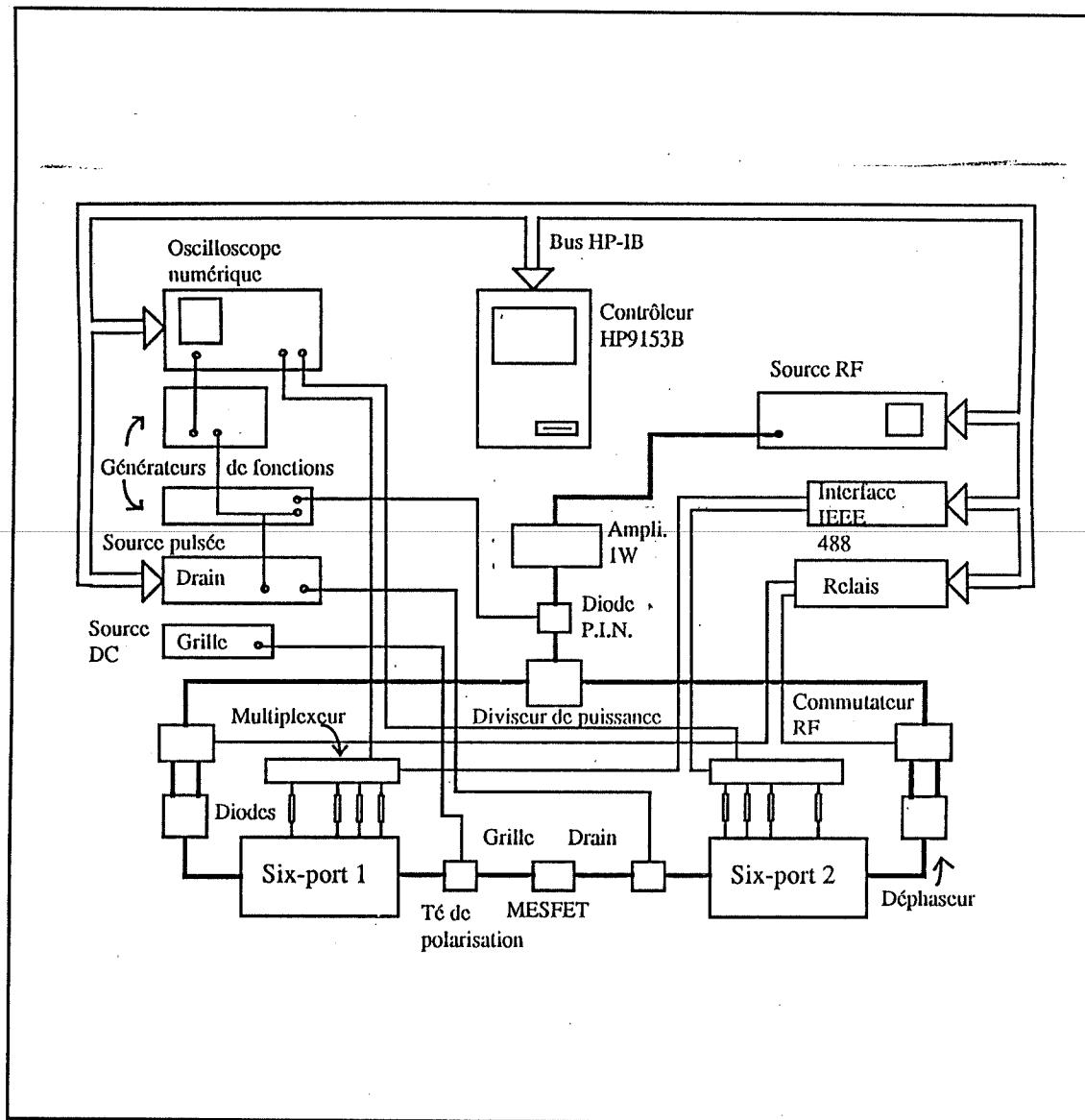


Figure 1.3: Diagramme-bloc du montage

Le prochain diagramme illustre de façon détaillée les connexions du montage. Les principaux éléments de ce circuit sont les suivants:

- un générateur de pulse Wavetek 801
- un générateur de fonctions programmable Phillips PM5193
- un générateur de pulse Poly (conçu par Jules Gautier)
- un oscilloscope digital HP54501A
- un modulateur RF Narda SPST S213D
- deux multiplexeurs Hamlin HE71A12-00

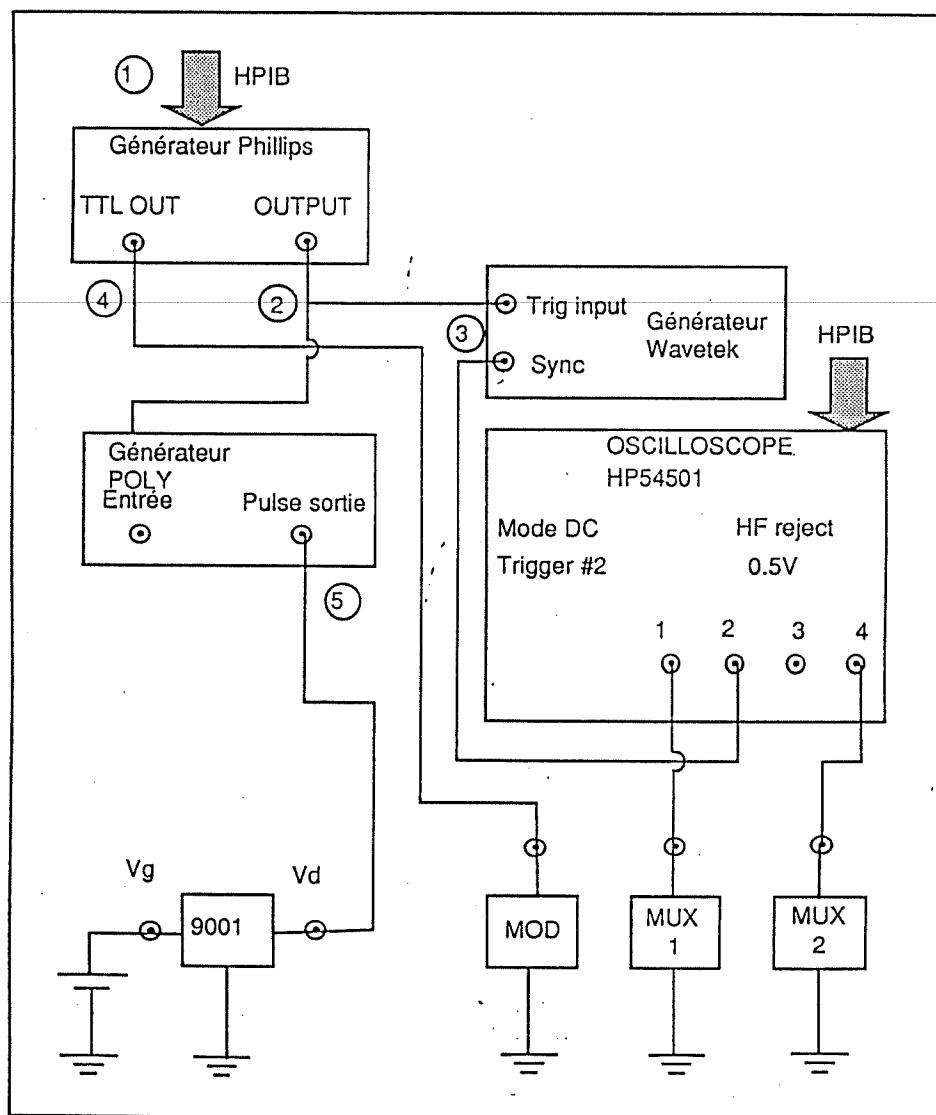


Figure 1.4: Diagramme des connections

Un diagramme temporel permet d'observer la propagation des signaux aux endroits indiqués par des chiffres encerclés.

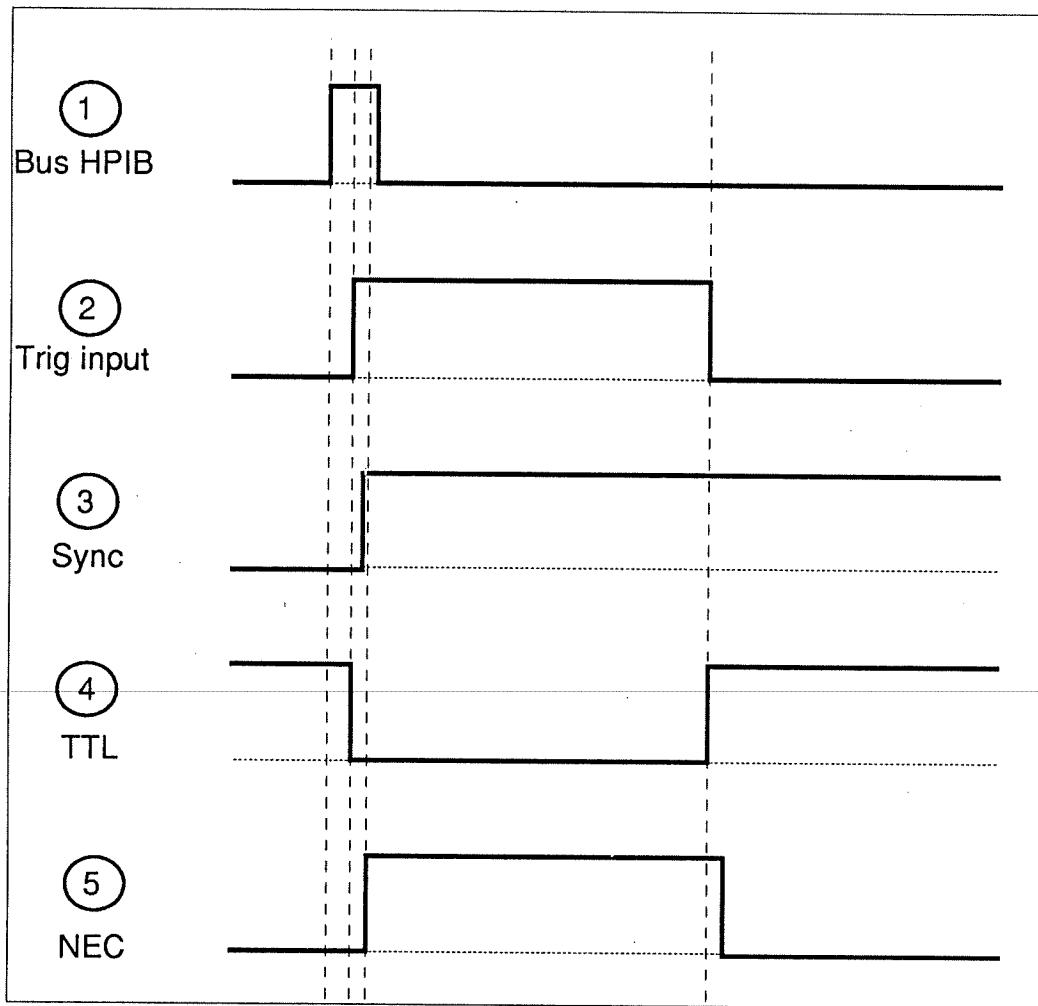


Figure 1.5: Diagramme temporel des signaux

L'opération est déclenchée par le signal du bus HPIB. Le délai de propagation maximal entre le signal du HPIB et l'acquisition des tensions est d'environ 250 ns.

Comme le transistor à caractériser n'est pas un dispositif coaxial, il est nécessaire de concevoir un adaptateur qui permette d'effectuer les mesures. Le transistor sera donc fixé sur une monture en aluminium. Le substrat sur lequel est imprimé le circuit est en duroïd de permittivité  $\epsilon=2.2$ . La forme et les dimensions de la monture sont indiquées à la figure 1.6.

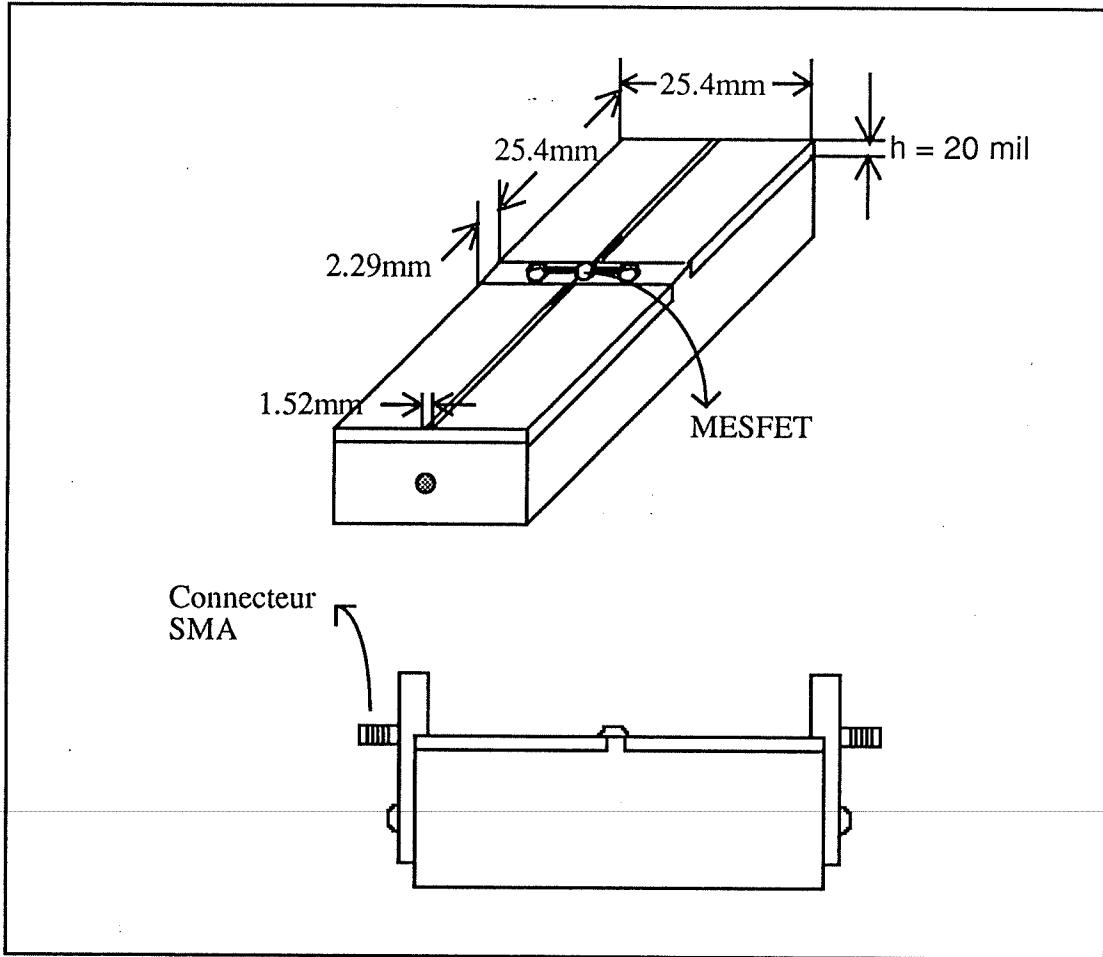


Figure 1.6: Monture du transistor

On voit la ligne de transmission au centre ainsi que les connecteurs SMA qui relient la monture à l'analyseur de réseaux six-port.

## 1.2 Calibration

Pour mesurer les paramètres S d'un dispositif, il est primordial de calibrer l'analyseur de réseaux six-port pour chaque fréquence de mesure. Comme ce sujet a déjà été amplement traité dans la littérature[7-11], nous ne ferons que revoir les grandes lignes de ce processus, illustré par le diagramme-bloc suivant.

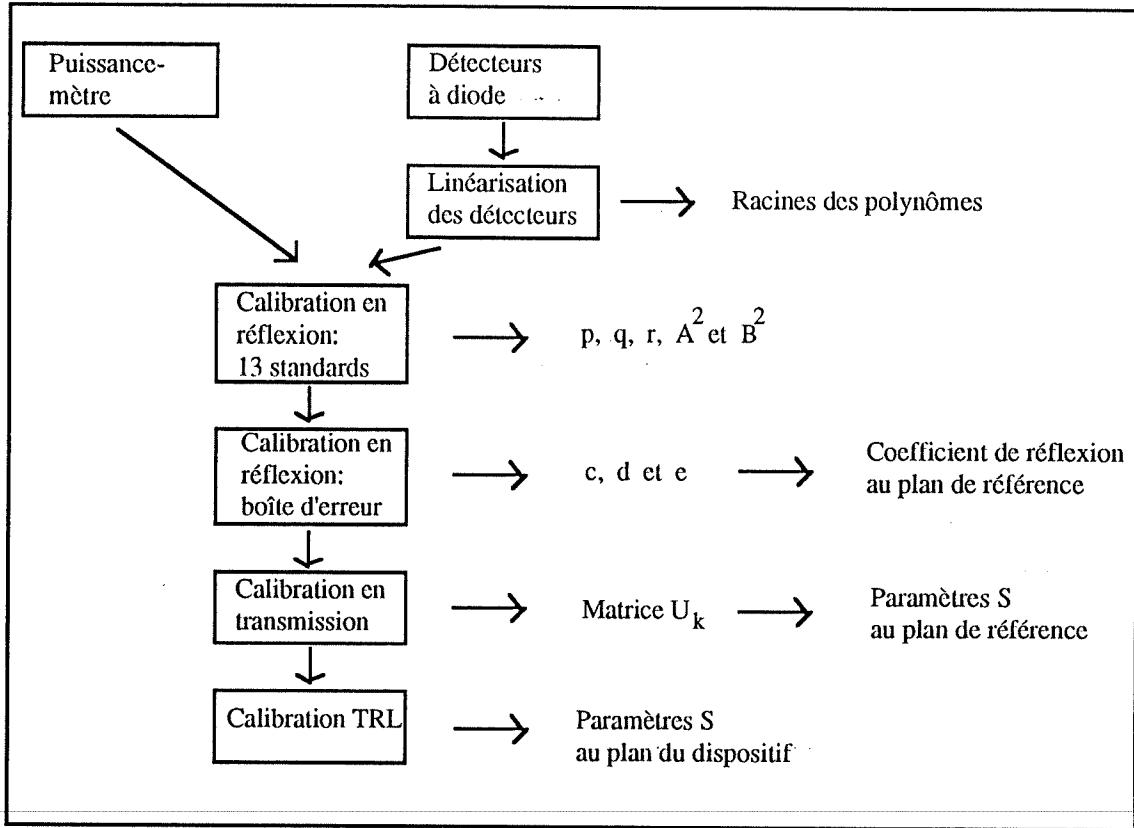


Figure 1.7: Étapes du processus de calibration

#### - Linéarisation des diodes:

La mesure des puissances aux ports du réflectomètre s'effectue grâce à des détecteur à diodes. Or, à partir d'une certaine puissance, le comportement des diodes s'écarte du comportement quadratique et il devient nécessaire d'effectuer une linéarisation en puissance [7-9].

#### - Calibration en réflexion:

La calibration en réflexion se divise en deux étapes: les 13 standards et la boîte d'erreur. La calibration à 13 standards permet de déterminer les cinq paramètres qui caractérisent le six-port, soient :  $p$ ,  $q$ ,  $r$ ,  $A^2$  et  $B^2$  [11]. Le calcul de la boîte d'erreur permet de déterminer le coefficient de réflexion  $\Gamma$  en tenant compte des éléments qui se trouvent entre le port de sortie du six-port et le plan de la charge. Le coefficient de réflexion est calculé en fonction des rapports de puissance mesurés par les détecteurs à diodes..

- Calibration en transmission:

Permet d'obtenir les paramètres S au plan de référence.

- Calibration TRL(Through-Reflect-Line):

Jusqu'ici, les paramètres S du dispositif au plan de référence sont connus. Or, on cherche plutôt à connaître les paramètres S au plan du transistor. La calibration TRL permet de tenir compte des éléments entre le dispositif et le six-port (lignes de transmission, connecteurs, tés de polarisation) et ainsi déterminer les paramètres S au plan du transistor.

Fait important à noter, tout le processus de linéarisation et de calibration a été effectué en mode continu (CW) à l'aide du multimètre HP3457A pour obtenir plus de précision. Par la suite, on a remplacé le multimètre par l'oscilloscope digital HP54501 pour effectuer les mesures de caractérisation. Cette opération ne modifie en rien les coefficients de calibration puisque la tension du multimètre est égale à celle de l'oscilloscope.

---

## CHAPITRE 2:

### MESURES ET TRAITEMENT DES DONNÉES

#### 2.1: Méthodologie de mesure

L'acquisition des données pour le calcul des paramètres S est une opération relativement simple du fait que tout le système de mesure est contrôlé par ordinateur. Ces données sont en fait les tensions mesurées aux bornes des détecteurs à diodes, qui seront par la suite transformées en puissances, puis en paramètres S. Le programme qui permet l'acquisition des tensions est nommé MES\_PULSE et a été conçu en HP BASIC par François Beauregard et Michel Bégin.

Les mesures recherchées et les appareils utilisés dans le montage imposent certaines contraintes à respecter. Pour effectuer les mesures pulsées, on pulse le signal RF de même que la tension de drain du transistor. La tension de grille demeure constante pendant la mesure. L'amplitude de la source de polarisation varie de zéro à 12 volts. Pour bien observer les effets de piège et d'autoréchauffement, on choisit le plus grand nombre de points de polarisation afin de couvrir tout le plan  $V_{ds}$ - $V_{gs}$ . En effet, le problème d'autoréchauffement est particulièrement manifeste pour de grandes tensions de polarisation. Nous avons utilisé trois pulses de longueurs différentes. Ces trois pulses ont permis de s'assurer de la bonne résolution des mesures ainsi que de comparer les résultats pour des pulses différents. Le générateur de fonction pouvait réaliser des pulses dont la longueur variait de  $2 \mu s$  à  $1.6 s$ . Le tableau 2.1 présente les différentes conditions d'opération, soient: les points de polarisation, les fréquences et les longueurs de pulse utilisés.

Tableau 2.1: Conditions d'opération

TENSIONS DE POLARISATION	Vds (Volts)	Vgs (Volts)
	5	0
	8	0
	5	-0.5
	5	-1.4
	10	-1.4
	8	-2
	10	-2
	8	-3
	10	-3
	8	-4
LONGUEURS DE PULSE	500 µs	
FRÉQUENCES D'UTILISATION	50 ms	
	1.5 s	
	GHz	
	2.3	
	2.7	

En ce qui concerne les impulsions, retenons qu'il faut au minimum huit mesures pour déterminer les paramètres S avec l'analyseur de réseaux six-port. On doit donc laisser un temps de repos entre chaque mesure afin que le dispositif puisse reprendre son état initial et éviter ainsi un autoréchauffement qui ne serait pas caractéristique des conditions d'opération normales. Pour ce faire , le temps de repos doit correspondre à un taux de remplissage de 0.1% à 1% .

Le choix des deux fréquences provient des contraintes imposées par la source RF, qui ne pouvait opérer que dans la bande de 2 GHz à 2.7 GHz. La calibration de l'analyseur de réseaux s'est effectuée dans ce sens. Effectuer les mesures à deux fréquences différentes permet de comparer les résultats afin de s'assurer de la fiabilité des mesures. Des mesures ont été prises à chaque point de polarisation, à 2.3 GHz et 2.7 GHz et ce, pour toutes les longueurs de pulse; en

tout, soixante mesures ont été effectuées. Les tensions étaient recueillies sur disquette où les fichiers étaient nommés de la façon suivante:

N23A2008

La lettre N est pour le nom du transistor, NEC;

Les deux premiers chiffres représentent la fréquence, soit 2.3 GHz;

La lettre du centre indique la longueur du pulse:      A = 500 ms

B = 1.5 s

C = 50 ms;

Les troisième et quatrième chiffres (20) donnent la tension de grille (-2V);

Les deux derniers chiffres (08) indiquent la tension de drain (8V).

---

Les fichiers étaient ensuite transférés sur le système HP 9000 pour le traitement des données.

La prochaine section présente le traitement des données qui mènera à l'extraction des paramètres.

## 2.2 Traitement des données

Les mesures prises par le système ont été recueillies sous forme de tensions. Les tensions doivent être transformées en paramètre S à partir desquels on peut ensuite extraire les paramètres du modèle. Le traitement des données est un processus qui se divise en trois étapes: transformation en paramètres S, "de-embedding" et lissage de courbe. Nous verrons les programmes utilisés pour effectuer ces tâches ainsi que le rôle spécifique de chacun.

Le traitement des données s'est fait sur le système informatique de la série HP 9000. Les programmes ont été conçus par Francois Beauregard et Michel Bégin à l'aide du logiciel VEETEST de HP.

#### - Programme SPAR:

Le système de mesure mesurait les tensions aux bornes des détecteurs à diodes. Le programme SPAR permet de transformer ces tensions en paramètres S à partir des paramètres de calibration. Toutefois, ce sont les paramètres S au plan de référence du six-port qui sont calculés. Les résultats sont sauvegardés dans des fichiers portant l'extension .SP. Ces fichiers sont de la forme présentée au tableau 2.2.

#### - Programme DEEMB

Les paramètres S calculés par le programme SPAR étaient fixés au plan de référence du six-port. Cependant, ce sont les paramètres S au plan du transistor qui sont nécessaire pour l'extraction des paramètres. Il faut donc déplacer le plan de référence en tenant compte de tous les éléments (Lignes de transmission, tés de polarisation, etc.) qui se trouvent entre les deux plans. Cette opération est appelée "de-embedding" et est réalisée par le programme DEEMB. Le programme utilise la boîte d'erreur calculée lors de la calibration pour déterminer les effets des éléments entre les deux plans. Les résultats de l'opération sont conservés dans des fichiers portant l'extension .DEB.

#### - Programme SPARFIT

Les paramètres S sont représentés par une courbe en fonction du temps afin de minimiser la présence du bruit. Il est nécessaire d'ajuster les données afin d'obtenir une valeur moyenne pour un temps donné. C'est le rôle du programme SPARFIT que de réaliser ce lissage de courbe. La figure suivante montre un exemple de courbe lissée à l'aide de SPARFIT.

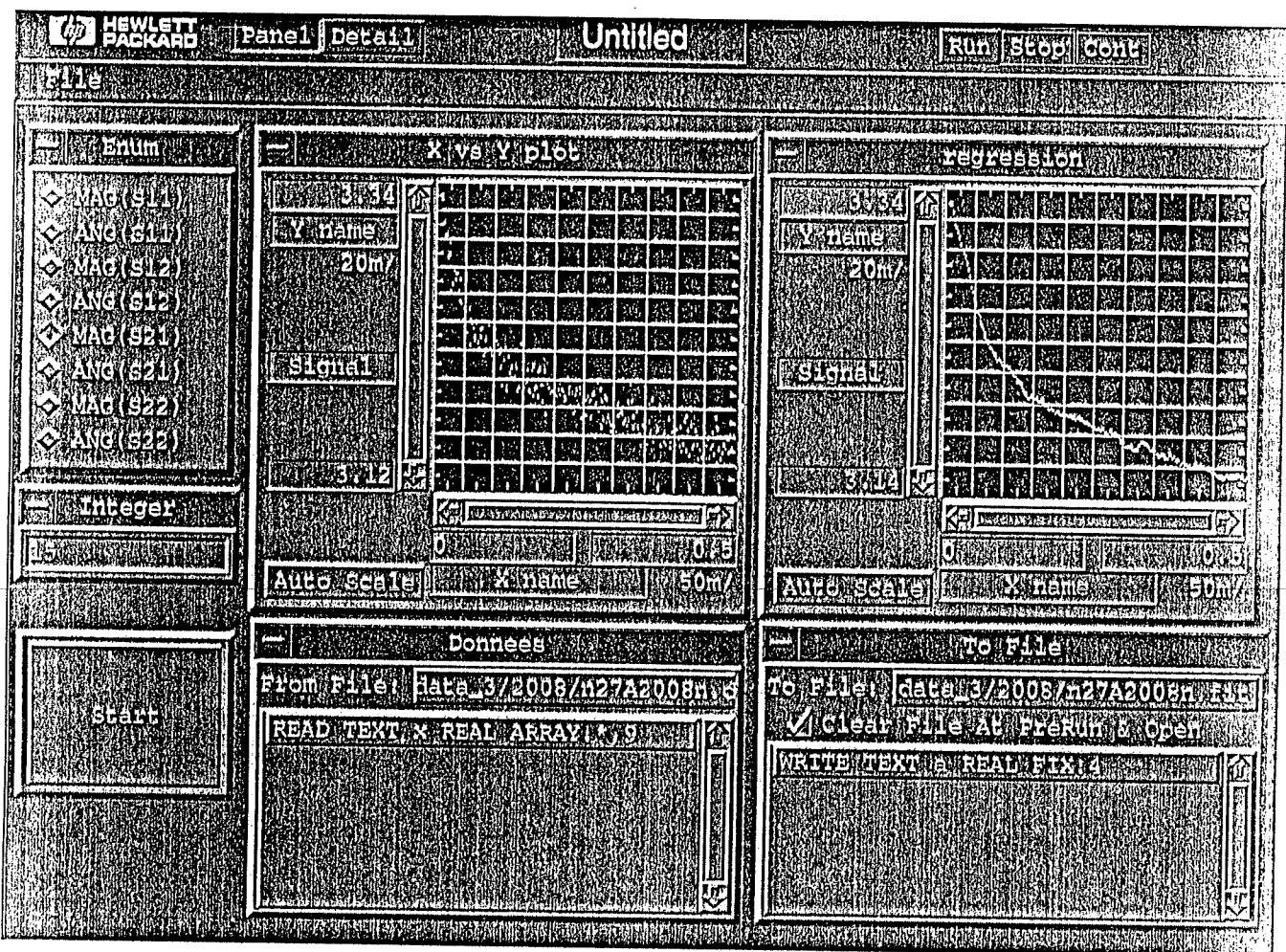


Figure 2.1: Courbe lissée par SPARFIT

Tableau 2.2: Forme des fichiers des paramètres S

---

$V_{ds} = -8.0V$ ,  $V_{gs} = -2.0V$  et  $I_{ds} = 61mA$   
 Pulse de  $500\mu s$   
 Fréquence = 2.7 GHz

---

	S11		S12		S21		S22	
temps (ms)	mag.	phase	mag.	phase	mag.	phase	mag.	phase
0.0040	0.7712	-115.0643	0.0593	39.9347	3.3109	92.6294	0.4141	-87.0625
0.0060	0.7759	-114.7615	0.0582	42.6138	3.3072	92.5904	0.4146	-87.1504
0.0080	0.7779	-114.8954	0.0595	41.7980	3.2990	92.7108	0.4129	-87.1001
0.0100	0.7767	-115.0189	0.0604	41.7960	3.2975	92.6793	0.4145	-86.8806
0.0120	0.7800	-115.0912	0.0613	43.4177	3.2962	92.6497	0.4154	-86.7101
0.0140	0.7806	-115.2100	0.0621	42.3083	3.2955	92.6522	0.4159	-86.6326
0.0160	0.7810	-115.1188	0.0617	42.0691	3.2924	92.6512	0.4159	-86.6239
0.0180	0.7812	-115.0370	0.0610	41.7776	3.2895	92.6643	0.4153	-86.6799
0.0200	0.7811	-114.9737	0.0606	41.7871	3.2863	92.6750	0.4149	-86.6187
0.0220	0.7807	-114.9186	0.0604	41.8558	3.2839	92.6773	0.4147	-86.5864
0.0240	0.7841	-114.9335	0.0606	42.4294	3.2827	92.6955	0.4147	-86.6351
.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.
0.4900	0.7881	-114.5953	0.0589	41.9647	3.1540	92.5249	0.4196	-86.3773
0.4920	0.7868	-114.5214	0.0581	42.0878	3.1535	92.5247	0.4190	-86.4412
0.4940	0.7863	-114.5582	0.0579	41.6474	3.1532	92.5676	0.4183	-86.3744
0.4960	0.7869	-114.6244	0.0585	41.5331	3.1537	92.5740	0.4183	-86.3427
0.4980	0.7882	-114.7129	0.0592	41.9006	3.1537	92.5896	0.4181	-86.2241
0.5000	0.7878	-114.6855	0.0594	41.5127	3.1535	92.6033	0.4183	-86.2350

Le diagramme bloc suivant illustre de façon schématique l'ensemble du processus de traitement des données.

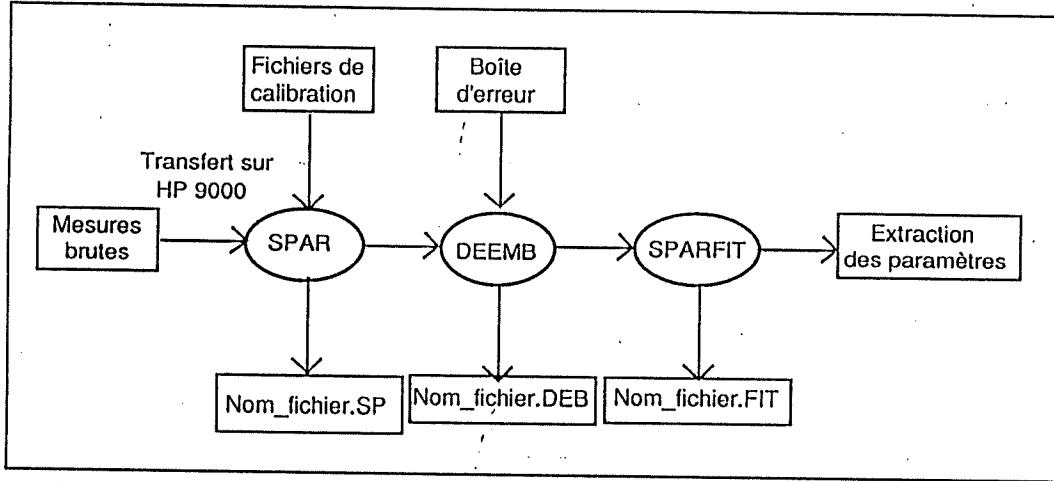


Figure 2.2: Diagramme bloc du processus de traitement des données.

Les fichiers des courbes lissées portent l'extension .FIT

Avec l'obtention des paramètres S, il est maintenant possible d'effectuer l'extraction des paramètres du modèle électrique. C'est l'objet de la prochaine section.

### 2.3 Extraction des paramètres du modèle électrique

Il est possible de représenter un dispositif actif comme le transistor à effet de champ par un modèle électrique équivalent non-linéaire qui, lorsqu'il est bien connu, permet de prévoir le comportement du dispositif. C'est précisément le rôle de la modélisation que de déterminer les paramètres du modèle électrique. On constate que les paramètres sont séparés en parties intrinsèque et extrinsèque. La partie intrinsèque simule le comportement du transistor alors que la partie extrinsèque illustre le comportement des parasites. La figure 2.3 présente le modèle électrique équivalent du MESFET.

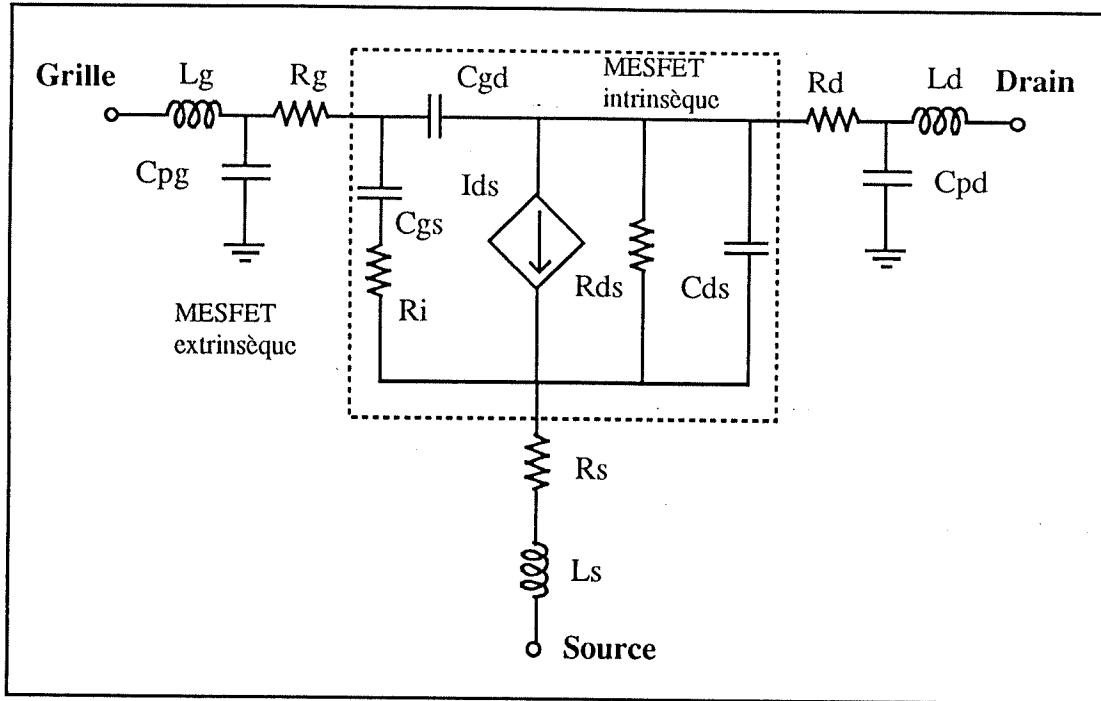


Figure 2.3: Modèle électrique du MESFET

L'extraction des paramètres s'effectue de façon différente pour chacune des deux parties. Il faut tout d'abord déterminer les paramètres extrinsèques car il sont nécessaires à l'extraction des paramètres intrinsèques. La technique la plus couramment utilisée pour extraire les paramètres extrinsèques est le "cold modeling": on applique une tension de polarisation telle que la tension de drain soit nulle et la tension de grille soit positive. Ce procédé simplifie considérablement la configuration [1]. Les valeurs obtenues sont les suivantes:

Tableau 2.3: Paramètres extrinsèques.

Paramètre	Valeur extraite
$L_s$	100 pH
$L_g$	240 pH
$L_d$	180 pH
$R_s$	$1.2 \Omega$
$R_g$	$0.8 \Omega$
$R_d$	$2.3 \Omega$

On remarque que les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  ne se trouvent pas dans ce tableau. Aux fréquences d'utilisation, ces capacités étaient négligeables et ont été omises dans les calculs. Enfin, grâce aux valeurs des paramètres extrinsèques, il est possible de calculer les valeurs des paramètres intrinsèques. Un programme d'extraction a été développé à l'université de Bologne (Italie) en langage HP Basic: DCuWV. Les paramètres y sont calculés de façon analytique [1]. La forme du fichier de résultats est présentée au tableau 2.4.

Tableau 2.4: Forme du fichier des paramètres du modèle

---

Vds = 8V, Vgs = -2.0V et Ids = 60mA  
 Pulse de 500 µs  
 Fréquence = 2.7 GHz

---

t (ms)	Gm (mS)	Ri (Ohm)	Cgs (pF)	Cgd (pF)	Gds (mS)	Cds (pF)
.004	109.21	3.711	1.405	.094	9.345	.679
.006	109.42	3.860	1.411	.090	9.636	.681
.008	108.71	3.685	1.403	.093	9.568	.675
.010	108.45	3.800	1.401	.094	9.465	.668
.012	108.37	3.944	1.400	.094	9.544	.659
.014	107.87	3.761	1.395	.096	9.395	.655
.016	107.64	3.684	1.395	.095	9.392	.658
.018	107.58	3.594	1.398	.095	9.417	.663
.020	107.49	3.588	1.399	.094	9.439	.665
.022	107.43	3.616	1.399	.094	9.455	.666
.024	107.32	3.539	1.400	.094	9.515	.664
.026	107.25	3.565	1.400	.093	9.555	.664
.028	107.19	3.566	1.400	.093	9.563	.666
.030	107.11	3.575	1.400	.092	9.566	.667
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.490	102.19	3.379	1.407	.091	9.489	.682
.492	102.44	3.433	1.411	.090	9.547	.687
.494	102.44	3.384	1.412	.090	9.528	.688
.496	102.32	3.358	1.410	.091	9.495	.683
.498	102.23	3.373	1.408	.092	9.496	.677
.500	102.08	3.344	1.405	.092	9.453	.677

Les résultats finaux de ces opérations sont les courbes illustrant les variations temporelles des paramètres. Ces courbes permettent de comparer les résultats pour différentes fréquences, pulses et points de polarisation et mettent en lumière les effets d'autoréchauffement et de dispersion en fréquence. Les trois prochaines figures sont des exemples de telles courbes.

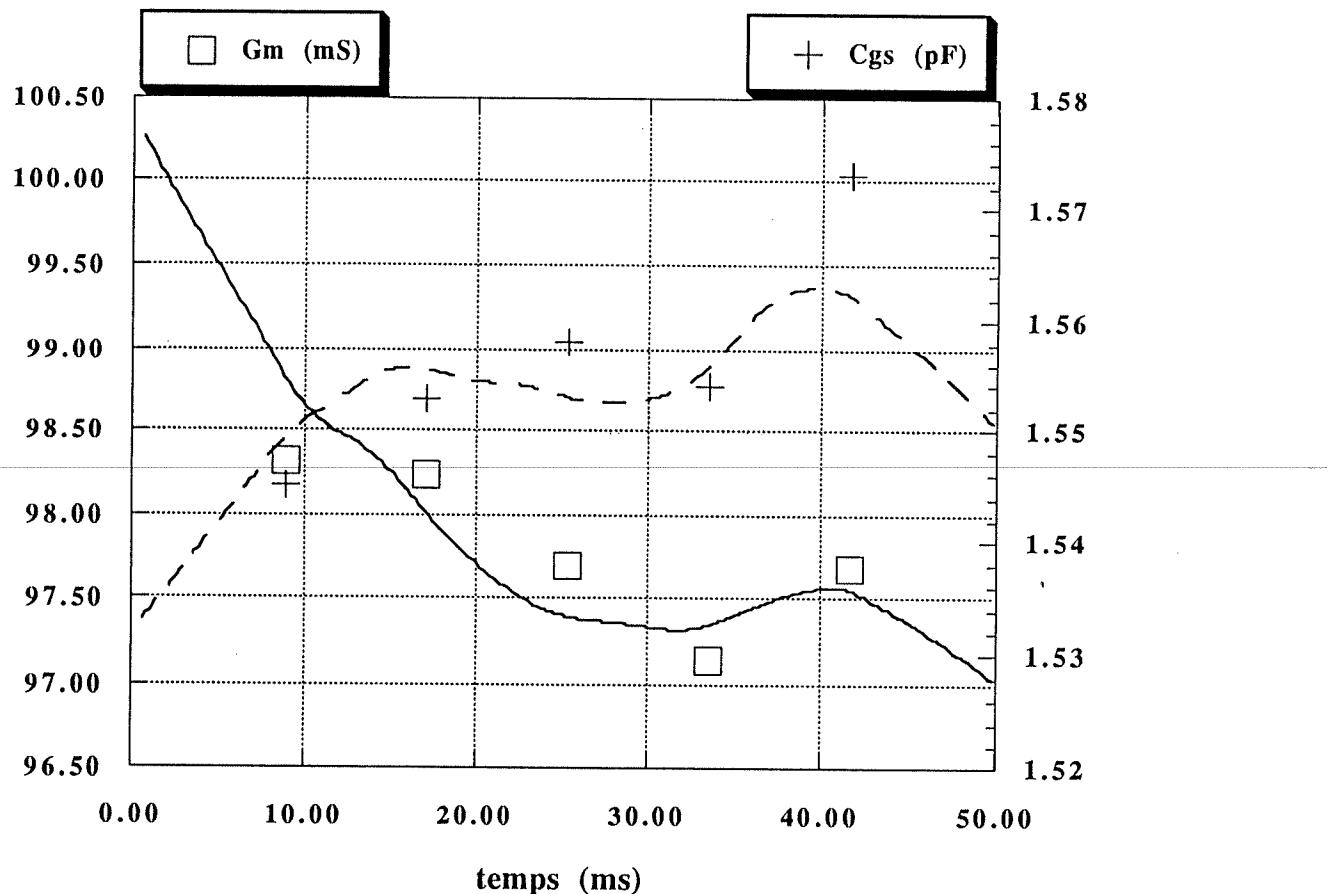


Figure 2.4: Courbes de  $G_m$  (transconductance) et de  $C_{gs}$

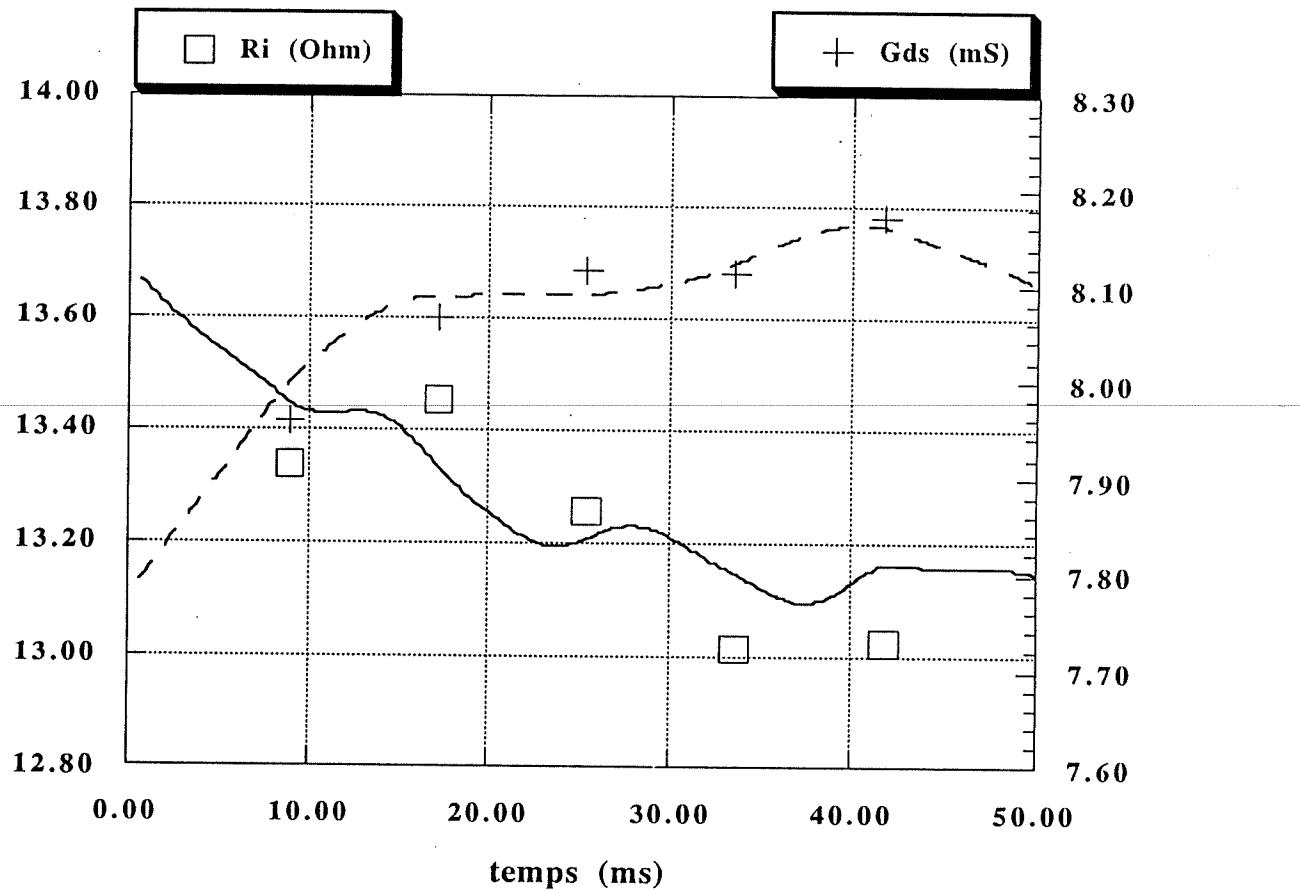


Figure 2.5:Courbes de  $R_i$  et  $G_{ds}$

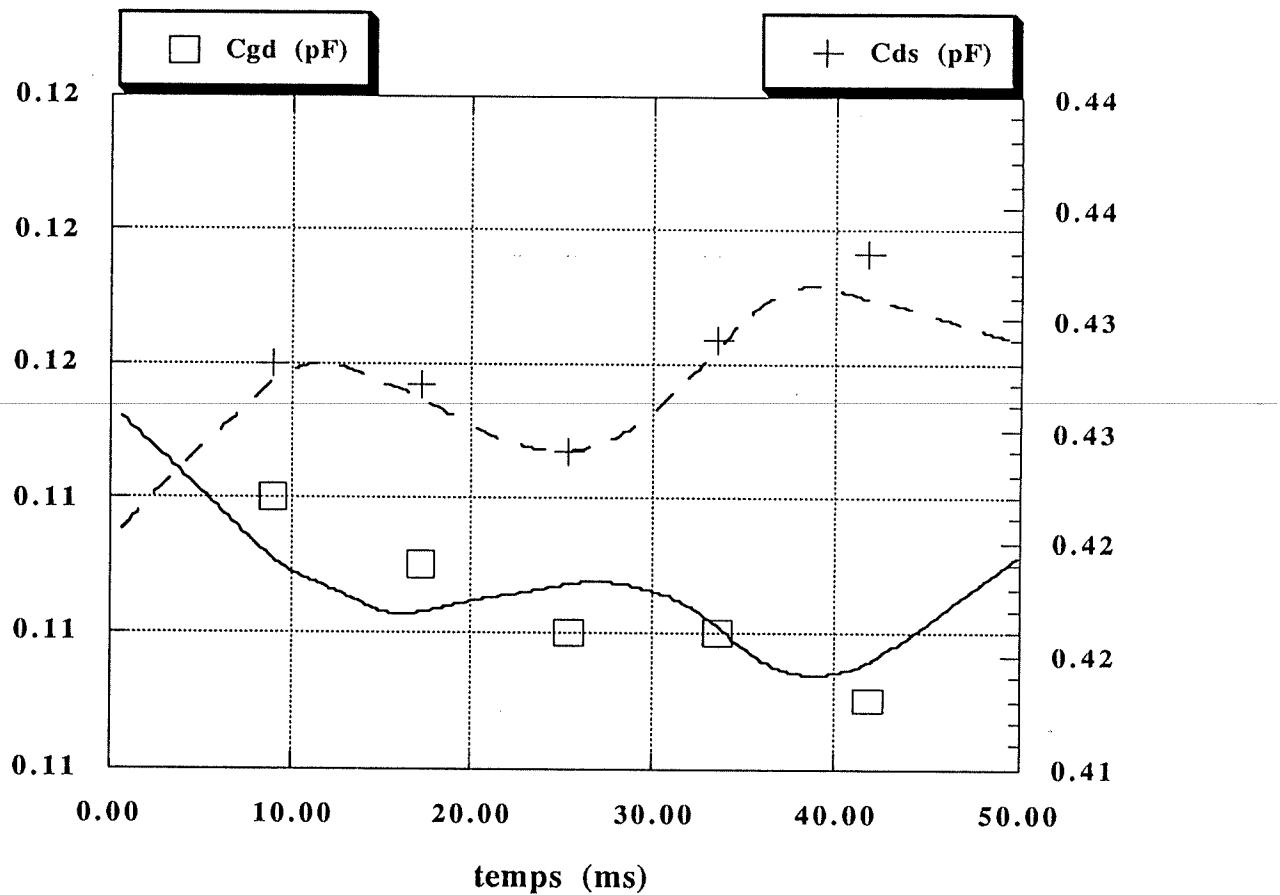


Figure 2.6: Courbes de  $C_{ds}$  et  $C_{gd}$

Pour compléter la modélisation du transistor MESFET, il a été jugé intéressant d'étudier les variations des paramètres en fonction de la température. Grâce à un contrôleur de température injectant un liquide à température fixe dans la monture du transistor, on a pu prendre des mesures pour une température donnée. La monture du transistor a été modifiée afin que le liquide puisse circuler de façon continue.

Les mesures prises ont permis de tracer les courbes des paramètres en fonction de la température. On peut superposer les courbes d'un même paramètre à différentes températures pour constater les effets de la variation en température. La figure suivante présente les courbes du paramètre  $G_m$  en fonction du temps pour une fréquence de 2.7 GHz et au point de polarisation  $V_{ds} = 8V$  et  $V_{gs} = -2V$ . Les variations temporelles des autres paramètres du modèle équivalent se trouvent en annexe.

---

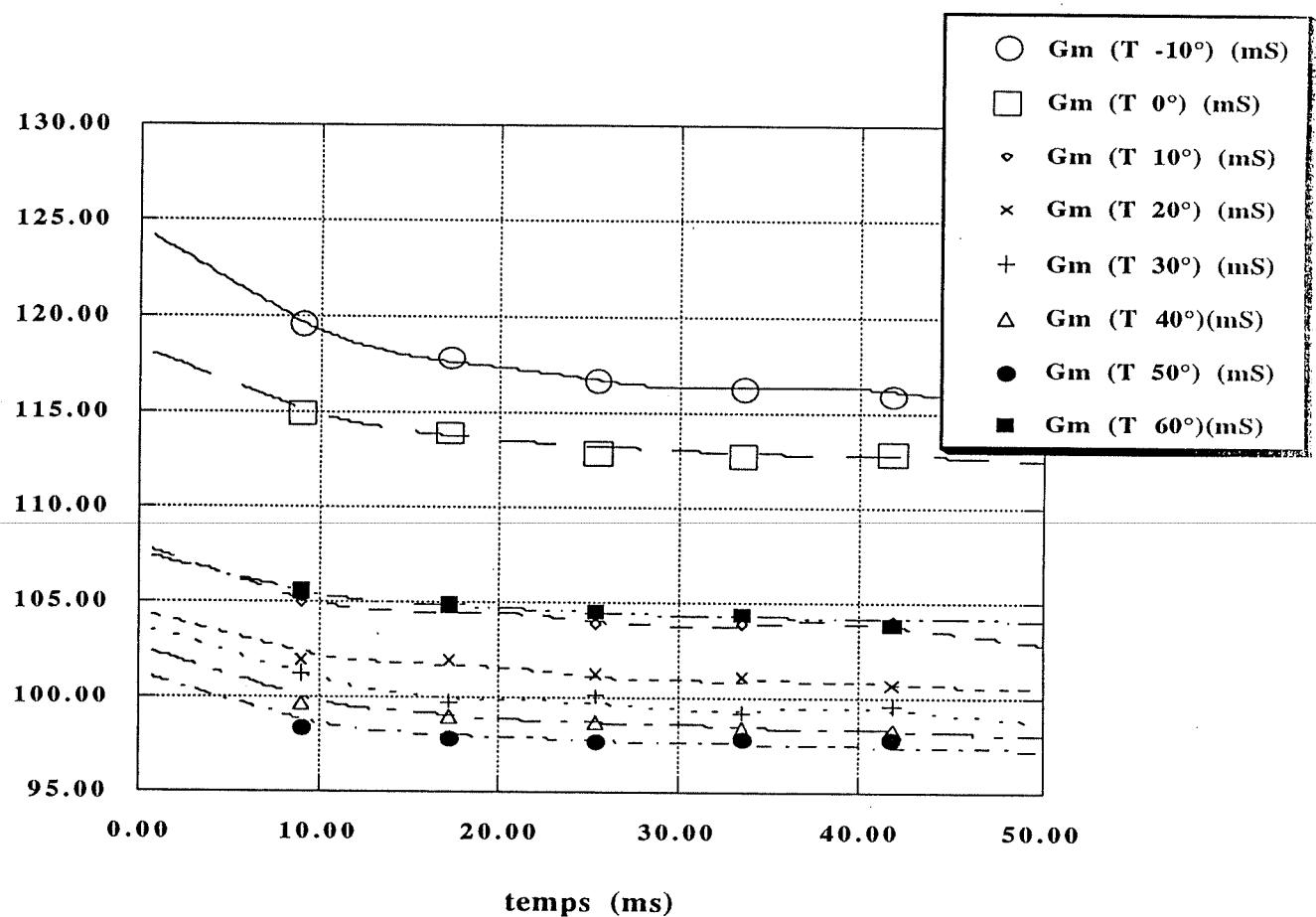


Figure 2.7: Courbes de  $G_m$  en température

## CONCLUSION

Nous avons présenté les méthodes de caractérisation pulsée et de modélisation d'un transistor à effet champ. Nous avons d'abord étudié le système de mesure ainsi que le processus de calibration. Nous avons ensuite exposé la méthodologie de mesure et de traitement des données. Enfin, nous avons présenté l'extraction des paramètres du modèle électrique.

L'utilisation de l'analyseur de réseaux, qui est à la base de notre système de mesure, est un phénomène relativement récent dans le processus de caractérisation, bien que le réflectomètre six-port soit connu depuis les années soixante-dix. C'est donc un système relativement novateur qui nous a permis de déterminer les paramètres S du transistor.

Les recommandations énoncées par M. Bégin dans son mémoire indiquent les améliorations à apporter au système de mesure. Il suggère d'utiliser des sources de polarisation plus puissantes qui permettraient de couvrir le plan  $V_{ds}$ - $V_{gs}$  de façon plus étendue, pour caractériser le MESFET dans des régions à forte dissipation thermique et où les effets pièges sont plus prononcés.

Des détecteurs à diodes caractérisés par un temps de montée plus rapide permettraient de pulser le transistor avec des pulses plus courts. Pour effectuer l'acquisition des tensions, l'oscilloscope devrait être remplacé par huit convertisseurs analogique-numérique ayant une plage dynamique suffisamment grande. Un tel système éviterait le besoin de multiplexer les signaux dans le temps et seulement deux mesures seraient nécessaires pour déterminer les paramètres S.

Enfin, la caractérisation pulsée de dispositifs actifs micro-ondes , effectuée sur une large bande de fréquences pour une toute une gamme de températures serait très intéressante à incorporer dans les logiciels de simulation micro-ondes. On obtiendrait ainsi des modèles très précis permettant de prévoir le comportement du transistor en toutes situations.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] BÉGIN, M., "Caractérisation pulsée et modélisation des effets thermiques et dispersifs des transistors à effet champ", mémoire de maîtrise, Ecole Polytechnique de Montréal, juillet 1993.
- [2] HOER C. A., "A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. 25, pp. 1070-1074, December 1977.
- [3] ENGEN F.G., "The Six-Port Reflectometer: An Alternative network Analyzer", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol 25, pp. 1075-1080, December 1977.
- [4] DEMERS Y., BOSISIO R.G. and GHANNOUCHI F.M., "Repetitive and Single-Shot Pulse microwave Reflectometer", IEEE Trans. on Instr. Meas., Vol.39, pp 195-200, February 1990.
- [5] YEO S. P. and LEE K.H., "Improvements in Design of Six-Port Reflectometer Comprising Symmetrical Five Port Waveguide Junction and Directionnal Coupler", IEEE Trans. on Instr. Meas., Vol 39, pp 184-187, February 1991.
- [6] HOER C.A., "Performance of a Dual Six-Port Automatic Network Analyzer", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-27, No 12, pp. 993-997, December 1979.
- [7] COLEF G., KARMEL P. R., ETTENBERG M., "New In-Situ Calibration of Diode Detectors Used in Six-Port Network Analyzers", IEEE Trans on Instr. and Meas., Vol 39, No1 February 1990.

- [8] GHANNOUCHI F.M., BOSISIO R.G., "A Wideband Millimeter Wave Six-Port Reflectometer Using For Diode Detectors Calibrated Without a Power Ratio Standard", IEEE Trans. on Instr. and Meas., Vol 40, No 6, pp. 1043-1046, December 1991.
- [9] HUNTER J. D. and PETERS J.E., "An Efficient Six-Port Procedure For Power Meter Calibration", IEEE Trans. on Instr. and Meas., Vol 40, No 2, pp.473-475, April 1991.
- [10] BRODEUR A et GHANNOUCHI F.M., "Théorie et techniques de calibration de l'analyseur de réseaux six-port ", Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal, Montréal, septembre 1992.
- [11] HODGETTS T.E. and GRIFFIN E.J., A Unified Treatment of the Theory of Six-Port Reflectometer Calibration Using the Minimum of Standards", Royal Signals and Radar Establishment, Malvern Report No 83003.

**ANNEXE A:**

**Variations temporelles des paramètres du modèle  
équivalent électrique à 2.7GHz en  
fonction de la température**

---

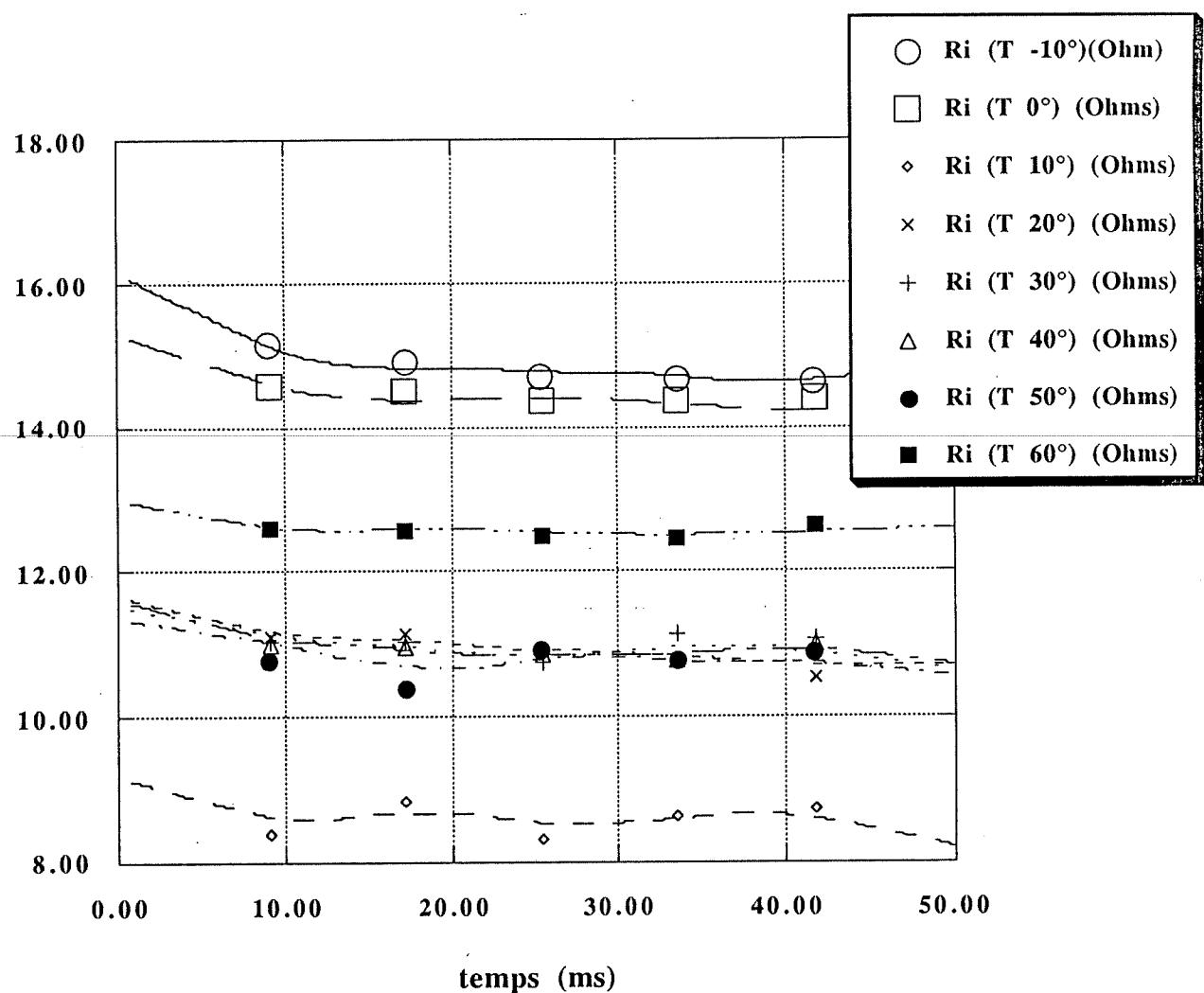


Figure A.1: Variation de  $R_i$  en température

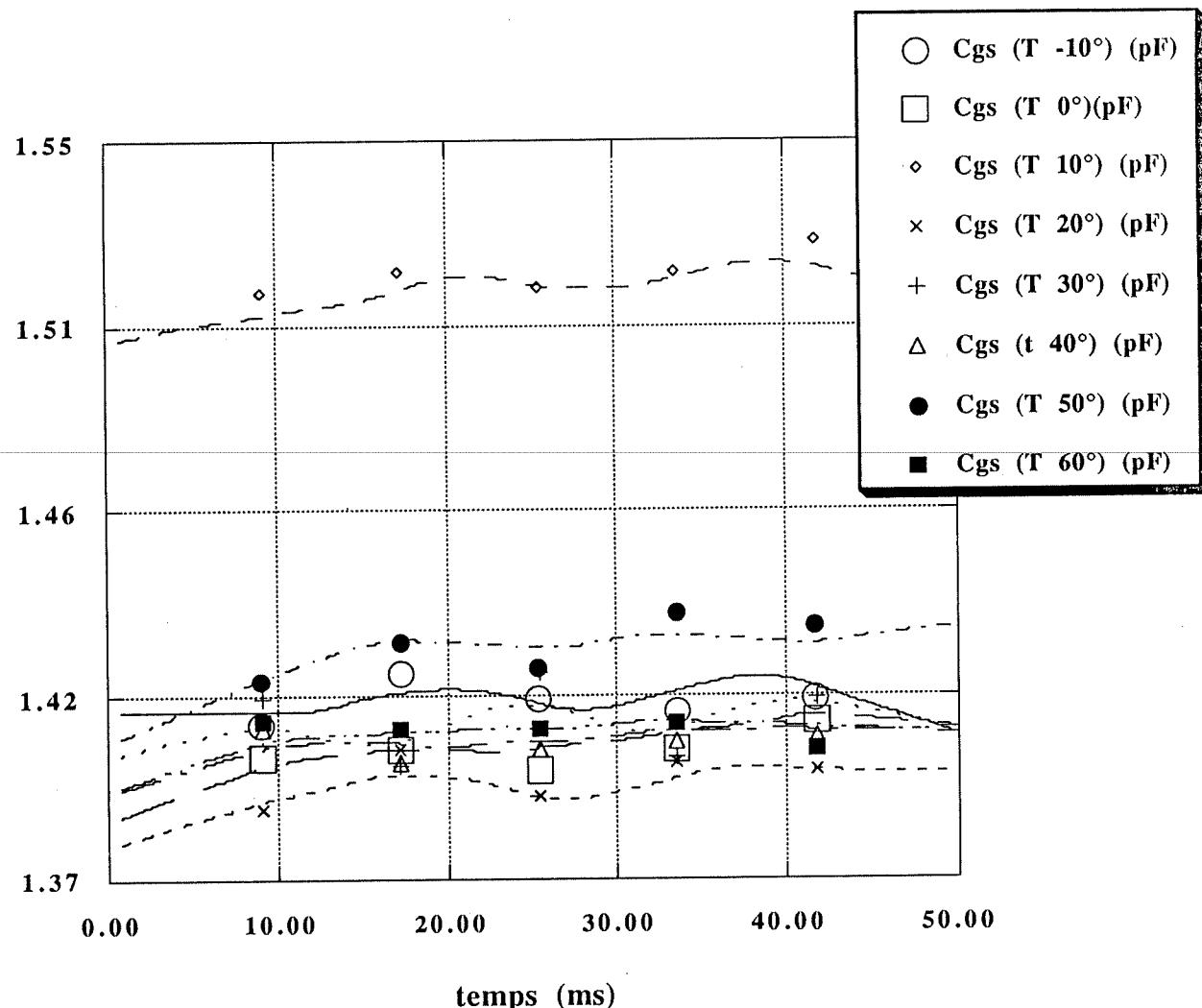


Figure A.2: Variation de  $C_{GS}$  en température

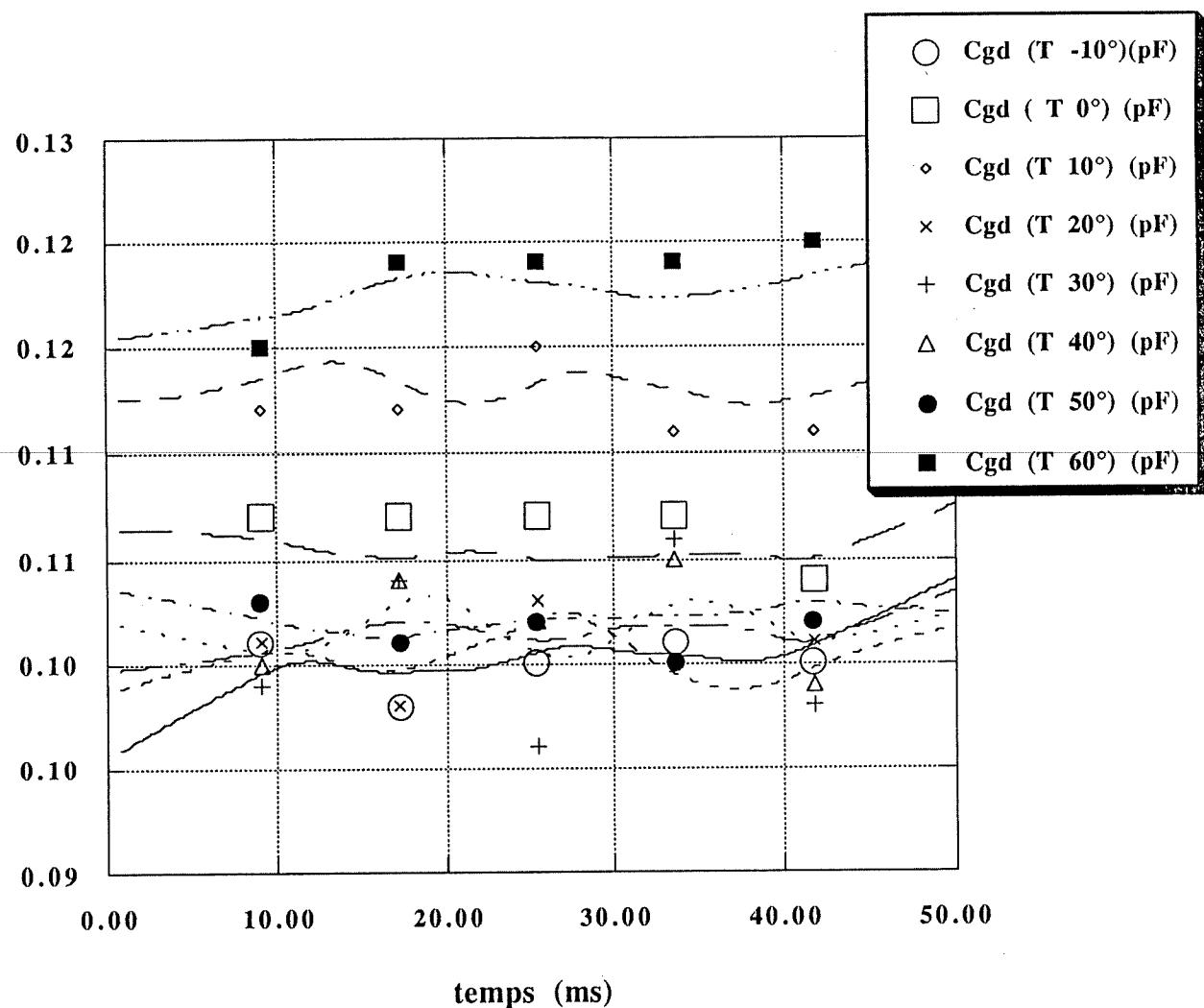


Figure A.3: Variation de  $C_{gd}$  en température

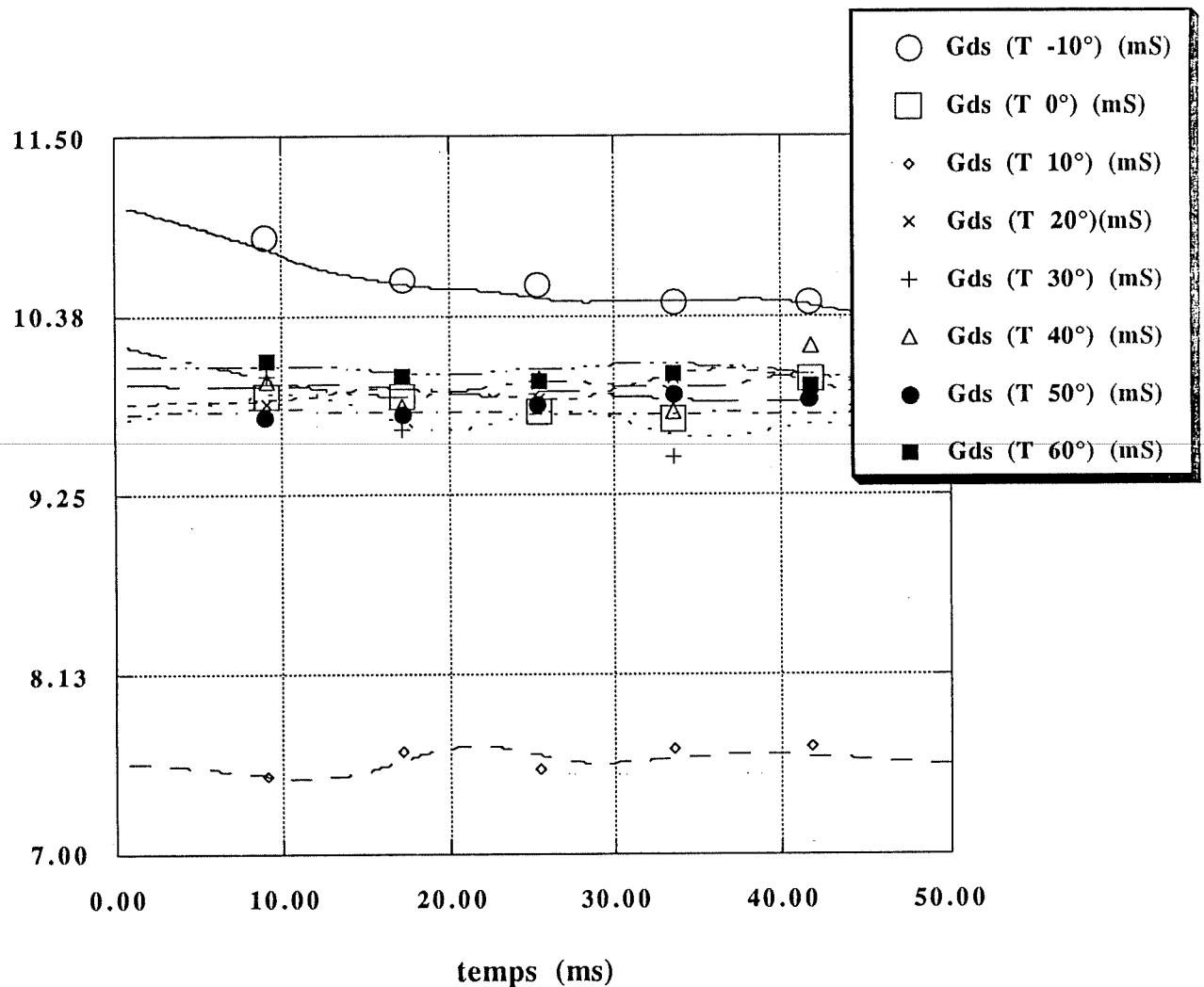


Figure A.4: Variation de  $G_{ds}$  en température

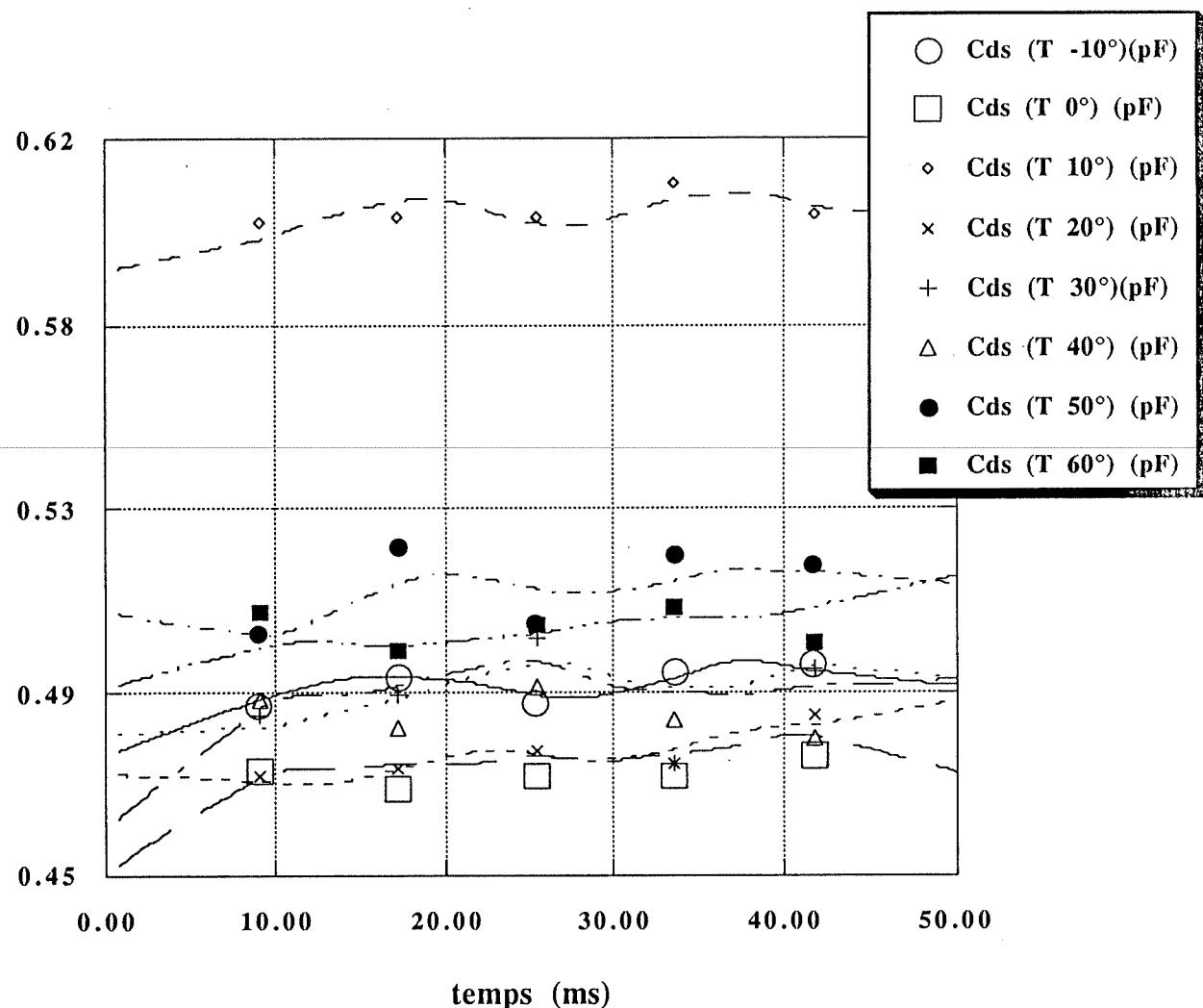


Figure A.5: Variation de  $C_{ds}$  en température

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL



3 9334 00289901 9