

N° D'ordre :08/2002-M/EL

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene



## THESE

Présentée à l'USTHB (Faculté d'Electronique et d'Informatique)  
Pour l'obtention du grade de

## MAGISTER EN ELECTRONIQUE

SPECIALITE MICRO-ELECTRONIQUE

Par Gaoua Said

Ingénieur d'état en électronique

## SUJET

**" Caractérisation et Extraction Optimale des  
Eléments de Transistors Micro-ondes"**

Soutenue le 27 juin 2002 à l'USTHB devant le jury composé de :

|                                |                  |             |             |                    |
|--------------------------------|------------------|-------------|-------------|--------------------|
| - M <sup>r</sup> A. ADANE      | Professeur       | Faculté E-I | USTHB       | Président          |
| - M <sup>r</sup> M.C.E. YAGOUB | Professeur       | SITE        | U. d'Ottawa | Directeur de these |
| - M <sup>r</sup> B. HARAOUBIA  | Professeur       | Faculté E-I | USTHB       | Examineur          |
| - M <sup>r</sup> Y. SMARA      | M. de conférence | Faculté E-I | USTHB       | Examineur          |
| - M <sup>r</sup> Y. LAMHENE    | Chargé de cours  | Faculté E-I | USTHB       | Examineur          |

## **AVANT PROPOS**

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au laboratoire de microélectronique de la faculté d'électronique et d'informatique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne, sous la direction du Dr. M. Yagoub. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance et ma gratitude pour avoir accepté de me diriger; ses conseils, son soutien et son aide m'ont été d'un apport inestimable.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur A. Adane, professeur à la faculté d'électronique et d'informatique pour ses conseils ainsi que l'honneur qu'il m'a fait d'accepter de présider ce jury.

Je remercie également Monsieur le professeur B. Haraoubia pour la confiance qu'il a placé en moi en m'intégrant dans son laboratoire et pour les moyens qu'il a mis à ma disposition ainsi que d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont également à Monsieur Y. Smara, maître de conférences et Monsieur Y. Lamhene, chargé de cours à la faculté d'électronique et d'informatique pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

J'exprime aussi toute ma reconnaissance à Monsieur le professeur Georges Alquié, directeur du laboratoire des instruments et systèmes de l'université Pierre et Marie Curie (Paris VI) ainsi que Madame Catherine Algani, maître de conférences, pour toute leur aide et les moyens techniques et informatiques qu'ils ont mis à ma disposition pour la réalisation de ce travail.

Enfin, je tiens à remercier les techniciens de l'École d'ingénierie et de technologie de l'information de l'Université d'Ottawa (Canada), pour la réalisation des masques des différents circuits amplificateurs.

## LISTE DES FIGURES

### CHAPITRE I

**Fig. I-1 :** Structure du MESFET

**Fig. I-2 :** Régimes de fonctionnement statiques d'un MESFET.

**Fig. I-3 :** Localisation des éléments du schéma équivalent du MESFET.

**Fig. I-4 :** Représentation quadripolaire des éléments du schéma équivalent du MESFET.

**Fig. I-5 :** Schéma équivalent du MESFET en bande centimétrique.

### CHAPITRE II

**Fig. II-1 :** Réseau RC distribué sous la grille

**Fig. II-2 :** *Partie imaginaire des  $Z_{ij}$*

**Fig. II-3 :** *Partie réelle de  $Z_{11}$*

**Fig. II-4 :** Processus d'obtention de la matrice  $[Y_{int}]$  à partir de la matrice  $[S]$ .

### CHAPITRE III

**Fig. III-1 :** Illustration de la technique de mesure de la matrice  $S$  d'un réseau à  $n$  accès

**Fig. III-2:** Principe de la technique d'épluchage

**Fig. III-3 :** Schéma permettant la mesure des paramètres  $S$  du transistor seul.

**Fig. III-4 :** Banc utilisé pour la détermination des résistances extrinsèques

**Fig. III-5 :** Extraction de la valeur des résistances externes.

**Fig. III-6 :** Banc utilisé pour la détermination des inductances.

**Fig. III-7 :** Extraction des valeurs des inductances.

**Fig. III-8 :** Banc utilisé pour la détermination des capacités parasites

**Fig. III-9 :** Extraction des valeurs des capacités parasites

**Fig. III-10 :** Banc de mesure utilisé pour la détermination  
des éléments intrinsèques du transistor MESFET.

**Fig. III-11 :** Epluchage des inductances de grille et de drain

**Fig. III-12 :** Epluchage des capacités externes de grille et de drain

**Fig. III-13 :** Epluchage des résistances de grille et de drain

**Fig. III-14 :** Epluchage de la résistance et de l'inductance de source.

**Fig. III-15 :** Extraction des valeurs des éléments du transistor MESFET.

## **CHAPITRE IV**

**Fig. IV-1 :** Comparaison entre les paramètres  $S_{11}$  calculés et mesurés

**Fig. IV-2 :** Comparaison entre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  calculés et mesurés

**Fig. IV-3 :** Schéma de principe d'un amplificateur à transistor.

**Fig. IV-4 :** Schéma d'un amplificateur avec les cellules d'adaptation.

**Fig. IV-5 :** Cellules d'adaptation en bande étroite :

**Fig. IV-6 :** Stub radial.

**Fig. IV-7 :** Combinaison stub radial - stub court circuit.

**Fig. IV-8 :** Combinaison stub radial - stub court circuit avec circuit de polarisation.

**Fig. IV-9 :** Amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

**Fig. IV-10 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour

l'amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

**Fig. IV-11 :** Deuxième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

**Fig. IV-12 :** Combinaison stub radial - stub circuit ouvert.

**Fig. IV-13 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour

Le deuxième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

**Fig. IV-14 :** Sources de couplage possibles entre les stubs radiaux.

**Fig. IV-15 :** Troisième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

**Fig. IV-16 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour

le troisième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

# SOMMAIRE

|                                                                                        |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>INTRODUCTION .....</b>                                                              | <b>1</b>  |
| <br><b>CHAPITRE I</b>                                                                  |           |
| <b>I – TRANSISTOR MESFET .....</b>                                                     | <b>4</b>  |
| <b>I.1 – Structure et technologie du MESFET .....</b>                                  | <b>5</b>  |
| <b>I.2 – Principe de fonctionnement du MESFET .....</b>                                | <b>5</b>  |
| <br><b>II – SCHEMA EQUIVALENT INTRINSÈQUE ET EXTRINSÈQUE.....</b>                      | <b>7</b>  |
| <b>II.1 – Éléments extrinsèques .....</b>                                              | <b>10</b> |
| <b>II.2 – Éléments intrinsèques .....</b>                                              | <b>10</b> |
| <b>II.2.1 – Temps de transit, transconductance et cond. de sortie .....</b>            | <b>10</b> |
| <b>II.2.2 – Source de courant de drain .....</b>                                       | <b>11</b> |
| <b>1 – Modèle de Curtice .....</b>                                                     | <b>12</b> |
| <b>2 – Modèle de Tajima .....</b>                                                      | <b>12</b> |
| <b>3 – Modèle de Statz.....</b>                                                        | <b>13</b> |
| <b>4 – Modèle de Materka Kacprzak .....</b>                                            | <b>13</b> |
| <b>II.2.3 – Capacités <math>C_{gs}</math> et <math>C_{gd}</math> .....</b>             | <b>14</b> |
| <b>1 – Modèles de Curtice .....</b>                                                    | <b>15</b> |
| <b>2 – Modèles de Statz .....</b>                                                      | <b>15</b> |
| <b>II.2.4 – Modèle non linéaire du générateur de courant <math>I_{dg}</math> .....</b> | <b>16</b> |

|                                           |    |
|-------------------------------------------|----|
| <b>III – TRANSISTOR HEMT</b>              | 16 |
| <b>III.1 – Source de courant de drain</b> | 17 |
| <b>III.1.1 - Modèle de curtice</b>        | 17 |
| <b>III.1.2 - Modèle de Tanimoto</b>       | 17 |
| <b>III.2 – Capacités</b>                  | 18 |
| <b>IV – CONCLUSION</b>                    | 18 |

## **CHAPITRE II**

|                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>I – POSITION DU PROBLÈME</b>                                         | 19 |
| <b>II – METHODES D'EXTRATION DES PARAMÈTRES</b>                         | 19 |
| <b>II.1 – Méthodes directes</b>                                         | 20 |
| <b>II.1.1 – Éléments extrinsèques</b>                                   | 20 |
| <b>II.1.2 – Éléments intrinsèques</b>                                   | 23 |
| <b>II.2 – Méthodes indirectes</b>                                       | 28 |
| <b>II.2.1 – Méthodes de minimisation d'erreur</b>                       | 28 |
| <b>II.2.2 – Méthodes statistiques</b>                                   | 29 |
| <b>III – METHODE DE REGRESSION LINEAIRE MULTIPLE</b>                    | 30 |
| <b>III.1 – Paramètres de la régression multiple</b>                     | 30 |
| <b>III.1.1 – Carré moyen des erreurs</b>                                | 30 |
| <b>III.1.2 – Estimateurs des moindres carrés</b>                        | 31 |
| <b>III.1.3 – Coefficient de détermination multiple <math>R^2</math></b> | 32 |
| <b>III.2 – Formulation du problème</b>                                  | 34 |

|                        |    |
|------------------------|----|
| <b>IV – CONCLUSION</b> | 34 |
|------------------------|----|

## **CHAPITRE III**

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| <b>I – ACQUISITION DES DONNEES</b> | 35 |
|------------------------------------|----|

|                      |    |
|----------------------|----|
| <b>I.1 – Mesures</b> | 35 |
|----------------------|----|

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| <b>I.2 – Epluchage des données</b> | 35 |
|------------------------------------|----|

|                                                  |    |
|--------------------------------------------------|----|
| <b>II – TECHNIQUE DE MESURE DES PARAMETRES S</b> | 36 |
|--------------------------------------------------|----|

|                                  |    |
|----------------------------------|----|
| <b>II.1 – Principe de mesure</b> | 36 |
|----------------------------------|----|

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| <b>II.2 – Techniques de mesure</b> | 38 |
|------------------------------------|----|

|                                        |    |
|----------------------------------------|----|
| <b>II.3 – Technique de l'épluchage</b> | 38 |
|----------------------------------------|----|

|                                                             |    |
|-------------------------------------------------------------|----|
| <b>III – PROCEDURE DE SIMULATION ET RESULTATS DU MESFET</b> | 41 |
|-------------------------------------------------------------|----|

|                                                |    |
|------------------------------------------------|----|
| <b>III.1 – Banc de mesure des paramètres S</b> | 41 |
|------------------------------------------------|----|

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| <b>III.2 – Détermination des valeurs des résistances extrinsèques</b> | 42 |
|-----------------------------------------------------------------------|----|

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| <b>III.3 – Détermination des valeurs des inductances extrinsèques</b> | 43 |
|-----------------------------------------------------------------------|----|

|                                                                     |    |
|---------------------------------------------------------------------|----|
| <b>III.4 – Détermination des valeurs des capacités extrinsèques</b> | 46 |
|---------------------------------------------------------------------|----|

|                                                     |    |
|-----------------------------------------------------|----|
| <b>IV – DETERMINATION DES ELEMENTS INTRINSEQUES</b> | 48 |
|-----------------------------------------------------|----|

|                                   |    |
|-----------------------------------|----|
| <b>V – SOMMAIRE DES RESULTATS</b> | 54 |
|-----------------------------------|----|

|                        |    |
|------------------------|----|
| <b>VI – CONCLUSION</b> | 55 |
|------------------------|----|

## **CHAPITRE IV**

|                                              |    |
|----------------------------------------------|----|
| <b>I – VALIDATION PAR LA MÉTHODE DIRECTE</b> | 56 |
|----------------------------------------------|----|

|                                                                                                                 |           |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>II – VALIDATION PAR LA MÉTHODE INDIRECTE .....</b>                                                           | <b>59</b> |
| <b>II.1 – Principe d’un amplificateur micro-ondes .....</b>                                                     | <b>59</b> |
| <b>II.2 – Stabilité et adaptation d’un amplificateur .....</b>                                                  | <b>60</b> |
| <b>III – CONCEPTION D’UN AMPLIFICATEUR .....</b>                                                                | <b>65</b> |
| <b>III.1 – Gain en puissance .....</b>                                                                          | <b>65</b> |
| <b>III.2 – Cellules d’adaptation .....</b>                                                                      | <b>66</b> |
| <b>III.3 – Choix des cellules d’adaptation .....</b>                                                            | <b>68</b> |
| <b>III.4 – Quelques résultats sur les lignes .....</b>                                                          | <b>68</b> |
| <b>III.5 – Stubs radiaux .....</b>                                                                              | <b>71</b> |
| <b>IV – RÉALISATION DE L’AMPLIFICATEUR .....</b>                                                                | <b>74</b> |
| <b>IV.1 – Amplificateur à 4 GHz avec <math>V_{DS} = 5V</math> et <math>V_{GS} = -1 V</math> .....</b>           | <b>75</b> |
| <b>IV.2 – Deuxième amplificateur à 4 GHz avec <math>V_{DS} = 5V</math> et <math>V_{GS} = -1 V</math> .....</b>  | <b>77</b> |
| <b>IV.3 – Troisième amplificateur à 4 GHz avec <math>V_{DS} = 5V</math> et <math>V_{GS} = -1 V</math> .....</b> | <b>82</b> |
| <b>V – CONCLUSION .....</b>                                                                                     | <b>83</b> |
| <b>CONCLUSION .....</b>                                                                                         | <b>84</b> |
| <b>ANNEXES</b>                                                                                                  |           |

|           |       |         |
|-----------|-------|---------|
| 100.0E+06 | 0.126 | 2.646   |
| 600.0E+06 | 0.133 | 15.042  |
| 1.100E+09 | 0.150 | 24.614  |
| 1.600E+09 | 0.172 | 30.918  |
| 2.100E+09 | 0.198 | 34.564  |
| 2.600E+09 | 0.225 | 36.315  |
| 3.100E+09 | 0.252 | 36.777  |
| 3.600E+09 | 0.279 | 36.368  |
| 4.100E+09 | 0.304 | 35.375  |
| 4.600E+09 | 0.328 | 33.988  |
| 5.100E+09 | 0.350 | 32.341  |
| 5.600E+09 | 0.371 | 30.524  |
| 6.100E+09 | 0.390 | 28.603  |
| 6.600E+09 | 0.407 | 26.621  |
| 7.100E+09 | 0.423 | 24.614  |
| 7.600E+09 | 0.437 | 22.603  |
| 8.100E+09 | 0.450 | 20.605  |
| 8.600E+09 | 0.462 | 18.633  |
| 9.100E+09 | 0.472 | 16.693  |
| 9.600E+09 | 0.481 | 14.793  |
| 10.10E+09 | 0.488 | 12.935  |
| 10.60E+09 | 0.495 | 11.121  |
| 11.10E+09 | 0.501 | 9.353   |
| 11.60E+09 | 0.506 | 7.631   |
| 12.10E+09 | 0.510 | 5.955   |
| 12.60E+09 | 0.514 | 4.324   |
| 13.10E+09 | 0.517 | 2.738   |
| 13.60E+09 | 0.519 | 1.195   |
| 14.10E+09 | 0.521 | -0.305  |
| 14.60E+09 | 0.522 | -1.765  |
| 15.10E+09 | 0.523 | -3.185  |
| 15.60E+09 | 0.523 | -4.567  |
| 16.10E+09 | 0.523 | -5.911  |
| 16.60E+09 | 0.523 | -7.220  |
| 17.10E+09 | 0.522 | -8.494  |
| 17.60E+09 | 0.521 | -9.735  |
| 18.10E+09 | 0.520 | -10.944 |
| 18.60E+09 | 0.519 | -12.122 |
| 19.10E+09 | 0.517 | -13.270 |
| 19.60E+09 | 0.515 | -14.389 |
| 20.10E+09 | 0.513 | -15.480 |
| 20.60E+09 | 0.511 | -16.544 |
| 21.10E+09 | 0.509 | -17.582 |
| 21.60E+09 | 0.506 | -18.595 |
| 22.10E+09 | 0.503 | -19.584 |
| 22.60E+09 | 0.501 | -20.550 |
| 23.10E+09 | 0.498 | -21.492 |
| 23.60E+09 | 0.495 | -22.413 |
| 24.10E+09 | 0.492 | -23.312 |
| 24.60E+09 | 0.489 | -24.190 |
| 25.00E+09 | 0.487 | -24.879 |

|           |       |         |
|-----------|-------|---------|
| 100.0E+06 | 0.126 | 2.646   |
| 600.0E+06 | 0.133 | 15.042  |
| 1.100E+09 | 0.150 | 24.614  |
| 1.600E+09 | 0.172 | 30.918  |
| 2.100E+09 | 0.198 | 34.564  |
| 2.600E+09 | 0.225 | 36.315  |
| 3.100E+09 | 0.252 | 36.777  |
| 3.600E+09 | 0.279 | 36.368  |
| 4.100E+09 | 0.304 | 35.375  |
| 4.600E+09 | 0.328 | 33.988  |
| 5.100E+09 | 0.350 | 32.341  |
| 5.600E+09 | 0.371 | 30.524  |
| 6.100E+09 | 0.390 | 28.603  |
| 6.600E+09 | 0.407 | 26.621  |
| 7.100E+09 | 0.423 | 24.614  |
| 7.600E+09 | 0.437 | 22.603  |
| 8.100E+09 | 0.450 | 20.605  |
| 8.600E+09 | 0.462 | 18.633  |
| 9.100E+09 | 0.472 | 16.693  |
| 9.600E+09 | 0.481 | 14.793  |
| 10.10E+09 | 0.488 | 12.935  |
| 10.60E+09 | 0.495 | 11.121  |
| 11.10E+09 | 0.501 | 9.353   |
| 11.60E+09 | 0.506 | 7.631   |
| 12.10E+09 | 0.510 | 5.955   |
| 12.60E+09 | 0.514 | 4.324   |
| 13.10E+09 | 0.517 | 2.738   |
| 13.60E+09 | 0.519 | 1.195   |
| 14.10E+09 | 0.521 | -0.305  |
| 14.60E+09 | 0.522 | -1.765  |
| 15.10E+09 | 0.523 | -3.185  |
| 15.60E+09 | 0.523 | -4.567  |
| 16.10E+09 | 0.523 | -5.911  |
| 16.60E+09 | 0.523 | -7.220  |
| 17.10E+09 | 0.522 | -8.494  |
| 17.60E+09 | 0.521 | -9.735  |
| 18.10E+09 | 0.520 | -10.944 |
| 18.60E+09 | 0.519 | -12.122 |
| 19.10E+09 | 0.517 | -13.270 |
| 19.60E+09 | 0.515 | -14.389 |
| 20.10E+09 | 0.513 | -15.480 |
| 20.60E+09 | 0.511 | -16.544 |
| 21.10E+09 | 0.509 | -17.582 |
| 21.60E+09 | 0.506 | -18.595 |
| 22.10E+09 | 0.503 | -19.584 |
| 22.60E+09 | 0.501 | -20.550 |
| 23.10E+09 | 0.498 | -21.492 |
| 23.60E+09 | 0.495 | -22.413 |
| 24.10E+09 | 0.492 | -23.312 |
| 24.60E+09 | 0.489 | -24.190 |
| 25.00E+09 | 0.487 | -24.879 |

|           |       |         |
|-----------|-------|---------|
| 100.0E+06 | 0.719 | 178.985 |
| 600.0E+06 | 0.719 | 173.916 |
| 1.100E+09 | 0.718 | 168.881 |
| 1.600E+09 | 0.717 | 163.907 |
| 2.100E+09 | 0.716 | 159.018 |
| 2.600E+09 | 0.714 | 154.237 |
| 3.100E+09 | 0.713 | 149.583 |
| 3.600E+09 | 0.711 | 145.071 |
| 4.100E+09 | 0.709 | 140.713 |
| 4.600E+09 | 0.708 | 136.518 |
| 5.100E+09 | 0.706 | 132.490 |
| 5.600E+09 | 0.705 | 128.632 |
| 6.100E+09 | 0.704 | 124.943 |
| 6.600E+09 | 0.704 | 121.423 |
| 7.100E+09 | 0.703 | 118.067 |
| 7.600E+09 | 0.703 | 114.869 |
| 8.100E+09 | 0.704 | 111.825 |
| 8.600E+09 | 0.704 | 108.927 |
| 9.100E+09 | 0.705 | 106.168 |
| 9.600E+09 | 0.706 | 103.542 |
| 10.10E+09 | 0.708 | 101.041 |
| 10.60E+09 | 0.710 | 98.658  |
| 11.10E+09 | 0.712 | 96.385  |
| 11.60E+09 | 0.714 | 94.217  |
| 12.10E+09 | 0.717 | 92.147  |
| 12.60E+09 | 0.719 | 90.169  |
| 13.10E+09 | 0.722 | 88.277  |
| 13.60E+09 | 0.725 | 86.465  |
| 14.10E+09 | 0.729 | 84.730  |
| 14.60E+09 | 0.732 | 83.065  |
| 15.10E+09 | 0.735 | 81.467  |
| 15.60E+09 | 0.739 | 79.931  |
| 16.10E+09 | 0.742 | 78.454  |
| 16.60E+09 | 0.746 | 77.033  |
| 17.10E+09 | 0.750 | 75.663  |
| 17.60E+09 | 0.754 | 74.342  |
| 18.10E+09 | 0.757 | 73.068  |
| 18.60E+09 | 0.761 | 71.837  |
| 19.10E+09 | 0.765 | 70.647  |
| 19.60E+09 | 0.769 | 69.497  |
| 20.10E+09 | 0.773 | 68.383  |
| 20.60E+09 | 0.776 | 67.304  |
| 21.10E+09 | 0.780 | 66.259  |
| 21.60E+09 | 0.784 | 65.245  |
| 22.10E+09 | 0.788 | 64.261  |
| 22.60E+09 | 0.791 | 63.306  |
| 23.10E+09 | 0.795 | 62.378  |
| 23.60E+09 | 0.798 | 61.477  |
| 24.10E+09 | 0.802 | 60.600  |
| 24.60E+09 | 0.806 | 59.747  |
| 25.00E+09 | 0.808 | 59.081  |

|            |       |          |
|------------|-------|----------|
| 100.00E+06 | 1.000 | -1.933   |
| 600.00E+06 | 0.994 | -11.558  |
| 1.100E+09  | 0.980 | -21.007  |
| 1.600E+09  | 0.961 | -30.154  |
| 2.100E+09  | 0.936 | -38.905  |
| 2.600E+09  | 0.908 | -47.197  |
| 3.100E+09  | 0.880 | -55.000  |
| 3.600E+09  | 0.851 | -62.310  |
| 4.100E+09  | 0.823 | -69.138  |
| 4.600E+09  | 0.796 | -75.508  |
| 5.100E+09  | 0.772 | -81.448  |
| 5.600E+09  | 0.749 | -86.992  |
| 6.100E+09  | 0.729 | -92.170  |
| 6.600E+09  | 0.710 | -97.014  |
| 7.100E+09  | 0.693 | -101.552 |
| 7.600E+09  | 0.678 | -105.811 |
| 8.100E+09  | 0.664 | -109.816 |
| 8.600E+09  | 0.651 | -113.588 |
| 9.100E+09  | 0.640 | -117.149 |
| 9.600E+09  | 0.630 | -120.515 |
| 10.10E+09  | 0.621 | -123.704 |
| 10.60E+09  | 0.613 | -126.730 |
| 11.10E+09  | 0.606 | -129.607 |
| 11.60E+09  | 0.599 | -132.347 |
| 12.10E+09  | 0.593 | -134.961 |
| 12.60E+09  | 0.588 | -137.458 |
| 13.10E+09  | 0.583 | -139.848 |
| 13.60E+09  | 0.578 | -142.138 |
| 14.10E+09  | 0.574 | -144.337 |
| 14.60E+09  | 0.571 | -146.451 |
| 15.10E+09  | 0.568 | -148.486 |
| 15.60E+09  | 0.565 | -150.448 |
| 16.10E+09  | 0.562 | -152.341 |
| 16.60E+09  | 0.559 | -154.171 |
| 17.10E+09  | 0.557 | -155.942 |
| 17.60E+09  | 0.555 | -157.657 |
| 18.10E+09  | 0.553 | -159.321 |
| 18.60E+09  | 0.552 | -160.937 |
| 19.10E+09  | 0.550 | -162.507 |
| 19.60E+09  | 0.549 | -164.034 |
| 20.10E+09  | 0.548 | -165.522 |
| 20.60E+09  | 0.547 | -166.972 |
| 21.10E+09  | 0.546 | -168.387 |
| 21.60E+09  | 0.545 | -169.768 |
| 22.10E+09  | 0.544 | -171.118 |
| 22.60E+09  | 0.544 | -172.439 |
| 23.10E+09  | 0.543 | -173.731 |
| 23.60E+09  | 0.543 | -174.997 |
| 24.10E+09  | 0.542 | -176.238 |
| 24.60E+09  | 0.542 | -177.455 |
| 25.00E+09  | 0.542 | -178.413 |

|           |           |        |
|-----------|-----------|--------|
| 100.0E+06 | 2.637E-03 | 88.864 |
| 600.0E+06 | 0.016     | 83.224 |
| 1.100E+09 | 0.028     | 77.741 |
| 1.600E+09 | 0.040     | 72.523 |
| 2.100E+09 | 0.051     | 67.654 |
| 2.600E+09 | 0.060     | 63.179 |
| 3.100E+09 | 0.069     | 59.120 |
| 3.600E+09 | 0.076     | 55.471 |
| 4.100E+09 | 0.082     | 52.214 |
| 4.600E+09 | 0.087     | 49.319 |
| 5.100E+09 | 0.092     | 46.754 |
| 5.600E+09 | 0.096     | 44.485 |
| 6.100E+09 | 0.099     | 42.480 |
| 6.600E+09 | 0.102     | 40.709 |
| 7.100E+09 | 0.105     | 39.144 |
| 7.600E+09 | 0.107     | 37.762 |
| 8.100E+09 | 0.109     | 36.541 |
| 8.600E+09 | 0.111     | 35.462 |
| 9.100E+09 | 0.113     | 34.510 |
| 9.600E+09 | 0.114     | 33.670 |
| 10.10E+09 | 0.115     | 32.929 |
| 10.60E+09 | 0.117     | 32.277 |
| 11.10E+09 | 0.118     | 31.705 |
| 11.60E+09 | 0.119     | 31.203 |
| 12.10E+09 | 0.120     | 30.766 |
| 12.60E+09 | 0.121     | 30.386 |
| 13.10E+09 | 0.122     | 30.058 |
| 13.60E+09 | 0.123     | 29.777 |
| 14.10E+09 | 0.124     | 29.538 |
| 14.60E+09 | 0.125     | 29.337 |
| 15.10E+09 | 0.125     | 29.171 |
| 15.60E+09 | 0.126     | 29.037 |
| 16.10E+09 | 0.127     | 28.932 |
| 16.60E+09 | 0.128     | 28.852 |
| 17.10E+09 | 0.129     | 28.796 |
| 17.60E+09 | 0.130     | 28.761 |
| 18.10E+09 | 0.131     | 28.746 |
| 18.60E+09 | 0.131     | 28.748 |
| 19.10E+09 | 0.132     | 28.767 |
| 19.60E+09 | 0.133     | 28.799 |
| 20.10E+09 | 0.134     | 28.844 |
| 20.60E+09 | 0.135     | 28.901 |
| 21.10E+09 | 0.136     | 28.968 |
| 21.60E+09 | 0.137     | 29.043 |
| 22.10E+09 | 0.138     | 29.127 |
| 22.60E+09 | 0.139     | 29.217 |
| 23.10E+09 | 0.140     | 29.313 |
| 23.60E+09 | 0.141     | 29.413 |
| 24.10E+09 | 0.142     | 29.518 |
| 24.60E+09 | 0.143     | 29.625 |
| 25.00E+09 | 0.144     | 29.713 |

|           |       |         |
|-----------|-------|---------|
| 100.0E+06 | 6.712 | 178.549 |
| 600.0E+06 | 6.660 | 171.332 |
| 1.100E+09 | 6.539 | 164.271 |
| 1.600E+09 | 6.361 | 157.477 |
| 2.100E+09 | 6.139 | 151.031 |
| 2.600E+09 | 5.888 | 144.981 |
| 3.100E+09 | 5.622 | 139.347 |
| 3.600E+09 | 5.351 | 134.124 |
| 4.100E+09 | 5.085 | 129.293 |
| 4.600E+09 | 4.827 | 124.827 |
| 5.100E+09 | 4.582 | 120.691 |
| 5.600E+09 | 4.352 | 116.853 |
| 6.100E+09 | 4.137 | 113.280 |
| 6.600E+09 | 3.936 | 109.943 |
| 7.100E+09 | 3.751 | 106.815 |
| 7.600E+09 | 3.579 | 103.871 |
| 8.100E+09 | 3.420 | 101.090 |
| 8.600E+09 | 3.273 | 98.455  |
| 9.100E+09 | 3.136 | 95.949  |
| 9.600E+09 | 3.010 | 93.557  |
| 10.10E+09 | 2.893 | 91.269  |
| 10.60E+09 | 2.784 | 89.073  |
| 11.10E+09 | 2.683 | 86.959  |
| 11.60E+09 | 2.589 | 84.921  |
| 12.10E+09 | 2.501 | 82.951  |
| 12.60E+09 | 2.419 | 81.042  |
| 13.10E+09 | 2.342 | 79.190  |
| 13.60E+09 | 2.270 | 77.390  |
| 14.10E+09 | 2.202 | 75.637  |
| 14.60E+09 | 2.138 | 73.928  |
| 15.10E+09 | 2.078 | 72.259  |
| 15.60E+09 | 2.022 | 70.629  |
| 16.10E+09 | 1.968 | 69.033  |
| 16.60E+09 | 1.918 | 67.470  |
| 17.10E+09 | 1.870 | 65.937  |
| 17.60E+09 | 1.825 | 64.434  |
| 18.10E+09 | 1.782 | 62.957  |
| 18.60E+09 | 1.741 | 61.506  |
| 19.10E+09 | 1.702 | 60.080  |
| 19.60E+09 | 1.666 | 58.676  |
| 20.10E+09 | 1.630 | 57.294  |
| 20.60E+09 | 1.597 | 55.933  |
| 21.10E+09 | 1.565 | 54.592  |
| 21.60E+09 | 1.534 | 53.270  |
| 22.10E+09 | 1.505 | 51.967  |
| 22.60E+09 | 1.477 | 50.681  |
| 23.10E+09 | 1.450 | 49.412  |
| 23.60E+09 | 1.424 | 48.159  |
| 24.10E+09 | 1.399 | 46.923  |
| 24.60E+09 | 1.375 | 45.701  |
| 25.00E+09 | 1.357 | 44.735  |

|           |       |         |
|-----------|-------|---------|
| 100.0E+06 | 0.772 | -1.003  |
| 600.0E+06 | 0.767 | -5.985  |
| 1.100E+09 | 0.756 | -10.822 |
| 1.600E+09 | 0.739 | -15.412 |
| 2.100E+09 | 0.718 | -19.684 |
| 2.600E+09 | 0.694 | -23.598 |
| 3.100E+09 | 0.670 | -27.141 |
| 3.600E+09 | 0.645 | -30.324 |
| 4.100E+09 | 0.621 | -33.172 |
| 4.600E+09 | 0.598 | -35.718 |
| 5.100E+09 | 0.577 | -37.998 |
| 5.600E+09 | 0.557 | -40.050 |
| 6.100E+09 | 0.539 | -41.906 |
| 6.600E+09 | 0.523 | -43.599 |
| 7.100E+09 | 0.508 | -45.155 |
| 7.600E+09 | 0.494 | -46.598 |
| 8.100E+09 | 0.482 | -47.949 |
| 8.600E+09 | 0.471 | -49.225 |
| 9.100E+09 | 0.461 | -50.441 |
| 9.600E+09 | 0.452 | -51.610 |
| 10.10E+09 | 0.444 | -52.740 |
| 10.60E+09 | 0.437 | -53.842 |
| 11.10E+09 | 0.430 | -54.922 |
| 11.60E+09 | 0.424 | -55.985 |
| 12.10E+09 | 0.419 | -57.036 |
| 12.60E+09 | 0.414 | -58.080 |
| 13.10E+09 | 0.410 | -59.120 |
| 13.60E+09 | 0.406 | -60.157 |
| 14.10E+09 | 0.403 | -61.194 |
| 14.60E+09 | 0.400 | -62.233 |
| 15.10E+09 | 0.397 | -63.275 |
| 15.60E+09 | 0.394 | -64.320 |
| 16.10E+09 | 0.392 | -65.370 |
| 16.60E+09 | 0.390 | -66.425 |
| 17.10E+09 | 0.389 | -67.486 |
| 17.60E+09 | 0.387 | -68.552 |
| 18.10E+09 | 0.386 | -69.625 |
| 18.60E+09 | 0.385 | -70.703 |
| 19.10E+09 | 0.384 | -71.787 |
| 19.60E+09 | 0.383 | -72.877 |
| 20.10E+09 | 0.383 | -73.972 |
| 20.60E+09 | 0.382 | -75.073 |
| 21.10E+09 | 0.382 | -76.180 |
| 21.60E+09 | 0.382 | -77.291 |
| 22.10E+09 | 0.382 | -78.408 |
| 22.60E+09 | 0.382 | -79.529 |
| 23.10E+09 | 0.382 | -80.654 |
| 23.60E+09 | 0.382 | -81.784 |
| 24.10E+09 | 0.382 | -82.917 |
| 24.60E+09 | 0.383 | -84.054 |
| 25.00E+09 | 0.383 | -84.966 |

---

L'essor considérable des systèmes de télécommunications aux fréquences micro-ondes a amené l'émergence de composants de plus en plus complexes. Cependant, cette tendance à la complexité a engendré la mise au point de composants certes performants et fiables, mais très délicats à caractériser. Or, sans une connaissance parfaite du comportement électrique de ce composant, un utilisateur serait incapable de le modéliser afin de l'insérer dans un circuit et d'en optimiser éventuellement ses performances.

Ainsi, afin de prédire avec précision les performances d'un circuit, il est nécessaire de connaître les caractéristiques des différents composants qui le constituent. Dans cette optique, les composants actifs tels que les transistors à effet de champ MESFET et HEMT y ont une place prépondérante puisque ce sont eux qui conditionnent largement le comportement d'un circuit contenant ces transistors et les performances qu'il peut offrir à un utilisateur. Une connaissance précise de leur fonctionnement est donc une étape essentielle dans tout processus de conception de circuits.

Dans cette perspective, une première étape consistera à associer aux transistors micro-ondes retenus un schéma électrique équivalent afin d'en déduire les équations qui régissent le comportement électrique de chacun d'entre eux.

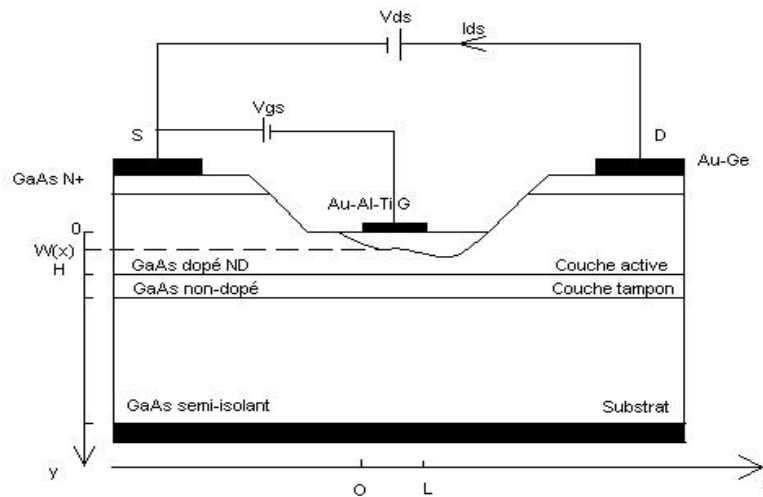
## **I – TRANSISTOR MESFET**

Le transistor à effet de champ à grille Schottky ou transistor MESFET a acquis ces dernières années une suprématie certaine sur les autres composants lorsqu'il est utilisé dans des circuits fonctionnant à des fréquences comprises entre la bande UHF et la bande millimétrique pour toutes les applications d'amplification et de génération de signaux à faible et moyenne puissance.

Les performances du MESFET sont une conséquence de l'utilisation de l'arséniure de Gallium (GaAs) pour lequel la mobilité des électrons est supérieure à celle rencontrée dans le silicium, ainsi que par la technologie Métal-Semi-conducteur de l'électrode de grille du transistor [1].

## I.1 – Structure et technologie du MESFET

En théorie, un MESFET est constitué par un barreau de Semi-Conducteur de type « N » sur lequel sont réalisés à ses deux extrémités les contacts ohmiques de source et de drain. A mi-distance entre la source et le drain, un contact Schottky matérialise l'électrode de grille. En pratique, une structure plus sophistiquée permet d'améliorer dans de fortes proportions les performances du transistor (figure I-1).



**Fig. I-1 : Structure du MESFET**

## I.2 – Principe de fonctionnement du MESFET

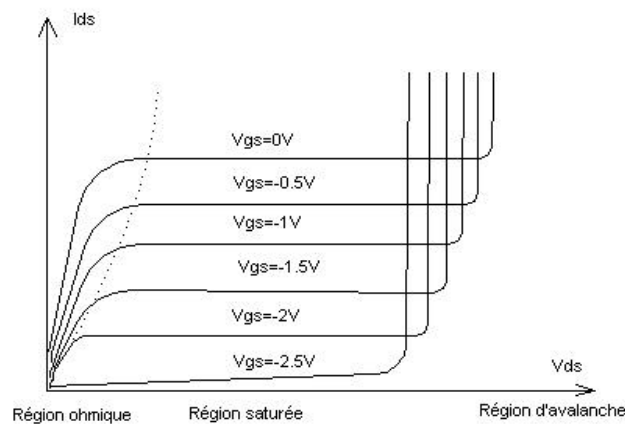
Le MESFET destiné aux applications micro-ondes est réalisé sur de l'AsGa de type « N » afin de tirer parti d'une meilleure mobilité des électrons bien supérieure à celle des trous.

En fonctionnement normal, la grille est polarisée négativement par rapport à la source ( $V_{gs} < 0$ ) et le drain positivement par rapport à la source ( $V_{ds} > 0$ ).

En fonctionnement petit signal, la jonction de grille est toujours polarisée en inverse et le courant résiduel à travers la grille (courant de saturation inverse de la jonction Schottky) peut être négligé par rapport au courant de drain qui circule dans le canal.

La polarisation négative de la grille entraîne la formation d'une zone de charge d'espace dépeuplée de porteurs libres sous la grille. La modulation de l'épaisseur de cette zone en fonction de la tension  $V_{gs}$  modifie le courant d'électrons qui s'établit entre la source et le drain lorsqu'une tension  $V_{ds}$  est appliquée.

On distingue généralement trois régimes de fonctionnement statique du MESFET qui délimitent trois régions du réseau de caractéristiques  $I_{ds} = f(V_{ds})$  à  $V_{gs}$  constante (figure I-2).



**Fig. I-2 :** Régimes de fonctionnement statiques d'un MESFET.

La première de ces trois régions est appelée région ohmique. Elle correspond à un type de fonctionnement pour lequel la tension  $V_{ds}$  est suffisamment faible pour que l'on puisse considérer la vitesse des électrons dans le canal proportionnelle à la composante du champ électrique  $x_x$  suivant la

---

direction  $x$ . L'épaisseur du canal conducteur sous la grille varie peu avec l'abscisse  $x$  et le courant  $I_{ds}$  est proportionnel au champ électrique et par conséquent à la tension

$$V_{ds}.$$

La seconde région correspond à des tensions  $V_{ds}$  plus importantes. Le champ électrique dans le canal est tel que les électrons atteignent leur vitesse de saturation  $V_s$ . Le courant  $I_{ds}$  varie peu avec la tension  $V_{ds}$ , caractérisant ainsi le régime de fonctionnement saturé.

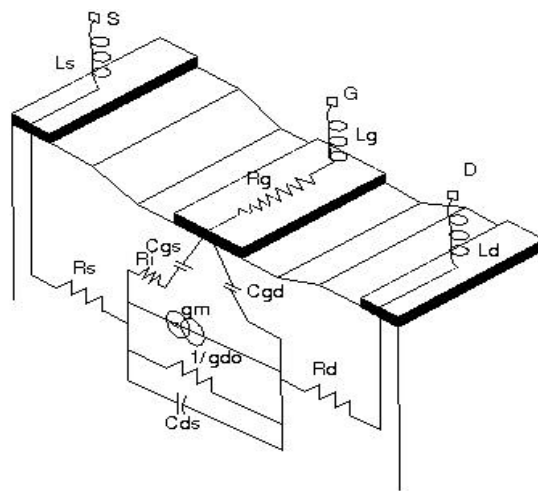
La troisième région correspond au phénomène d'avalanche caractéristique de la jonction grille-drain fortement polarisée en inverse. Cette région est à l'origine d'une limitation de la tension  $V_{ds}$  maximum pouvant être appliquée au composant.

## II – SCHEMA EQUIVALENT INTRINSEQUE ET EXTRINSEQUE

La conception assistée par ordinateur (CAO) nécessite une description « nodale » des circuits. Il est donc intéressant de disposer d'une représentation schématique du transistor sous forme d'une association de dipôles dont la signification physique peut être facilement interprétée.

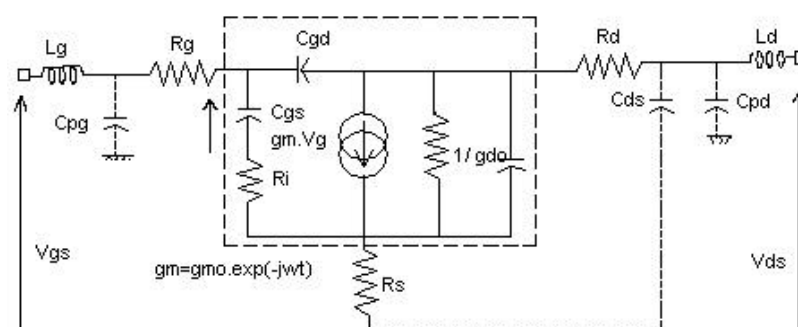
Quel que soit le modèle utilisé, il est toujours possible de définir un schéma électrique en régime petit signal. Ce schéma équivalent peut se représenter sous deux formes :

- Le schéma équivalent intrinsèque qui matérialise la partie active du composant.
- Le schéma équivalent extrinsèque qui représente le composant à partir de ses accès disponibles à l'utilisateur. La localisation physique des éléments du schéma équivalent est représenté sur la figure I-3.



**Fig. I-3 :** Localisation des éléments du schéma équivalent du MESFET.

La figure I-4 montre la représentation quadripolaire des éléments du schéma équivalent linéaire petit signal. Le schéma équivalent petit signal s'inscrit à l'intérieur du cadre en pointillés.

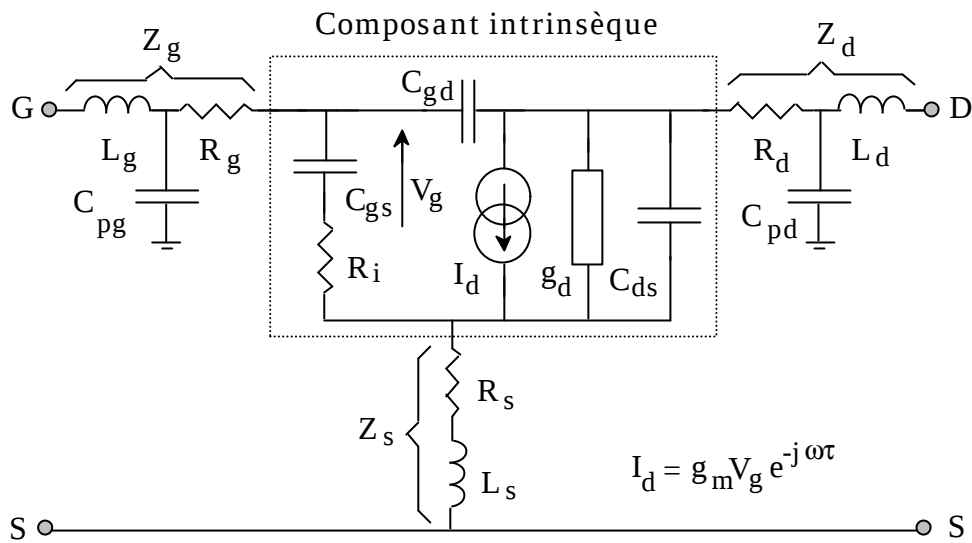


**Fig. I-4 :** Représentation quadripolaire des éléments du schéma équivalent du MESFET.

Sur cette figure, les éléments  $L_g$ ,  $L_s$  et  $L_d$  matérialisent les inductances parasites de grille, de source et de drain liées aux fils de thermo-compression utilisés pour relier le transistor aux bornes d'un boîtier ou pour le connecter dans un circuit.

Le schéma électrique équivalent d'un transistor MESFET a fait l'objet de nombreuses recherches [2] - [6]. Néanmoins, c'est le modèle représenté à la figure I-5 qui est le plus utilisé en bande centimétrique.

En régime de fonctionnement saturé, la capacité  $C_{ds}$  varie généralement peu avec les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . La valeur sensiblement constante de cette capacité avec la polarisation conduit à penser que sa nature physique est pour partie, liée au couplage inter-electrodes du composant. Pour cette raison, il est d'usage de connecter la capacité drain source comme indiqué en pointillés sur la figure I-4.



**Fig. I-5 :** Schéma équivalent du MESFET en bande centimétrique.

Ce schéma peut se scinder en deux parties[ 2]-[9]:

- La partie intrinsèque du composant correspondant à la région du transistor délimitée par la métallisation ( transistor idéal ).
- La partie extrinsèque du transistor faisant intervenir les éléments parasites du composant ( transistor réel ).

## II.1 –Paramètres extrinsèques

Les éléments parasites extrinsèques sont généralement considérés comme indépendants de la polarisation du transistor.

On distingue :

–  $L_g, L_s, L_d$  : Inductances parasites liées aux connexions.

- \_  $R_g, R_s, R_d$  : Résistances parasites d'accès
- \_  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  : Capacités parasites de grille et de drain

## II.2 – Eléments intrinsèques

### II.2.1 – Temps de transit, transconductance et conductance de sortie

La source de courant liée au déplacement des électrons de la source vers le drain à travers le canal conducteur est fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  appliquées au transistor. Ce courant peut s'écrire :

$$I_{ds} = f[V_{gs}(t - \tau), V_{ds}(t)] \quad (I-1)$$

avec :

$$V_{gs} = V_{gs0} + V_{gs}(t) \quad V_{ds} = V_{ds0} + V_{ds}(t)$$

$\tau$  étant le temps de transit des électrons sous la grille, l'indice « 0 » signifiant la partie continue :

$$\tau = \int_0^L \frac{dx}{v(x_x)} \quad (I-2)$$

Le temps de transit traduit le retard qui existe entre l'excitation  $v_{gs}(t)$  et la réponse  $i_{ds}(t)$ . Il est généralement inférieur à 10 ps et en régime saturé, il dépend peu de la polarisation.

En outre, si nous effectuons un développement en série de Taylor de la relation (I-1) et si on ne conserve que les termes du premier ordre (linéarisation), nous obtenons une relation entre les termes variationnels de la forme :

$$i_{ds}(t) = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{ds0}} \cdot v_{gs}(t - \tau) + \frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{ds}} \Big|_{v_{gs0}} \cdot v_{ds}(t) \quad (I-3)$$

Le régime harmonique s'obtient en prenant la transformée de Fourier de la relation

précédente :

$$i_{ds}(\omega) = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{ds0}} \exp(-j\omega t) \cdot v_{gs}(\omega) + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big|_{v_{gs0}} \cdot v_{ds}(\omega) \quad (I-4)$$

Nous pouvons alors définir les grandeurs suivantes  $g_{m0}$  qui est la transconductance et  $g_{d0}$  qui représente la conductance de sortie :

$$g_{m0} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{ds0}} \quad (I-5)$$

$$g_{d0} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big|_{v_{gs0}} \quad (I-6)$$

## II.2.2 – Source de courant de drain

Dans l'étude des transistors micro-ondes, la source de courant de drain est l'élément le plus complexe à modéliser.

Il existe plusieurs modèles permettant d'établir la relation entre le courant de drain et les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Les plus importants sont :

### 1 – Modèle de Curtice :

C'est le modèle le plus utilisé dans l'analyse des transistors. Il s'écrit comme suit [10],[11] :

$$I_d = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(I V_{ds}) \quad (I-7)$$

avec :

$$V_1 = V_{gs} (1 + b (V_{ds0} - V_{ds}))$$

où  $V_{ds0}$  est la tension  $V_{ds}$  à laquelle ont été effectuées les mesures et où  $A_0, A_1, A_2, A_3, I$  et  $b$  sont des paramètres empiriques propres au modèle.

## 2 – Modèle de Tajima :

La loi de variation du courant drain – source proposée par Tajima [12] est la suivante :

$$I_{ds} = I_{d1} \cdot I_{d2} \quad (\text{I-8})$$

avec :

$$I_{d1} = \frac{1}{k} \cdot \left[ 1 + \frac{V_{g1}}{V_{p1}} - \frac{1}{m} + \frac{\exp\left(-m\left(1 + \frac{V_{g1}}{V_{p1}}\right)\right)}{m} \right]$$

$$I_{d2} = I_{DSP1} \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{V_d}{V_{dss}} - \frac{aV_d^2}{V_{dss}^2} - \frac{bV_d^3}{V_{dss}^3}\right) \right]$$

$$K = 1 - \frac{\exp(-m)}{m}$$

$$V_{p1} = V_B + pV_d - V_T$$

$$V_{g1} = V_g - V_B$$

$$V_g = V_g(t - \tau)$$

$$V_d = V_d(t)$$

$I_{dsp}$  est le courant de saturation du drain et  $m$ ,  $a$ ,  $b$  et  $p$  sont des paramètres d'ajustement.

## 3 – Modèle de Statz :

Ce modèle est basé sur une amélioration du modèle de Curtice ,il consiste à optimiser la caractéristique  $I_{ds}=f(V_{DS})$  à l'aide des relations suivantes [13] :

♦ Pour  $0 < V_d < \frac{3}{a}$

$$I_{ds} = \frac{b(V_g - V_T)^2}{1 + b(V_g - V_T)} \left[ 1 - \left(1 - \frac{aV_d}{3}\right)^3 \right] (1 + IV_d) \quad (\text{I-9-a})$$

♦ Pour  $V_d \geq \frac{3}{a}$

$$I_{ds} = \frac{b(V_g - V_T)^2}{1 + b(V_g - V_T)} (1 + IV_d) \quad (\text{I-9-b})$$

où  $V_{to}$  est la tension seuil de la grille.

#### 4 – Modèle de Materka Kacprzak :

La loi de variation du courant drain – source proposé par Materka et Kacprzak [14] est la suivante :

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 + \frac{V_g}{V_{p1}}\right)^2 \tanh\left(\frac{aV_d}{V_g - V_{p1}}\right) \quad (\text{I-10})$$

$$V_{p1} = gV_d - V_T \quad V_g = V_g(t - t)$$

$$V_d = V_d(t)$$

$\alpha$  et  $\gamma$  sont des paramètres d'ajustement.

Les deux modèles de Curtice et Statz sont parmi les plus utilisés dans les simulateurs de circuits commerciaux.

#### II.2.3 – Capacités $C_{gs}$ et $C_{gd}$ :

La variation en fonction du temps de la charge emmagasinée dans la zone de charge d'espace sous la grille, peut s'écrire :

$$Q = (h(V_{gs}(t), V_{gd}(t))) \quad (\text{I-11})$$

avec :

$$Q = Q_0 + q(t)$$

$$V_{gd} = V_{gd0} + v_{gd}(t)$$

En régime linéaire, la variation de la charge  $q(t)$  liée aux variations des tensions  $v_{gs}(t)$  et  $v_{gd}(t)$  s'obtient en développant la relation (I-11) en série de Taylor et en ne conservant que les termes du premier ordre. Nous obtenons :

$$q(t) = \frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{gd0}} \cdot v_{gs}(t) + \frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \Big|_{v_{gs0}} \cdot v_{gd}(t) \quad (I-12)$$

Nous pouvons alors définir des grandeurs propres au circuit :

-  $C_{gs}$  : capacité grille – source :

$$C_{gs} = \frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{gd0}} \quad (I-13)$$

-  $C_{gd}$  : capacité grille – drain :

$$C_{gd} = \frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \Big|_{v_{gs0}} \quad (I-14)$$

Comme pour la source de courant, différents modèles ont été publiés :

### 5 – Modèles de Curtice [10]:

Pour le modèle de Curtice, les capacités sont décrites par les équations suivantes :

$$C_{gs} = C_{gs0} / (1 - (V_{gs} / V_{bi}))^{1/2} \quad (I-15)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} / (1 - (V_{gd} / V_{bi}))^{1/2} \quad (I-16)$$

avec :

$V_{bi}$  : tension {built-in } (potentiel formé par la grille Schottky) .

$C_{gs0}$  : capacité  $C_{gs}$  à polarisation nulle.

$C_{gd0}$  : capacité  $C_{gd}$  à polarisation nulle.

## 6 – Modèles de Statz [13] :

Pour le modèle de Statz, les capacités sont décrites par les équations suivantes :

$$C_{gs} = [C_{gs0} K_1 K_2 / (1 - V_{new} / V_{bi})^{1/2} + C_{gd0} K_1] \quad (I-17)$$

$$C_{gd} = [C_{gs0} K_1 K_3 / (1 - V_{new} / V_{bi})^{1/2} + C_{gd0} K_2] \quad (I-18)$$

avec :

$$K_1 = 1/2 \{ 1 + (V_{eff} - V_{t0}) / [(V_{eff} - V_{t0})^2 + \Delta^2]^{1/2} \}$$

$$K_2 = 1/2 \{ 1 + (V_{gs} - V_{gd}) / [(V_{gs} - V_{gd})^2 + (1 / \alpha)^2]^{1/2} \}$$

$$K_3 = 1/2 \{ 1 - (V_{gs} - V_{gd}) / [(V_{gs} - V_{gd})^2 + (1 / \alpha)^2]^{1/2} \}$$

$$V_{new} = 1/2 \{ V_{eff} + V_{t0} (V_{eff} - V_{t0})^2 + \Delta^2 \}^{1/2}$$

où  $\Delta$  est le facteur de variation des différentes tensions de polarisation et  $\alpha$  un paramètre empirique .

### II.2.4 – Modèle non linéaire du générateur de courant $I_{dg}$

Lorsque le transistor fonctionne en régime saturé et près du pincement ( $V_{gs} \approx V_T$ ) la jonction grille drain est fortement polarisée en inverse. Le générateur de courant drain grille reste de faible valeur et égal au courant de saturation inverse de la jonction tant que la tension  $V_{gd}$  reste inférieure à la tension de seuil d'avalanche  $V_A$  .

Lorsque la tension  $V_{gd}$  devient inférieure au seuil d'avalanche, le courant  $I_{dg}$  croît

exponentiellement. Il peut être décrit par la loi :

$$I_{dg} = I_{dg0} \left[ \exp\left(\frac{q(V_{gd} + V_A)}{KT}\right) - 1 \right] \quad (I-19)$$

où les tensions  $V_{gd}$  et  $V_A$  sont négatives.

### III – TRANSISTOR HEMT

Actuellement, le transistor à effet de champ à hétérojonction prend de plus en plus de place dans les circuits micro-ondes puisqu'il présente un plus faible bruit et une plus grande fréquence de coupure que le MESFET (le plus répandu étant le HEMT pseudomorphique). De plus, il possède une meilleure mobilité impliquant une plus grande transconductance et un effet moindre des capacités parasites .

Dans la plupart des ouvrages spécialisés, le MESFET et le HEMT présentent un schéma électrique quasi identique. En effet, si les équations régissant les relations tensions –courants ne sont pas les mêmes, la topologie des deux transistors est pratiquement similaire.

La grande différence réside dans la modélisation de la transductance qui présente quelques différences par rapport à celle des MESFETs et qui peut être modélisée relativement

à celle du MESFET. C'est le cas du modèle de Curtice :

$$g_{mHEMT} = g_{mMESFET} - f(V_{ds}) e (V_{gs} - V_{pf})^y \quad (I-20)$$

avec :

$g_{mMESFET}$  : la transductance du MESFET .

$f(V_{ds})$  : fonction non linéaire de  $V_{ds}$ .

$e, y$  : paramètres empiriques .

$V_{pf}$  : tension  $V_{gs}$  au début de la dégradation de la transductance.

### III.1 – Source de courant de drain

Comme pour le MESFET, des équations ont été présentées pour la source de courant  $I_d$  sont données par :

#### a) Modèle de curtice :

$$I_{ds} = I_{dsfet} \quad \text{pour } V_{gs} \leq V_{pf} \quad (\text{I-21-a})$$

$$I_{ds} = I_{dsfet} - (e / y + 1) (V_{gs} - V_{pf})^{y+1} f(V_{ds}) \quad \text{pour } V_{gs} > V_{pf} \quad (\text{I-21-b})$$

#### b) Modèle de Tanimoto [15] :

$$I_d = \left( \frac{a_o e^{a_1 V_{gs}}}{1 + a_o a_2 e^{a_1 V_{gs}}} \right) + (b [1 + I V_{ds}] \tanh [a V_{ds}]) \quad (\text{I-22})$$

avec :

$$b = \frac{b_1 V_{gs}^2}{1 + b_2 V_{gs} + b_3 V_{gs}^2 + b_4 V_{gs}^3 + b_5 V_{gs}^4}$$

$$a = a_o + a_1 \exp \left( - \left( \frac{V_{gs} - a_2}{a_3} \right)^2 \right)$$

où les  $a_i$  et  $b_i$  sont des paramètres empiriques.

### III.2 – Capacités

Pour les capacités, on peut retenir le modèle de Meyer :

$$C_{gs} = 2/3 [1 - (V_{dss} - V_{ds})^2 / (2V_{dss} - V_{ds})^2] C_g + C_{gs0} \quad V_{ds} < V_{dss} \quad (I-23-a)$$

$$C_{gs} = 2/3 C_g + C_{gs0} \quad V_{ds} \geq V_{dss} \quad (I-23-b)$$

avec :

$$C_g = C_{m0} (V_{gs} - V_{t0})^{1/X} \quad V_{gs} < V_{t0}$$

$$C_g = 0 \quad V_{gs} \geq V_{t0}$$

et :

$$V_{dss} = V_{ds0} (1 - V_{gs}/V_{t0}) \quad V_{gs} > V_{t0}$$

$$V_{dss} = 0 \quad V_{gs} \leq V_{t0}$$

et avec  $C_{m0}$  : Capacité totale de l'électrode grille et  $X$  un paramètre empirique. Cependant le modèle de Tanimoto propose quant à lui une relation unique :

{  $C = C_{gs}$  ou  $C_{gd}$  } :

$$C = (1 - \tanh [\alpha V_{ds}]) \beta_0 + \tanh [\alpha V_{ds}] (\beta_1 + \beta_2 V_{gs} + \beta_3 \tanh \{ \beta_4 (V_{gs} - \eta) \}) \quad (I-24)$$

Après avoir caractérisé les transistors MESFET et HEMT, il s'agit maintenant d'étudier les différentes techniques d'extraction des éléments de leur schéma électrique équivalent.

Une fois défini les schémas électriques équivalents des transistors micro-ondes, l'étape suivante consistera à déterminer les valeurs de chacun des composants les constituant. C'est l'étape de caractérisation ou d'extraction des paramètres des transistors.

## I – POSITION DU PROBLEME

Pour caractériser avec précision les performances d'un transistor MESFET par exemple, trois techniques doivent être essentiellement utilisées :

- La caractérisation statique qui fournit des informations sur les principales caractéristiques courant - tension, les résistances parasites et la qualité de la barrière Schottky.
- La caractérisation dynamique aux fréquences basses et moyennes. Elle est surtout utilisée pour déterminer avec précision les valeurs des éléments du schéma équivalent.
- La caractérisation dynamique aux fréquences hautes. La connaissance des paramètres S permet de prévoir les potentialités d'un composant donné pour l'amplification petits signaux par exemple.

Selon le type de composant à caractériser, il existe différentes méthodes d'extraction des paramètres pour mener à terme les trois techniques précédentes.

## II- METHODES D'EXTRACTION DES PARAMETRES

L'extraction des paramètres de transistors aux fréquences micro-ondes a fait l'objet d'une très large recherche durant ces dernières années. C'est en effet une étape cruciale dans la caractérisation des circuits car c'est sur elle que repose la mise au point de modèles fiables pour la modélisation, l'analyse et l'optimisation des performances de circuits micro-ondes.

Le point de départ est la mesure (ou la simulation) du composant en vue d'extraire sa matrice de dispersion. Puis, deux choix s'imposent : prédéfinir un schéma équivalent du transistor ou faire une synthèse de circuits. Cette dernière solution, si elle est très attractive puisque ne posant pas de priori sur le circuit, n'offre actuellement que peu de possibilités.

En effet, une synthèse de circuit requiert des moyens informatiques conséquents et une solide théorie pour finaliser la caractérisation du transistor. C'est pourquoi les chercheurs s'orientent plutôt vers la détermination des valeurs des éléments du transistor à partir d'un choix préétabli d'un circuit électrique équivalent.

Parmi les méthodes d'extraction nous pouvons distinguer les méthodes directes et les méthodes indirectes.

## II.1 – Méthodes directes

Les méthodes directes reposent sur la mesure (ou la simulation) de paramètres  $S$  pour un transistor froid (c'est à dire à  $V_{ds} = 0$ ). On génère deux ensembles de données : une en polarisant la grille à la tension de pincement et l'autre avec une valeur de tension convenant à un fonctionnement usuel du transistor.

### II.1.1 – Eléments extrinsèques [4]

- Détermination des résistances extrinsèques du schéma équivalent :

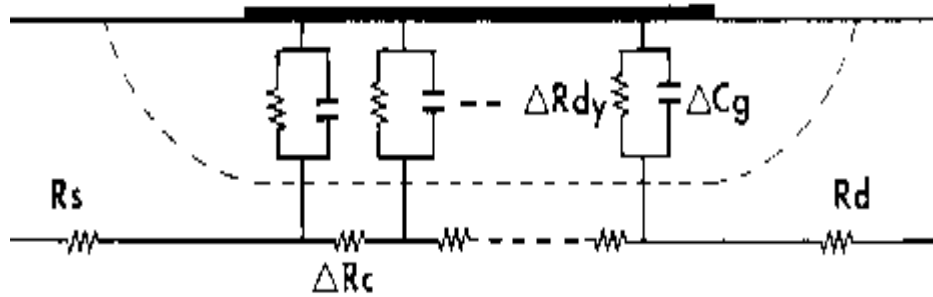
Pour mesurer les résistances parasites, on polarise le transistor à une tension drain- source nulle ( $V_{ds} = 0$ ). Le schéma du transistor devient un réseau RC distribué modélisant le canal sous la grille (figure II-1). Les éléments de la matrice impédance du réseau RC s'écrivent de la

manière suivante:

$$Z_{11} = R_c / 3 + Z_{dy} \quad (\text{II-1})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_c / 2 \quad (\text{II-2})$$

$$Z_{22} = R_c \quad (\text{II-3})$$



**Fig. II-1 :** Réseau RC distribué sous la grille

avec  $R_c$  la résistance du canal et  $Z_{dy}$  l'impédance équivalente de la barrière Schottky. Cette dernière s'écrit :

$$Z_{dy} = R_{dy} / (1 + j\omega C_g R_{dy}) \quad (\text{II-4})$$

avec :

$$R_{dy} = n K T / q I_g .$$

$n$  étant le facteur d'idéalité,  $K$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température absolue,  $C_g$  la capacité de la grille et  $I_g$  le courant de polarisation de la grille.

Lorsque le courant de grille  $I_g$  augmente,  $R_{dy}$  diminue et  $C_g$  augmente mais la décroissance exponentielle en fonction de  $V_{gs}$  est prédominante. En conséquence le terme  $R_{dy} C_g \omega$  tend vers zéro

pour des densités de courant élevées comprises entre  $5 \cdot 10^7$  et  $10^8$  A/m<sup>2</sup>. Dans ce cas,  $Z_{dy}$  peut être approximée par :

$$Z_{dy} \gg R_{dy} = nKT/qI_g \quad (\text{II-5})$$

Pour un tel courant de grille, il n'y a plus d'effet capacitif de grille et  $Z_{11}$  devient :

$$Z_{11} = R_c/3 + nKT/qI_g \quad (\text{II-6})$$

De plus, l'effet des capacités parasites  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  étant négligeable, les paramètres extrinsèques s'expriment simplement par une somme des résistances parasites  $R_s$ ,  $R_g$  et  $R_d$  et des inductances séries  $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$ . Nous avons alors :

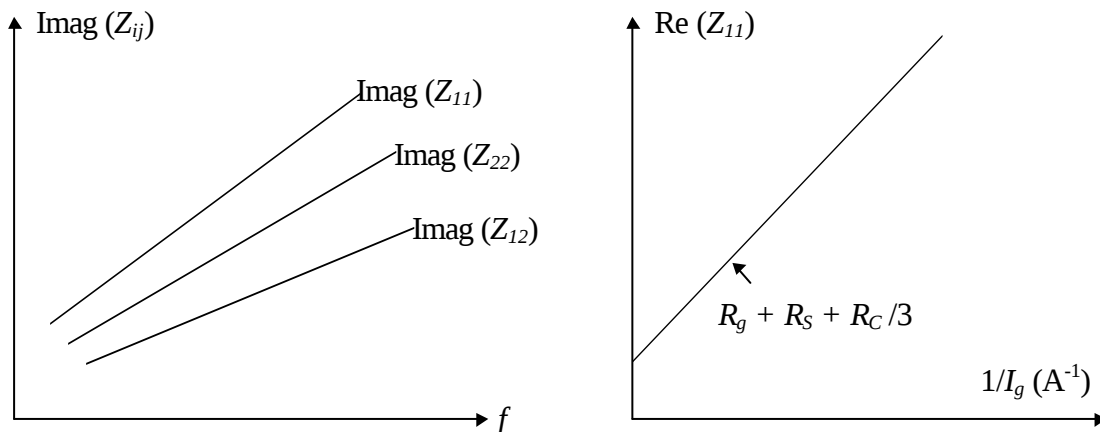
$$Z_{11} = R_s + R_g + R_c/3 + nKT/qI_g + j\omega(L_s + L_g) \quad (\text{II-7})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + R_c/2 + j\omega L_s \quad (\text{II-8})$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (\text{II-9})$$

Nous remarquons que les parties imaginaires de ces expressions augmentent linéairement avec la fréquence alors que leur parties réelles en sont indépendantes .

D'autre part nous pouvons noter l'augmentation de la partie réelle de  $Z_{11}$  en  $1/I_g$  (Figures II-2 et II-3).



**Fig. II-2 : Partie imaginaire des  $Z_{ij}$** **Fig. II-3 : Partie réelle de  $Z_{11}$** 

De plus la courbe  $\text{Re}(Z_{11})$  en fonction de  $1/I_g$  permet d'obtenir la somme des résistances  $R_g + R_s + R_c/3$ .

Nous pouvons noter que les parties réelles de  $Z_{ij}$  forment trois relations comprenant les quatre inconnues  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_c$ . Pour les déterminer, une relation supplémentaire est nécessaire. Elle peut être la valeur de  $R_s$  ou de  $R_g$  déterminée par des mesures statiques ou la valeur de  $R_c$  si les divers paramètres technologiques du canal sont connus. Le détail des calculs est donné en **Annexe I**.

- Détermination des inductances extrinsèques du schéma équivalent :

Les inductances parasites peuvent être facilement déduites de la manière suivante (**Annexe I**) :

- $L_s$  de  $\text{Im}(Z_{12})$
- $L_g$  de  $\text{Im}(Z_{11})$
- $L_d$  de  $\text{Im}(Z_{22})$ .

- Détermination des capacités parasites :

En polarisant le transistor à tension de drain nulle et en appliquant une tension de grille inférieure à la tension de pincement  $V_p$ , la capacité intrinsèque sous la grille et la conductance du canal s'annulent ne laissant que les capacités parasites qui peuvent être déterminées (**Annexe I**).

### II.1.2 – Eléments intrinsèques

Pour obtenir les éléments intrinsèques du schéma électrique équivalent du transistor, il est

-

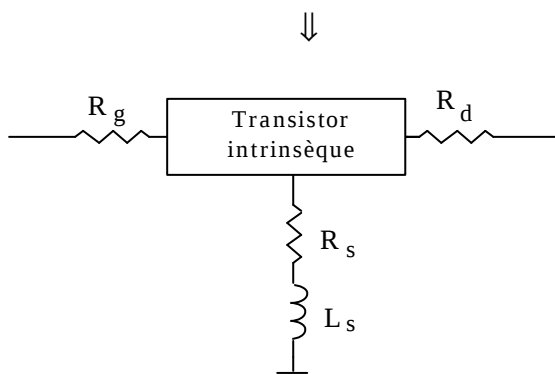
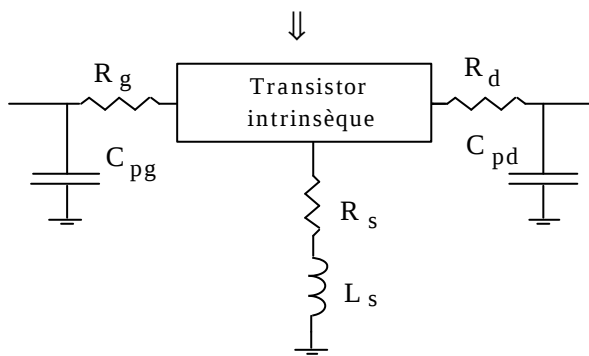
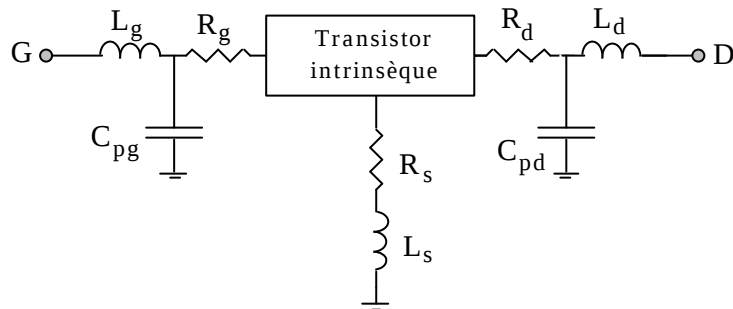
---

nécessaire de déterminer la matrice admittance de la partie intrinsèque du schéma.

En supposant que tous les éléments extrinsèques soient connus (déterminés précédemment)  
La matrice admittance intrinsèque  $[Y_{int}]$  est déterminée par les étapes suivantes :

- Mesure de la matrice de dispersion  $[S]$  du composant.
- Transformation de la matrice de dispersion en matrice impédance et soustraction des éléments d'accès séries  $L_g$  et  $L_d$ .
- Transformation de la matrice impédance en matrice admittance et soustraction des éléments parallèles  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$ .
- Transformation de la matrice admittance en matrice impédance et soustraction des éléments séries  $R_s$ ,  $R_g$ ,  $R_c$  et  $R_d$ .
- Transformation de la matrice impédance en matrice admittance correspondant à la matrice
- $[Y_{int}]$  recherchée.

Pour illustrer ces étapes, nous montrons en figure II-4 la procédure à suivre avec les matrices correspondantes.



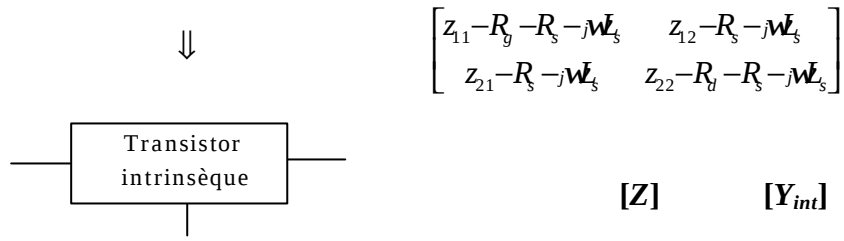
$[S] \rightarrow [Z]$

$$\begin{bmatrix} z_{11} - j\omega L_g & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} - j\omega L_d \end{bmatrix}$$

$[Z] \rightarrow [Y]$

$$\begin{bmatrix} y_{11} - j\omega C_{pg} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} - j\omega C_{pd} \end{bmatrix}$$

$[Y] \rightarrow [Z]$



**Fig. II-4 :** Processus d'obtention de la matrice  $[Y_{int}]$  à partir de la matrice  $[S]$ .

Une fois la matrice admittance intrinsèque déterminée (**Annexe II**), ses éléments seront de la forme [4]:

$$Y_{11 \text{ int}} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} + j \left( C_{gd} \omega + \frac{C_{gs} \omega}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} \right) \quad (\text{II-10})$$

$$Y_{12 \text{ int}} = -j \omega C_{gd} \quad (\text{II-11})$$

$$Y_{21 \text{ int}} = \frac{g_{m0} e^{-j\omega t}}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} - j \left( C_{gd} \omega + \frac{R_i C_{gs} \omega g_{m0} e^{-j\omega t}}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} \right) \quad (\text{II-12})$$

$$Y_{22 \text{ int}} = g_{d0} + j \omega (C_{gd} + C_{ds}) \quad (\text{II-13})$$

Dans le cas de transistors à bande étroite, le terme  $R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2$  est inférieur à 0.01 pour les fréquences inférieures à 5 GHz . De même que  $\omega t \ll 1$ .

Les expressions (II-10) à (II-13) peuvent alors s'écrire en notant que  $e^{-j\omega t} \approx 1 - j\omega t$  :

$$Y_{11 \text{ int}} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j (C_{ds} + C_{gd}) \omega \quad (\text{II-14})$$

-

$$Y_{12 \text{ int}} = -j\omega C_{gd} \quad (\text{II-15})$$

$$Y_{21 \text{ int}} = g_{m0} (1 - R_i C_{gs} \omega^2 t) - j\omega (g_{m0} t + R_i C_{gs} g_{m0} + C_{gd}) \quad (\text{II-16})$$

$$Y_{22 \text{ int}} = g_{d0} + j\omega (C_{gd} + C_{ds}) \quad (\text{II-17})$$

On en déduit (**Annexe II**) :

$$C_{gd} = -\frac{I_m[Y_{12}]}{\omega} \quad (\text{II-18})$$

$$C_{gs} = \frac{I_m[Y_{11.}]}{\omega} - C_{gd} \quad (\text{II-19})$$

$$C_{ds} = \frac{I_m[Y_{22}]}{\omega} - C_{gd} \quad (\text{II-20})$$

et :

$$g_{d0} = R_e[Y_{22}] \quad (\text{II-21})$$

$$g_{m0} = R_e[Y_{21}] \quad (\text{II-22})$$

$$R_i = \frac{R_e[Y_{11}]}{C_{gs}^2 \omega^2} \quad (\text{II-23})$$

$$t = \frac{-C_{gd} - \frac{I_m[Y_{21}]}{\omega}}{g_{m0}} - R_i C_{gs} \quad (\text{II-24})$$

Cette détermination du schéma équivalent par des mesures pose certains problèmes :

- La nécessité d'avoir un appareillage permettant un large choix de conditions de mesures.
- La nécessité de mesures fiables des paramètres S (appareils de mesure de haute gamme).
- Une détermination préliminaire de certains éléments (résistance, inductance..) est nécessaire afin d'aboutir à une solution physique acceptable.

Cependant, ces points restent incontournables quant à une caractérisation fiable d'un transistor. Tout laboratoire qui voudrait faire de l'extraction de paramètres doit donc s'équiper en conséquence. Mais le débat n'est pas clos pour autant. En effet, extraire les valeurs des éléments d'un circuit par simple mesure de ses paramètres de dispersion à différents points de polarisation est très délicate. En effet, certains éléments sont interdépendants du fait qu'ils s'appuient sur des données physiques communes, d'autres sont dépendants de la fréquence et/ou du point de polarisation, ....

A ce problème, s'ajoute le fait qu'au sein du schéma équivalent du transistor se trouvent des composants dont les valeurs ont des ordres de grandeurs très différents. Ainsi par exemple, les capacités parasites sont de l'ordre du  $10^{-15}$ F alors que la capacité  $C_{gs}$  peut être de l'ordre du  $10^{-10}$ F.

Certes, ces deux capacités ne sont pas traitées dans les mêmes équations, et donc n'interfèrent pas énormément sur la solution. Par contre, d'autres composants se retrouvent dans les mêmes équations rendant ainsi la fiabilité des résultats très aléatoire, et ce, d'autant plus si le domaine de variation de la fréquence de mesures est important.

Ainsi, pour une plage de variation de fréquence de 100 MHz à 50 GHz, l'impédance de la capacité  $C_{ds}$  peut varier de quelques milliers d'ohms à quelques ohms. Or, cette capacité est en parallèle avec la conductance de sortie  $g_d$  dont l'impédance est fixe et avec la transconductance  $g_m$  dont les variations se font à la fois en fonction de la fréquence mais également en fonction de la tension appliquée, engendrant ainsi des variations très grandes.

Il est évident au vu de ces données qu'une extraction des valeurs des éléments du schéma équivalent d'un transistor sur la base de mesures uniquement est largement insuffisante pour une caractérisation rigoureuse. Comme d'un autre côté, les mesures sont incontournables, les chercheurs ont développé des méthodes indirectes qui associent aux mesures des techniques d'optimisation qui minimisent les erreurs commises. On parle alors de méthodes indirectes.

## II.2 – Méthodes indirectes

Pour mener à terme l'extraction des paramètres, il faut donc savoir gérer les équations qui régissent le comportement du transistor. Ainsi, des techniques de minimisation de fonctions erreurs et de traitement de données ont été développées.

### II.2.1 – Méthodes de minimisation d'erreur

Les méthodes de minimisation consistent à calculer la réponse du circuit puis à la comparer avec la réponse désirée. En cas de différence, elles changent les valeurs de certaines variables afin de minimiser l'écart entre les deux réponses.

Parmi les méthodes qui minimisent cet écart, nous pouvons citer les méthodes sans contraintes sur les variables telle que la méthode des moindres carrées et celles qui imposent des contraintes sur les variables telle que la méthode Minimax qui minimise l'erreur du plus grand terme tout en contrôlant la valeur des autres termes (d'où son appellation).

Comme notre problème nécessite l'introduction de contraintes pour éviter les résultats erronés (valeur non physique, ...), la méthode Minimax semble la plus indiquée. Elle consiste à résoudre un système d'équations non linéaires avec des contraintes sur les variables. Elle a d'ailleurs été utilisée avec succès par nombre de chercheurs, mais elle a montrée ses limites si la plage de fréquence est trop grande (les impédances de certains éléments varient sur une trop grande plage, impliquant ainsi des erreurs sur les éléments extrinsèques dont les valeurs sont relativement faibles).

De plus, imposer des contraintes, revient souvent pour l'utilisateur, à introduire des hypothèses supplémentaires avant de résoudre le problème (négliger certains termes sur des plages de fréquences précises et/ou prédire le comportement de certains éléments en fonction de la fréquence et des tensions de polarisation avant traitement des données expérimentales).

## II.2.2 – Méthodes statistiques

Afin de pallier aux insuffisances des méthodes d'optimisation avec ou sans contraintes, les chercheurs ont utilisé des méthodes statistiques pour déterminer les valeurs de composants du transistor.

Ces méthodes consistent à traiter les données expérimentales afin de tirer des probabilités sur les valeurs des éléments. Les résultats obtenus sont plus fiables que ceux donnés par une méthode d'optimisation. Parmi les méthodes statistiques utilisées, la plus intéressante est la méthode de régression linéaire.

## III – METHODE DE REGRESSION LINEAIRE MULTIPLE [16] :

Dans la méthode de régression multiple, on définit un modèle qui relie une variable  $Y$  appelée variable expliquée avec des variables  $x_1, x_2, \dots, x_p$  appelées variables explicatives.

Le but est d'explicitier  $Y$  en fonction des variables  $x_k$  et dans une deuxième étape de ne retenir parmi les  $x_k$  que celles qui définissent le mieux la variable  $Y$ . Le modèle de base est le suivant :

$$Y_i = m_i + e_i = b_0 + b_1 x_{i1} + \dots + b_p x_{ip} + e_i \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{II-25})$$

où  $e_i$  est l'erreur du modèle et  $m_i$  la moyenne de la variable expliquée  $Y$  lorsque les variables explicatives prennent les valeurs  $x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ip}$ . Les paramètres  $b_0, \dots, b_p$  sont des paramètres inconnus qui relient la moyenne  $m_i$  aux valeurs  $x_{ik}$ . L'objectif est d'explicitier les paramètres  $b_k$ , la variable expliquée  $Y$  étant fonction des valeurs explicatives  $x_k$  déterminées sur  $n$  observations.

Elle présente l'avantage de ne présenter aucune difficulté numérique et un calcul séquentiel indépendant des précédents

## III.1 – Paramètres de la régression multiple

### III.1.1 – Carré moyen des erreurs

Supposons que nous ayons le modèle suivant :

$$Y_i = \mu_i + \xi_i \quad (II-26)$$

$$Y_i = \beta_0 + \beta_1 X_{i1} + \dots + \beta_p X_{ip} + \xi_i \quad i=1, \dots, n \quad \text{à } K \text{ parameters (II-27)}$$

où :

$$K = p + 1$$

On définit le carré moyen résiduel ou « mean square error » par :

$$EMC(\beta_j) = b_j \quad \forall j = 0 \text{ à } p \quad (II-28)$$

En ce qui concerne la variance  $\sigma^2$  (dispersion autour de la moyenne) :

$$EMC(\sigma^2) = S^2 = SSE / n-k \quad (II-29)$$

et l'erreur standard par :

$$EMC(\sigma) = S = (S^2)^{1/2} = (SSE / n-k)^{1/2} . \quad (II-30)$$

où SSE est la somme des carrés résiduels.

### III.1.2 – Estimateurs des moindres carrés

Soit  $b_0, b_1, \dots, b_p$  les estimateurs des paramètres  $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_p$  dans le modèle de régression . La prédiction de l'observation :

-

$$Y_i = \beta_0 + \dots + \beta_p X_{ip} + \xi_i \quad (\text{II-31})$$

est la valeur estimée :

$$Y_i = b_0 + b_1 X_{i1} + \dots + b_p X_{ip} \quad (\text{II-32})$$

La quantité  $\xi_i = Y_i - Y_i$  est appelée résidu. On définit la somme des carrés résiduels par :

$$\text{SSE} = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}_i)^2 \quad (\text{II-33})$$

Intuitivement, si les valeurs  $b_0, b_1, \dots, b_p$ , sont les meilleurs estimateurs, elles devront rendre la valeur prédite  $\hat{Y}_i$  plus proche de la valeur observée  $Y_i$  ce qui minimisera la somme des carrés résiduels SSE.

On définit donc les estimateurs de moindres carrés : EMC des paramètres  $(\beta_j)_{j=0, \dots, p}$  comme les valeurs  $b_0, b_1, \dots, b_p$  minimisant la somme des carrés résiduels.

$$\mathbf{b} = \hat{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_p \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

On montre que les EMC des  $\beta = (\beta_0, \dots, \beta_p)$  sont donnés par:

$$\beta = \mathbf{b} = (\mathbf{X}^t \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^t \mathbf{Y} \quad (\text{II-35})$$

### III.1.3 – Coefficient de détermination multiple $R^2$

Pour le modèle de régression suivant :

$$Y = \beta_0 + \beta_1 X_1 + \dots + \beta_p X_p + \xi, \quad (\text{II-36})$$

la prédiction de  $Y_i$  est :

$$\hat{Y}_i = b_0 + b_1 X_{i1} + \dots + b_p X_{ip} \quad (\text{II-37})$$

Alors nous définissons les termes suivants :

**1 –** La somme des carrés totale( variance totale) :

$$S_{\text{tot}} = \sum_{i=1}^n (Y_i - \bar{Y})^2 = \sum_{i=1}^n Y_i^2 - n\bar{Y}^2 \text{ où } \bar{Y} = \left(\frac{1}{n}\right) \sum_{i=1}^n Y_i \quad (\text{II-38})$$

**2 –** La somme des carrés due à la régression ( variance expliquée)

$$S_{\text{reg}} = \sum_{i=1}^n (\hat{Y}_i - \bar{Y})^2 = \sum_{i=1}^n \hat{Y}_i^2 - n\bar{Y}^2 \quad (\text{II-39})$$

**3 –** La somme des carrés résiduelle(variance non expliquée) :

$$S_{\text{res}} = \sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}_i)^2 = \sum_{i=1}^n Y_i^2 - \sum_{i=1}^n \hat{Y}_i^2 \quad (\text{II-40})$$

**4 –** La variance totale = variance expliquée + variance non expliquée.

5 – Le coefficient de détermination multiple est :

$$\begin{aligned} R^2 &= \text{Variance expliquée} / \text{Variance totale} \\ &= 1 - (\text{Variance non expliquée} / \text{Variance totale}) \end{aligned}$$

$R^2$  est la proportion de la variance expliquée de la régression. Elle mesure la qualité d'ajustement du modèle :

- Si  $R^2 \cong 1$ , l'ajustement est excellent.
- Si  $R^2 \cong 0$ , le modèle n'explique aucune variation.

### III.2 – Formulation du problème

Pour l'extraction des paramètres d'un transistor, nous devons tout d'abord mettre en forme les équations qui régissent son comportement.

Ainsi, si nous prenons par exemple la matrice impédance du MESFET, nous aurons un système d'équations de la forme :

$$B_1 = Z_{11} (\omega, C_{gs}, C_{ds}, R_i, \dots) \quad (\text{II-41})$$

et :

$$B_2 = Z_{12} (\omega, C_{gs}, C_{ds}, R_i, \dots) \quad (\text{II-42})$$

$$B_3 = Z_{21} (\omega, C_{gs}, C_{ds}, R_i, \dots) \quad (\text{II-43})$$

$$B_4 = Z_{22} (\omega, C_{gs}, C_{ds}, R_i, \dots) \quad (\text{II-44})$$

Nous avons donc un système de 4 équations complexes à  $N$  inconnues représentant les éléments du circuit. Il faut donc combiner les équations selon le point de polarisation dans les deux cas statique et dynamique afin de les écrire sous la forme du modèle de la régression linéaire multiple.

---

Les variables expliquées sont alors notées  $E_1, E_2, \dots, E_N$ .

Les variables explicatives sont  $w, w^2, w^3, w^4$ . On établit la régression linéaire multiple pour chaque équation  $E_i$  afin de trouver les éléments du transistor.

### III – CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié les différentes méthodes d'extraction des paramètres et nous avons retenu la méthode de régression multiple comme étant la plus adéquate, et ce, sur la base d'une comparaison issue de références bibliographiques.

Nous allons appliquer cette méthode à un exemple concret de transistor MESFET.

---

Une fois la méthode d'extraction retenue, nous allons l'appliquer à la caractérisation d'un transistor MESFET et d'un transistor HEMT.

Les transistors étudiés sont un MESFET de NEC Corporation (le NE 71000) et un HEMT de Fujitsu (le HEMT FHX04X).

## I – ACQUISITION DES DONNEES

### I.1 – Mesures

Le travail d'acquisition des données que sont les paramètres  $S$  est l'étape la plus délicate du processus de caractérisation d'un transistor. En effet, toute la simulation se base sur la fiabilité des données expérimentales.

Notre travail a consisté à nous familiariser avec l'analyseur de réseau qui effectue les mesures et l'outil de simulation **MDS [17]** qui le pilote (**Annexe III**). Les paramètres  $S$  pour différents points de polarisation sont relevés à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel **H.P. 8510**. Ces mesures sont enregistrées sous forme de <<**DATA SET**>> directement utilisables par le logiciel **MDS**.

Les mesures ainsi que la simulation ont été faites au laboratoire des instruments et systèmes de l'université Pierre et Marie Curie à Paris VI.

### I.2 – Epluchage des données

Une fois les données enregistrées, il faut faire « leur épluchage », c'est à dire extraire les données propres au transistor en enlevant les lignes d'accès au réseau (**Annexe IV**). En effet, lors des mesures, le transistor est posé sur un bloc de mesures qui consiste en des lignes d'accès, des connecteurs, ..., qui permettent au transistor d'être relié à l'analyseur de réseau.

Il faut enlever leur contribution à la matrice **[S]** obtenue après mesures pour ne conserver que la matrice de dispersion du transistor.

## II- TECHNIQUE DE MESURE DES PARAMETRES S

L'objectif de toute caractérisation dynamique est soit de fournir un réseau électrique équivalent au composant, soit de déterminer un jeu de paramètres représentatifs du quadripôle constitué par le transistor.

Dans les deux cas, l'étape indispensable est la mesure des paramètres de dispersion ou paramètres  $S$  du composant sous différentes conditions de polarisation et à diverses fréquences.

### II.1 – Principe de mesure

Le principe de la mesure consiste à injecter à l'entrée  $i$  du réseau à mesurer comportant  $n$  accès, un signal d'amplitude  $a_i$  délivré par une source d'impédance interne  $Z_0$  (Fig. III-1), tous les autres  $(n-1)$  accès du circuit étant fermés par une impédance de charge adaptée et égale à  $Z_0$ . L'amplitude  $a_i$  du signal incident est définie en fonction de  $Z_0$  (généralement  $50\Omega$ ) et en fonction de la tension  $V_i$  et du courant  $I_i$  à l'entrée  $i$  au moyen de la relation

$$a_i = \frac{1}{2} \sqrt{Z_0} (V_i + I_i Z_0) \quad (\text{III-1})$$

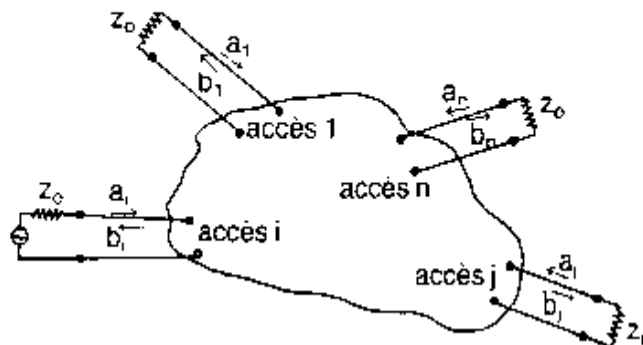


Fig. III-1 : Illustration de la technique de mesure de la matrice

---

S d'un réseau à n accès

La réponse du circuit à cette excitation est constituée par les signaux  $b_k$  issus de chacun des  $n$  accès avec  $k = 1, 2, \dots, i, j, \dots, n - 1$ . Le signal  $b_i$  est défini par :

$$b_i = \frac{1}{2} \sqrt{Z_0} (V_i - I_i Z_0) \quad (\text{III-2})$$

Ainsi, en connectant la source successivement aux diverses entrées  $1, 2, \dots, i, j, \dots, n$  et en mesurant les réponses  $b_k$  ( $k = 1$  à  $n$ ) au niveau de tous les autres accès, on peut décrire le comportement du circuit au moyen d'une matrice  $S$  de dimensions «  $n \times n$  » qui relie les réponses  $b_k$  aux excitations  $a_k$  soit :

$$[b] = [S][a]$$

Ainsi pour une représentation en  $\pi$  du transistor on obtient les relations suivantes :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{III-3})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{III-4})$$

où

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{avec} \quad a_2 = 0 \quad (\text{III-5})$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{avec} \quad a_1 = 0 \quad (\text{III-6})$$

Ces coefficients sont respectivement les coefficients de réflexion à l'entrée 1 lorsque l'accès 2 est fermé sur  $Z_0$  (accès adapté) et réciproquement. De même :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{avec} \quad a_2 = 0 \quad (\text{III-7})$$

et :

---

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{avec} \quad a_1 = 0 \quad (\text{III-8})$$

sont respectivement le coefficient de transmission entre les accès 1 et 2 lorsque la source est connectée à l'entrée 1 avec la charge  $Z_0$  à l'accès 2 et réciproquement.

## II.2 – Techniques de mesure

Les transistors que l'on veut caractériser doivent être montés sur des supports de test constitués de lignes coaxiales mais plus souvent de lignes micro rubans ou de coplanaires.

Or les analyseurs de réseau mesurant les paramètres  $S$  possèdent des accès en structure coaxiale de 7mm. Il est donc primordial de concevoir des supports tels que les réflexions aux transitions coaxial- micro ruban et micro ruban- composant soient minimisées.

Il faut porter une attention toute particulière à la continuité du plan de masse aux interfaces et prendre soin de maintenir les dimensions du support à des valeurs suffisamment faibles pour empêcher la propagation des modes parasites. Enfin des tés de polarisation peuvent être réalisés sur le support de test mais il est préférable d'alimenter le transistor par l'intermédiaire des systèmes de polarisation inclus dans l'analyseur de réseau.

De cette manière lorsqu'on calibre l'analyseur de réseau, les pertes et coefficients de réflexion des tes de polarisation sont automatiquement inclus dans celles des autres éléments de l'analyseur.

Enfin il faut remarquer que l'on mesure ainsi non pas les paramètres  $S$  du transistor mais ceux de l'ensemble « transistor + support ». Des techniques spécifiques doivent être mises en œuvre pour déterminer les paramètres du seul transistor.

## II.3 - Technique de l'épluchage

Pour obtenir les paramètres  $S$  d'un MESFET avec une précision suffisante, il est donc nécessaire de corriger des erreurs (réflexions multiples, pertes et dispersion des lignes), introduites par le support de test. Ceci est généralement réalisé en remplaçant le transistor lorsqu'il est encapsulé par des maquettes de référence de même nature que celle utilisées pour la calibration, ce qui permet d'évaluer les erreurs commises.

Cette technique est illustrée par la figure III-2. Les circuits d'entrée et de sortie du support de test sont constitués d'une part par les transitions coaxial micro ruban dont les paramètres  $S$  du quadripôle équivalent sont  $S_{c1}$  (entrée) et  $S_{c0}$  (sortie) et d'autre part de deux sections de ligne micro ruban d'impédance caractéristique  $50\Omega$  dont les paramètres  $S$  sont  $S_{M1}$  (entrée) et  $S_{M0}$  (sortie). Les détails de cette technique sont donnés en annexe IV.

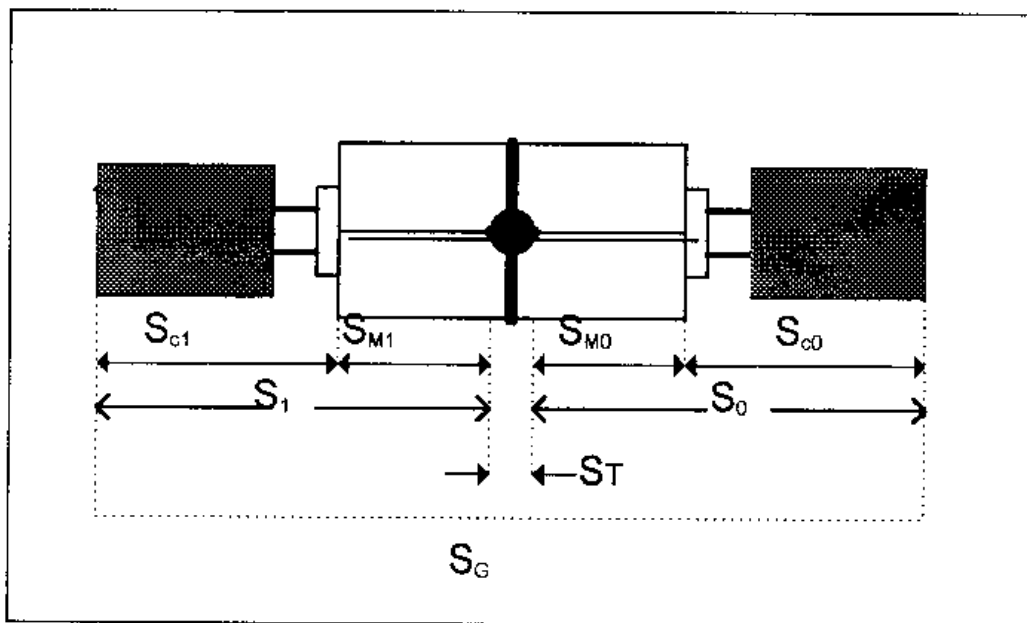
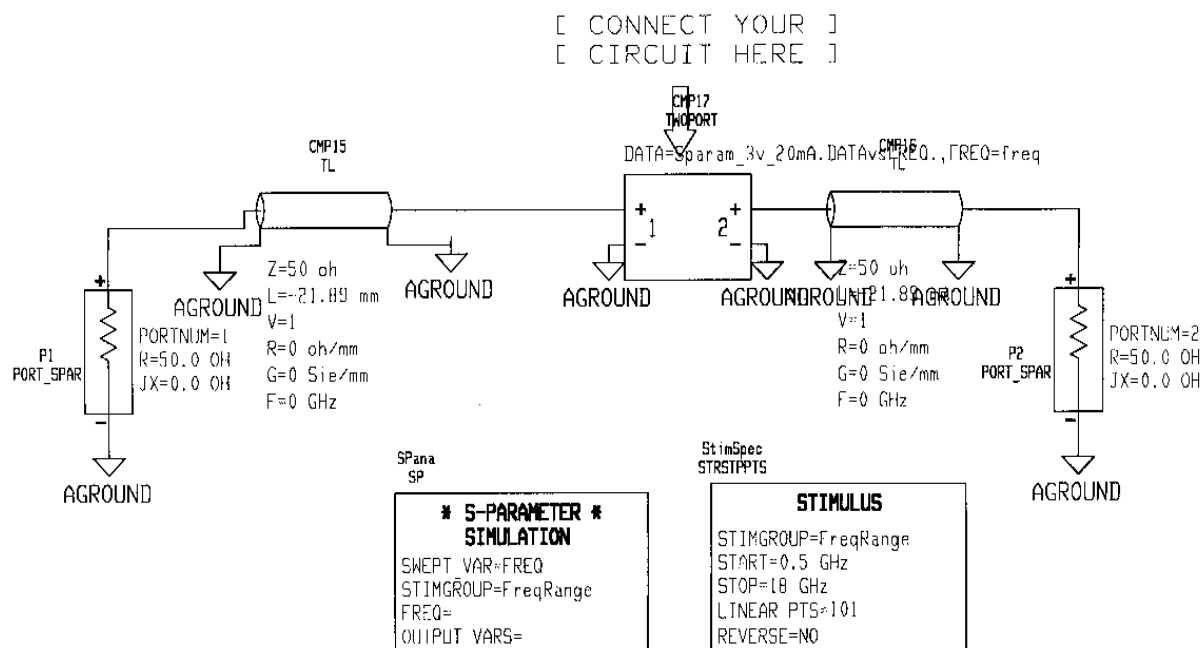


Fig. III-2: Principe de la technique d'épluchage

Les mesures des paramètres S à l'analyseur de réseau sont données en annexe 6. Ces valeurs sont des valeurs propres au transistor; en effet lors de la mesure un procédé de simulation tient compte de la longueur de ces lignes d'accès au transistor. Dans notre cas, ces lignes ont une longueur 21.89mm et une impédance de 50 ohms. Le schéma complet est donné à la figure III-3.



**Fig. III-3 :** Schéma permettant la mesure des paramètres S du transistor seul.

Dans ce travail, les éléments du circuit équivalent du transistor ont été calculés par le logiciel MDS. Néanmoins, en raison des contraintes existantes entre les différents éléments, une analyse par régression linéaire a été entreprise pour le calcul des paramètres des courbes obtenues.

Sachant que les différentes courbes sont de la forme :

$$y = ax + b + \delta \quad (\text{III-9})$$

avec

$$a = \frac{\sum_i (x_i - x_o)(y_i - y_o)}{\sum_i (x_i - x_o)^2} \quad (\text{III-10})$$

et :

$$b = \frac{\sum_i x_i y_i - n x_0 y_0}{\sum_i (x_i - x_0)^2} \quad (\text{III-11})$$

$x_0$  et  $y_0$  désignant la moyenne de  $x$  et  $y$  respectivement. Cette approche permet d'éviter les extremums locaux et d'obtenir aisément les éléments à partir de la linéarité des courbes.

De plus, puisqu'une des résistances inconnues est estimée, une étude de sensibilités doit être accomplie. L'originalité de notre démarche est de la finaliser par calcul symbolique à l'aide du logiciel Maple [18].

L'avantage d'une telle approche est double. D'un côté, elle permet d'éliminer toute forme d'approximation ou d'arrondi due au traitement numérique lors de la manipulation de matrice tels que les inversions, additions, etc., qui sont des étapes incontournables dans le calcul). D'un autre côté, elle permet d'aboutir à une forme analytique complète des paramètres du transistor et minimise les erreurs éventuelles dues à l'estimation d'une des résistances séries.

Ce point est particulièrement important lorsque l'on sait que ces équations seront celles que nous devrons utiliser dans l'étape suivante qui est l'optimisation.

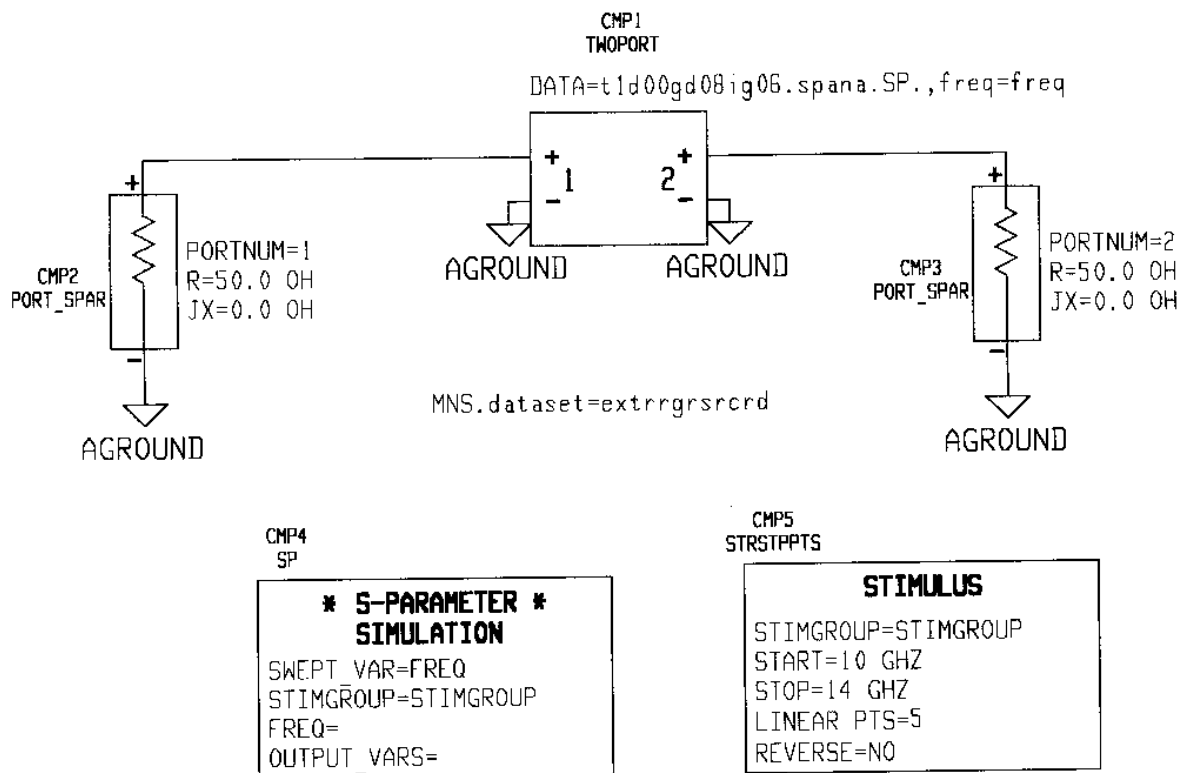
Ce calcul a donc le privilège de ne pas s'appuyer sur une résolution purement numérique, source d'erreurs, mais sur un développement *analytique* des équations, ce qui réduit considérablement les erreurs et permet d'orienter le processus d'optimisation.

La procédure de simulation étape par étape est donnée dans la section suivante. Néanmoins comme elle est identique pour les deux transistors, nous ne détaillerons que celle que nous avons entreprise pour le MESFET.

### III – PROCEDURE DE SIMULATION ET RESULTATS DU MESFET

#### III.1 – Banc de mesure des paramètres S

Etat donné que le banc de mesure est piloté directement par le simulateur MDS, nous donnons à la figure III-4 une représentation de ce banc avec les paramètres correspondants. La bande de fréquence est de 10 à 14 GHz avec un pas de 1 GHz.



**Fig. III-4** : Banc utilisé pour la détermination des résistances extrinsèques

### III.2 – Détermination des valeurs des résistances extrinsèques

Une fois le banc installé et les mesures faites, la première étape est de déterminer les résistances du schéma extrinsèque.

La Figure III-5 montre les valeurs obtenues pour les résistances  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  et  $R_c$  en utilisant les équations suivantes :

$$R_g = \text{mean}(\text{real}(z_{11}) - \text{real}(z_{21})) \quad (\text{III-12})$$

$$R_c = \text{mean}(\text{real}(z_{22}) - R_0) / 2 \quad (\text{III-13})$$

$$R_s = \text{mean}(\text{real}(z_{21})) - R_c \quad (\text{III-14})$$

$$R_d = R_0 - R_s \quad (\text{III-15})$$

où mean représente la valeur moyenne,  $\text{real}(z)$  la partie réel du complexe  $z$ ;  $z_{ij}$  est l'élément  $z(i,j)$  de la matrice impédance normalisée obtenue à partir de la matrice  $S$  mesurée.  $R_0$  est la valeur de  $\{R_d + R_s\}$  déterminée en DC. Nous obtenons alors les valeurs reportées à la figure III-5.

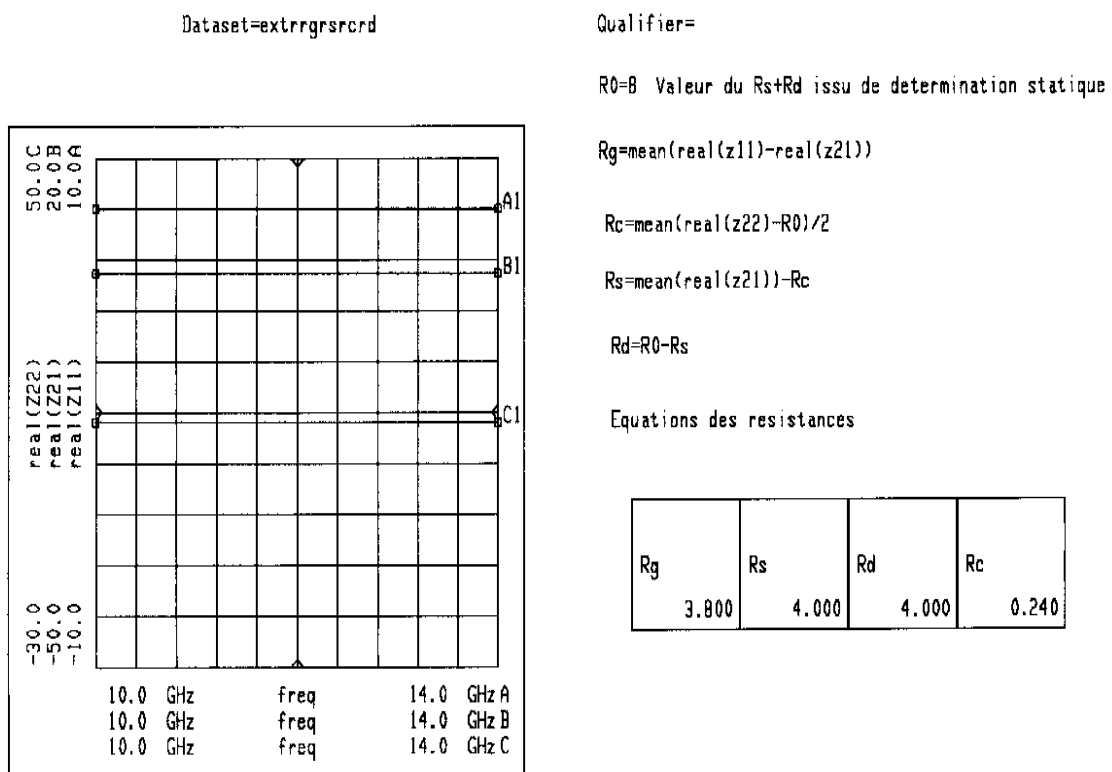


Fig. III-5 : Extraction de la valeur des résistances externes.

### III.3 – Détermination des valeurs des inductances extrinsèques

La figure III-6 montre le banc de simulation pour la détermination des inductances en utilisant les équations suivantes :

$$L_s = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{cov im}z_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-16})$$

16)

$$L_g = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{cov im}z_{11}}{\text{vfreq}} - \frac{\text{cov im}z_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-17})$$

et :

$$L_d = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{cov im}z_{22}}{\text{vfreq}} - \frac{\text{cov im}z_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-18})$$

où  $z_{ij}$  est l'élément  $z(i,j)$  de la matrice impédance normalisée obtenue à partir de la matrice S mesurée et où le symbole « cov » signifie la covariance, « vfreq » indiquant la variance de la fréquence (figure III-7). Les valeurs des inductances sont indiquées sur la figure III-7.

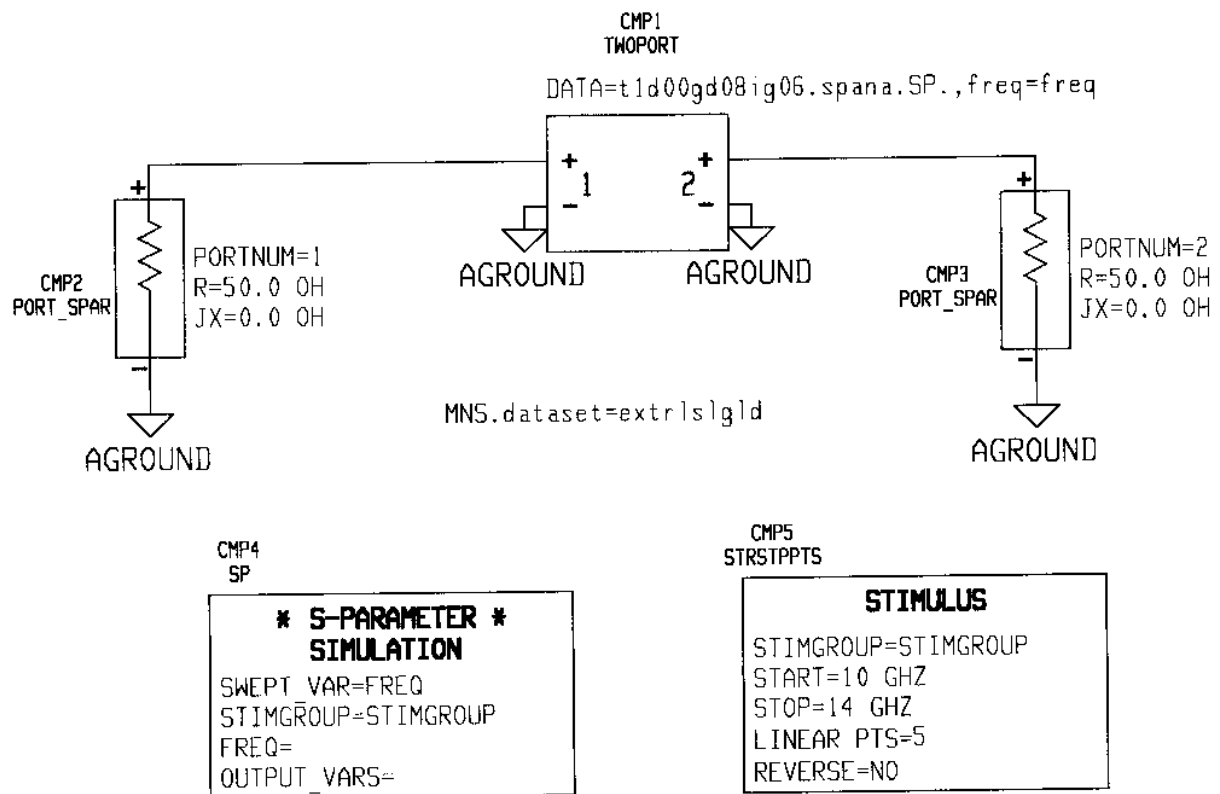
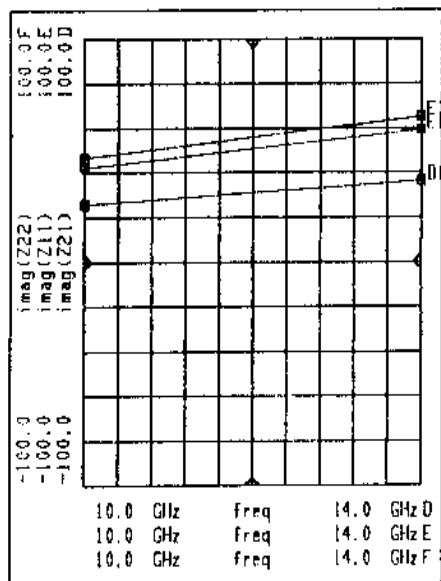


Fig. III-6 : Banc utilisé pour la détermination des inductances.

```

Valeur moyenne de la frequence
fmoj=mean(freq)
Variance de la frequence
vfreq=variance(freq)
Covariance de la partie imaginaire de z11
covimz11=covariance(imag(z11),freq)
Covariance de la partie imaginaire de z21
covimz21=covariance(imag(z21),freq)
Covariance de la partie imaginaire de z22
covimz22=covariance(imag(z22),freq)
Inductance ls
ls=1/2/pi*(covimz21/vfreq)
Inductance lg
lg=1/2/pi*(covimz11/vfreq-covimz21/vfreq)
Inductance ld
ld=1/2/pi*(covimz22/vfreq-covimz21/vfreq)

```



|           |           |           |
|-----------|-----------|-----------|
| ls        | lg        | ld        |
| 411.3E-12 | 262.3E-12 | 331.3E-12 |

Fig. III-7 : Extraction des valeurs des inductances.

### III – 4 Détermination des valeurs des capacités extrinsèques

La figure III-8 permet de déterminer les capacités extrinsèques dans la gamme de fréquence 0.5GHz –4.5GHz.

Comme pour les inductances, les capacités sont déterminées en utilisant les relations suivantes :

$$C_{pg} = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{covimy}_{11}}{\text{vfreq}} + 2 \frac{\text{covimy}_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-19})$$

$$C_{pd} = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{covimy}_{22}}{\text{vfreq}} + \frac{\text{covimy}_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-20})$$

et

$$C = \frac{1}{2p} \left( \frac{\text{covimy}_{21}}{\text{vfreq}} \right) \quad (\text{III-21})$$

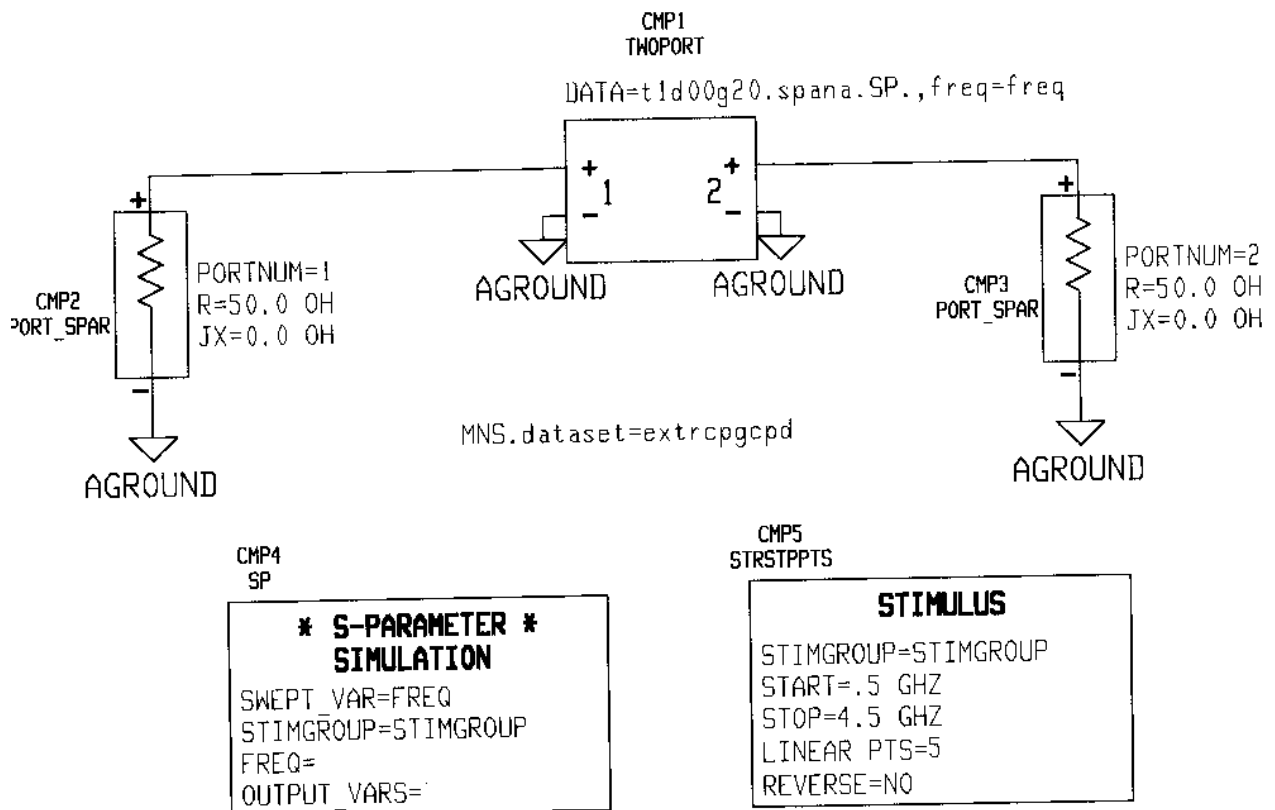


Fig. III-8 : Banc utilisé pour la détermination des capacités parasites

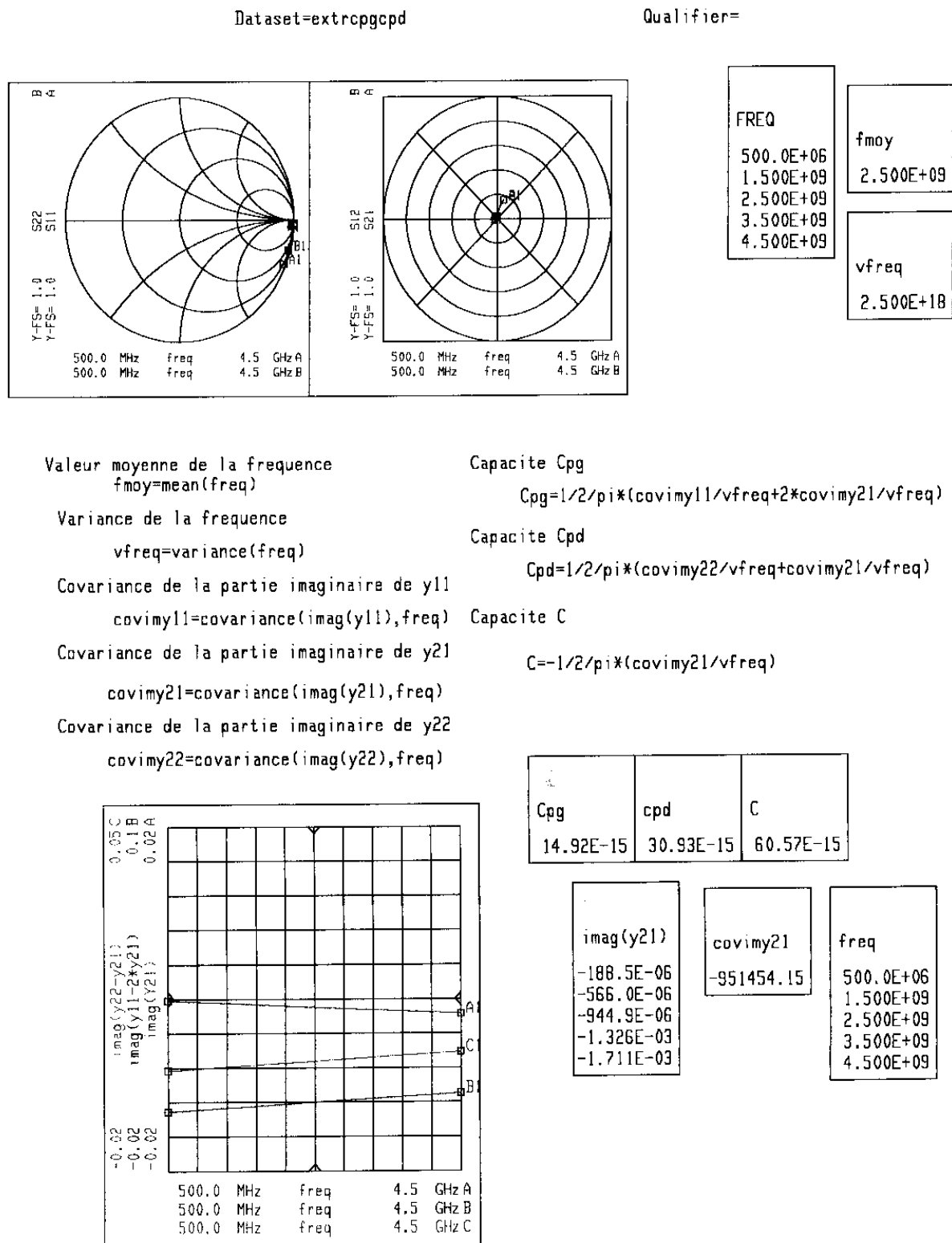


Fig. III-9 : Extraction des valeurs des capacités parasites

## IV – DETERMINATION DES ELEMENTS INTRINSEQUES

La prochaine étape consiste à déterminer les valeurs des éléments intrinsèques au transistor en faisant la mesure des paramètres S dans la gamme de fréquence 0.1Ghz à 25.1 Ghz. La figure III-10 montre le banc utilisé pour cette mesure.

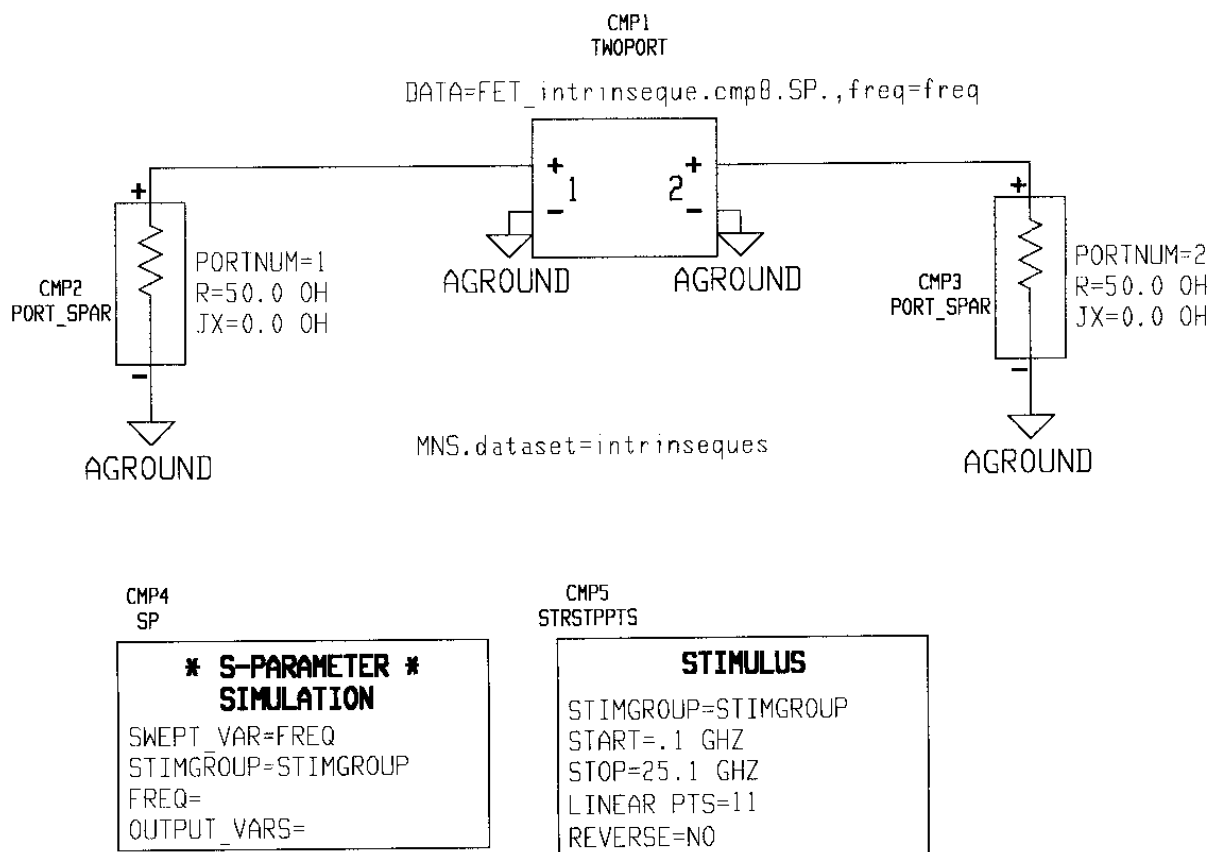
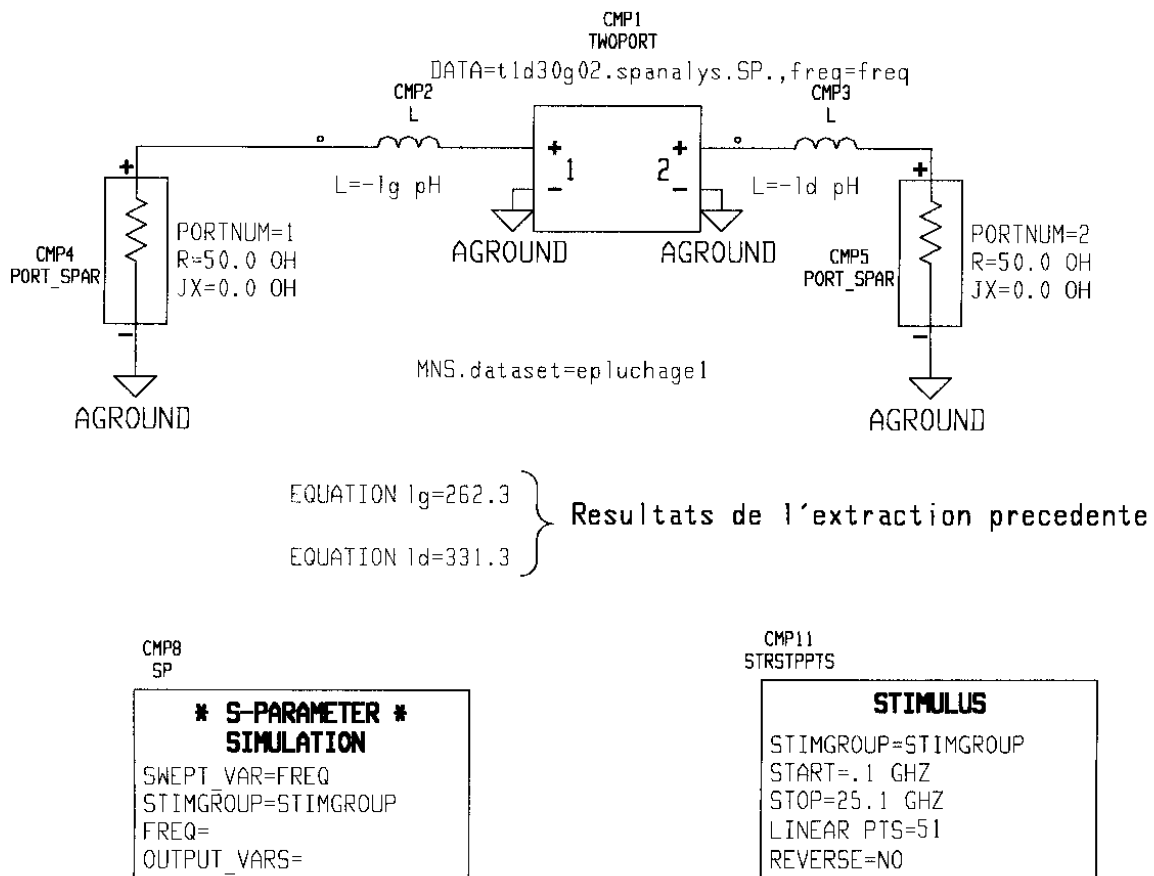


Fig. III-10 : Banc de mesure utilisé pour la détermination des éléments intrinsèques du transistor MESFET.

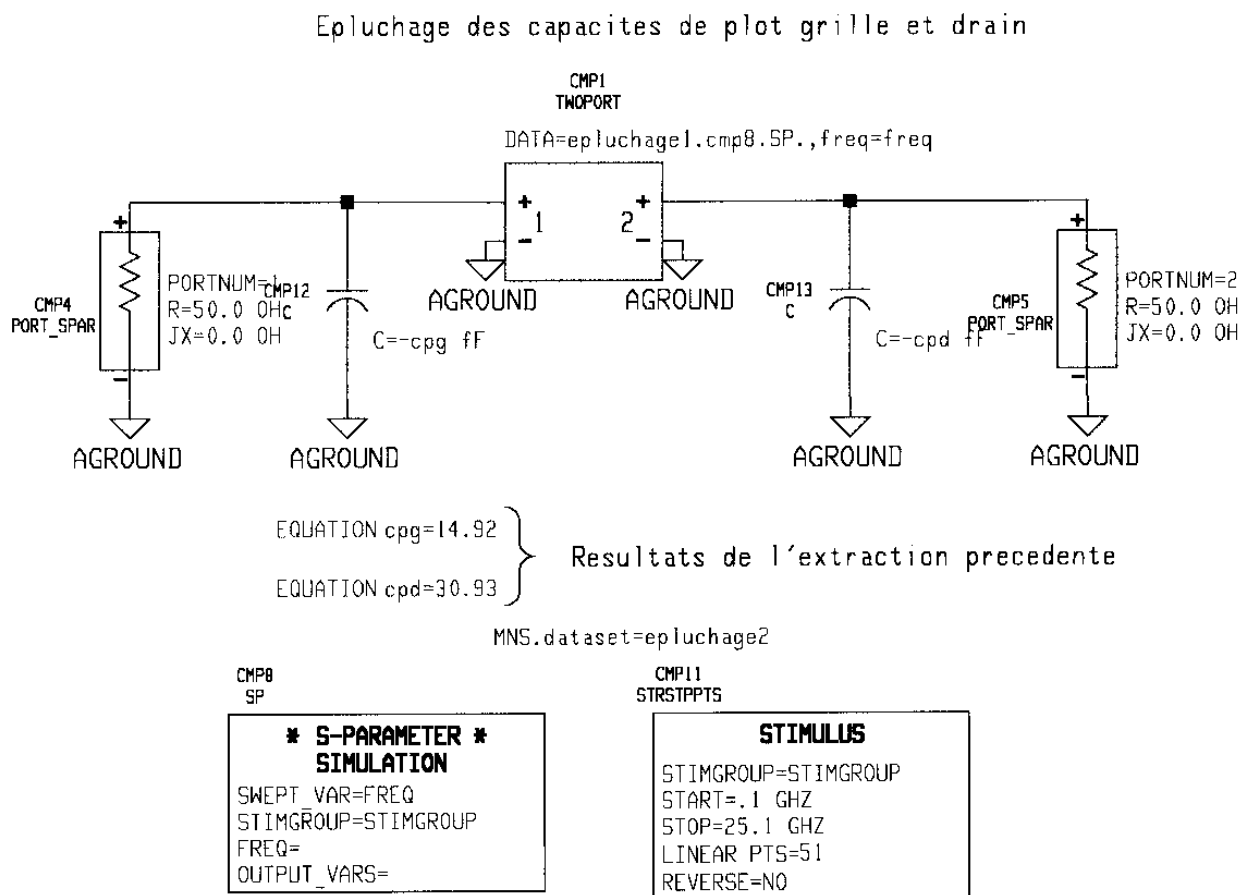
Il s'agit maintenant de faire l'épluchage des différents éléments extrinsèques afin de déterminer les éléments intrinsèques du transistor en suivant la procédure décrite à la figure 4 du chapitre II. Pour ce faire, nous avons utilisé le banc de mesure de la figure III-11 pour enlever les

valeurs des inductances extrinsèques de grille et de drain.



**Fig. III-11 : Epluchage des inductances de grille et de drain**

Puis, nous avons continué l'épluchage des mesures en enlevant les capacités de plot au niveau de la grille et du drain (Fig. III-12).



**Fig. III-12 : Epluchage des capacités externes de grille et de drain**

Enfin, nous avons enlevé les valeurs correspondantes des résistances extrinsèques de la grille et du drain (Fig. III-13).

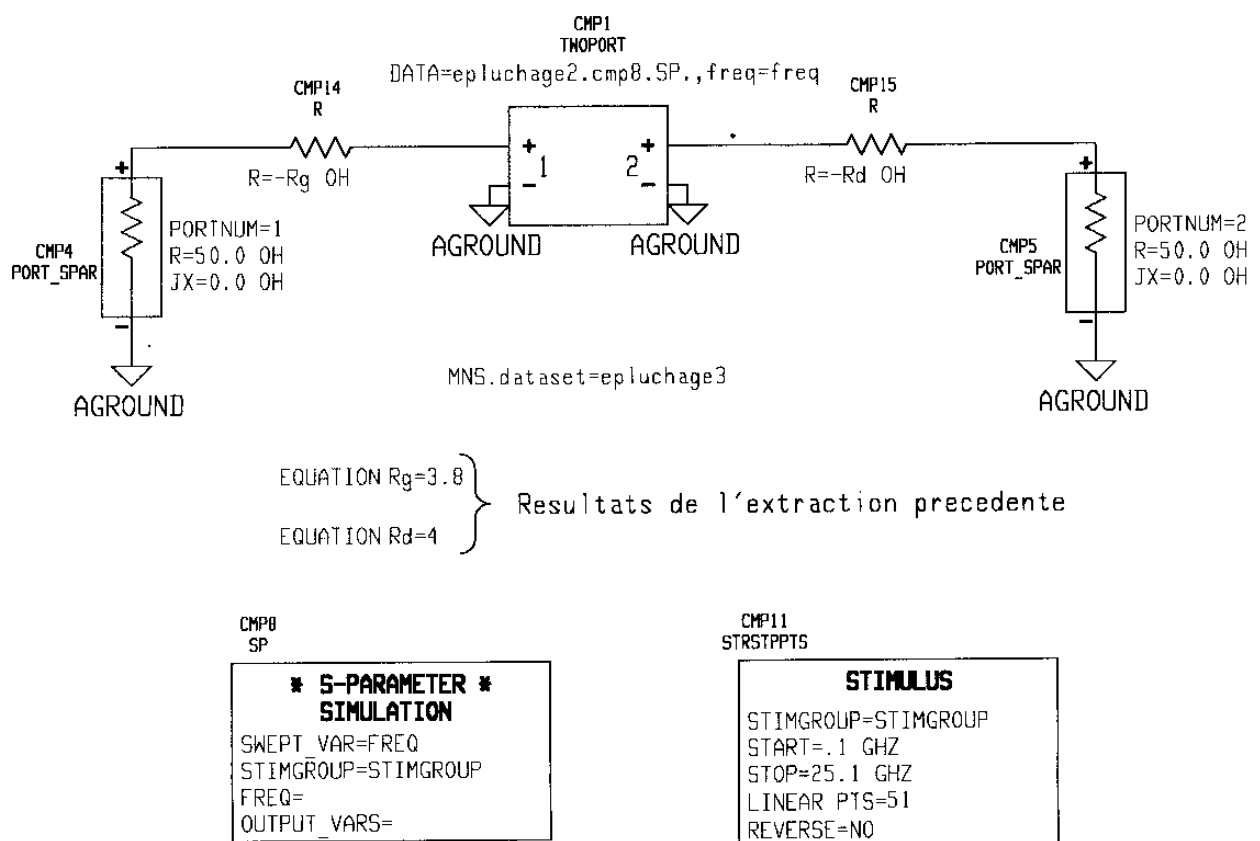
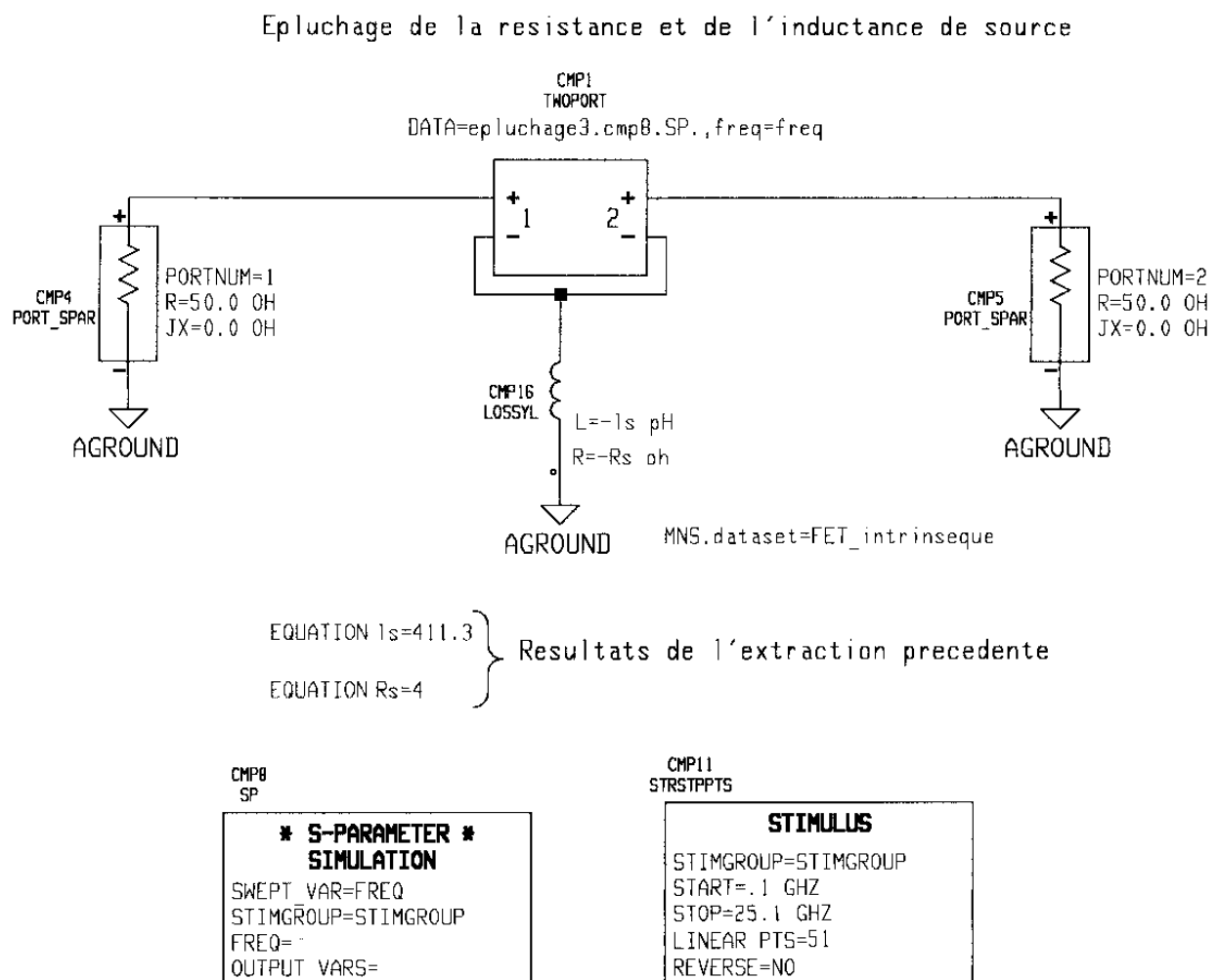


Fig. III-13 : Epluchage des résistances de grille et de drain

Une fois les composants extrinsèques de la grille et du drain enlevés, il faut soustraire à la matrice **[S]** totale les éléments extrinsèques de la source (Fig. III-14).



**Fig. III-14 :** Epluchage de la résistance et de l'inductance de source.

Il est alors temps de calculer la matrice après épluchage qui doit correspondre à la matrice du transistor intrinsèque.

Nous obtenons alors les valeurs de tous les éléments du transistor après optimisation par régression linéaire (Fig. III-15).

Dataset=intrinseques

Qualifier=

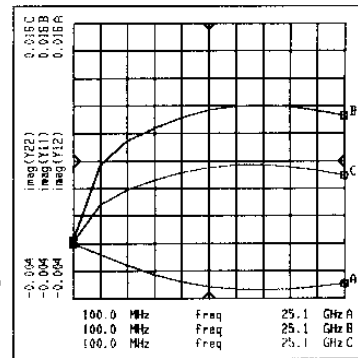
```

Cgd=-covariance(imag(y12),freq)/2/pi/variance(freq)
Cgs=covariance(imag(y11),freq)/2/pi/variance(freq)-Cgd
Cds=covariance(imag(y22),freq)/2/pi/variance(freq)-Cgd
gd0=mean(real(y22))
gm0=mean(real(y21))

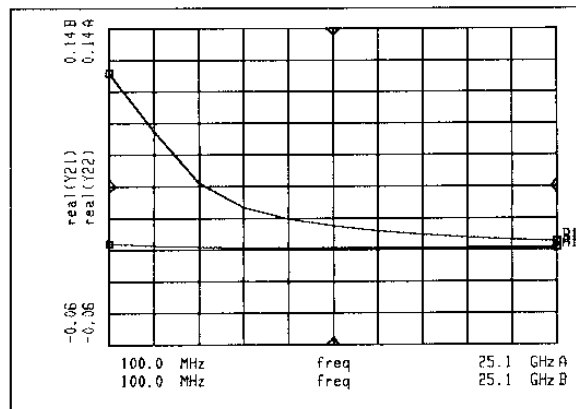
pulscar=(2*pi*freq)**2
Ri=covariance(real(y11),pulscar)/Cgs**2/variance(pulscar)
Cint=covariance(imag(y21),freq)/2/pi/variance(freq)
tau=-(Cgd+Cint)/gm0-Ri*Cgs

varf=variance(freq)
covarim21=covariance(imag(y21),freq)
meanf=mean(freq)
meanr21=mean(real(y21))
gm1=mean(real(y21))/(1-Ri*Cgs*tau1*4*pi*pi*meanf**2)
tau1=(Cgd+covarim21/(2*pi*varf)+Ri*Cgs*meanr21)/(-meanr21+(Cgd+covarim21/(2*pi*varf))*Ri*Cgs*4*pi*pi*(meanf)**2)

```



| Cgd       | Cgs       | Cds       | gd0       | gm0   | Ri     | tau       | tau1      | gm1   |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-------|--------|-----------|-----------|-------|
| 18.28E-15 | 23.67E-15 | 6.111E-15 | 1.700E-03 | 0.030 | 72.399 | 4.457E-12 | 4.180E-12 | 0.031 |



variance(pulscar)  $4\pi^2\pi^2\text{variance(puls)}$   
73.26E+42

mean(pulscar)  $4\pi^2\pi^2\text{mean(puls)}$   
8.734E+21

$4\pi^2\pi^2\text{variance(freq)**2}$   
1.855E+42

Fig. III-15 : Extraction des valeurs des éléments du transistor MESFET.

## V– SOMMAIRE DES RESULTATS

Un sommaire des différents paramètres du transistor MESFET est donné au tableau III-I. Les équations utilisées lors de l'optimisation par régression linéaire sont données sur la figure III-15.

**Tableau III-I :** Sommaire des valeurs des éléments du schéma électrique équivalent du transistor MESFET NE 71000 après extraction au point de polarisation  $\{V_{DS} = 0V \text{ et } V_{GS} = -2V\}$ .

| $R_g (\Omega)$ | $R_s (\Omega)$ | $R_d (\Omega)$ | $R_i (\Omega)$ |
|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 3,80           | 4,00           | 4,00           | 72,39          |

| $L_g (\text{pH})$ | $L_d (\text{pH})$ | $L_s (\text{pH})$ | $\tau (\text{ps})$ |
|-------------------|-------------------|-------------------|--------------------|
| 262,30            | 331,30            | 411,30            | 4,18               |

| $C_{gd} (\text{fF})$ | $C_{gs} (\text{fF})$ | $C_{ds} (\text{fF})$ | $C_{pg} (\text{fF})$ |
|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 18,28                | 23,67                | 6,11                 | 14,92                |

| $C_{pd} (\text{fF})$ | $g_{do} (\text{mS})$ | $g_{mo} (\text{mS})$ |
|----------------------|----------------------|----------------------|
| 30,93                | 1,70                 | 30,00                |

En ce qui concerne le transistor HEMT, un travail similaire a été accompli. Un sommaire des

différents paramètres du transistor HEMT est donné au tableau III-II.

**Tableau III-II :** Sommaire des valeurs des éléments du schéma électrique équivalent du transistor HEMT FHX04X après extraction au point de polarisation  $\{V_{DS} = 0V \text{ et } V_{GS} = -1V\}$ .

| $R_g (\Omega)$ | $R_s (\Omega)$ | $R_d (\Omega)$ | $R_i (\Omega)$ |
|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 3,13           | 8,04           | 5,70           | 80,01          |

| $L_g (\text{pH})$ | $L_d (\text{pH})$ | $L_s (\text{pH})$ | $\tau (\text{ps})$ |
|-------------------|-------------------|-------------------|--------------------|
| 114,00            | 307,04            | 208,98            | 3,16               |

| $C_{gd} (\text{fF})$ | $C_{gs} (\text{fF})$ | $C_{ds} (\text{fF})$ | $C_{pg} (\text{fF})$ |
|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 133,24               | 129,10               | 102,91               | 359,02               |

| $C_{pd} (\text{fF})$ | $g_{do} (\text{mS})$ | $g_{mo} (\text{mS})$ |
|----------------------|----------------------|----------------------|
| 174,00               | 1,31                 | 17,50                |

## VI – CONCLUSION

Une fois les résultats obtenus, une validation est essentielle pour s'assurer de la fiabilité de notre démarche. La conception d'un circuit incluant le transistor est alors nécessaire. C'est notre dernière étape.

---

La dernière partie de notre travail consiste en la validation de nos résultats. La méthode la plus directe pour vérifier la précision des résultats obtenus est de calculer la matrice S et la comparer avec celle mesurée au début du processus d'extraction.

## I – VALIDATION PAR LA MÉTHODE DIRECTE

C'est ainsi que dans un premier temps, nous avons calculé la matrice S du transistor NE71000 en partant des éléments du circuit électrique équivalent déterminés précédemment (Tableau I du chapitre III). Puis, nous avons comparé les paramètres S obtenus avec ceux que nous avons mesurés.

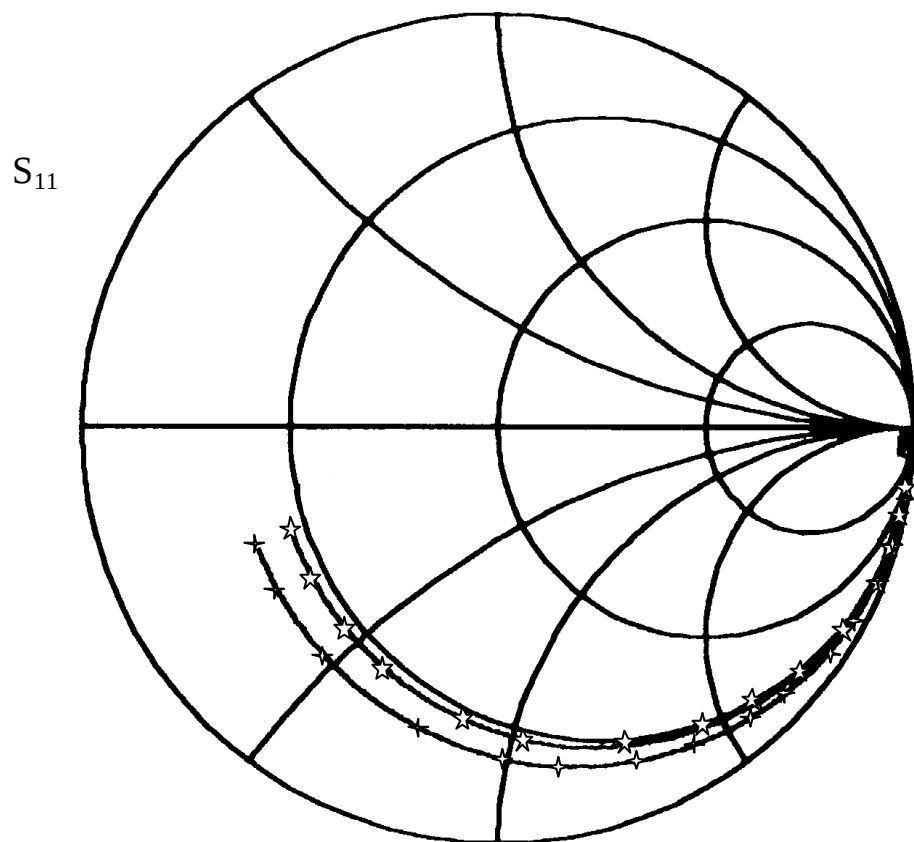
Les résultats obtenus montrent un très bon accord entre les paramètres des deux matrices de dispersion (Fig. IV-1 et IV-2), et ce pour un point de polarisation dont les valeurs sont  $\{V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} = -2 V\}$ .

De plus, sachant que les paramètres S sont très sensibles aux variations des conditions de polarisation, nous avons mesuré les paramètres S du MESFET à un autre point de polarisation soit le point  $\{V_{DS} = 1V$  et  $V_{GS} = -3 V\}$ . Nous avons utilisé une nouvelle fois notre méthode d'extraction pour en déduire la nouvelle matrice S. Là encore, les résultats montrent une parfaite concordance avec les paramètres mesurés (Fig. IV-1 et IV-2) [19], [20].

Même si cette forme de validation, dite méthode directe, est utilisée très couramment dans les publications [20],[4] – [8], elle peut engendrer des questions sur sa fiabilité. En effet, utiliser des données pour générer des valeurs puis comparer ces dernières avec les données d'origine peut ne pas paraître une approche totalement scientifique.

Pour lever toute équivoque sur la validité de nos résultats et la fiabilité de notre méthode, nous avons décidé de concevoir un circuit basé sur les valeurs obtenues pour le

transistor NE 71000. Le choix de ce transistor plutôt que le HEMT est motivé par le fait que le MESFET est plus accessible (moins cher et plus robuste à la polarisation).

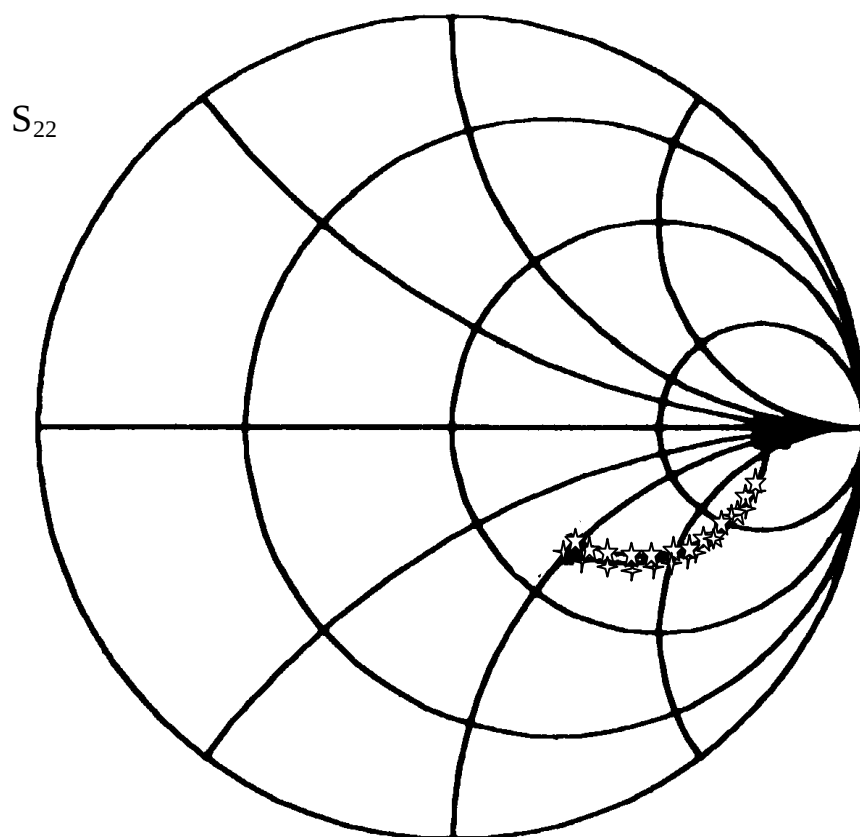


**Fig. IV-1** : Comparaison entre les paramètres  $S_{11}$  calculés et mesurés

(☆)  $\{V_{DS} = 0V \text{ et } V_{GS} = -2V\}$ .

(◇)  $\{V_{DS} = 1V \text{ et } V_{GS} = -3V\}$ .

(-)  $V_{DS}$  calculée



**Fig. IV-2 :** Comparaison entre les paramètres  $S_{22}$  calculés et mesurés

(☆){ $V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} = -2 V$ }.

(◇){ $V_{DS} = 1V$  et  $V_{GS} = -3 V$ }.

( - )  $V_{DS}$  calculée

## II – VALIDATION PAR LA MÉTHODE INDIRECTE

La dernière partie de notre travail a consisté en la validation de nos résultats par la méthode indirecte qui utilise le circuit équivalent du transistor pour concevoir un circuit à base de ce transistor. C'est ainsi que nous avons réalisé et mesuré des amplificateurs micro-ondes à base du transistor NE 71000 que nous avons caractérisé.

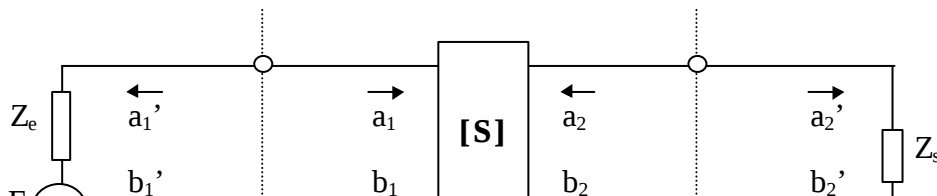
Les amplificateurs sont des circuits de base en électronique analogique haute fréquence [9], [21] – [25]. Pour illustrer nos résultats, nous avons retenu un amplificateur à gain moyen qui est un circuit linéaire fonctionnant en classe A.

### II.1 – Principe d'un amplificateur micro-ondes

L'élément actif de base d'un amplificateur micro-ondes est un transistor caractérisé par ses paramètres de dispersion  $S_{ij}$  :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{IV-1})$$

où  $a_k$  et  $b_k$  désignent respectivement l'onde incidente entrante et l'onde réfléchie sortante de la porte  $k$  correspondante. Le transistor est excité par un générateur d'amplitude  $E$  et d'impédance interne  $Z_e$  et chargé par une impédance  $Z_s$  dont les coefficients de réflexion sont notés respectivement  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  (Fig. IV-3) [9], [21].



**Fig. IV-3** : Schéma de principe d'un amplificateur à transistor.

Pour toute conception d'amplificateur, les caractéristiques recherchées sont principalement une bonne adaptation et une stabilité parfaite alliées soit à un gain élevé (amplificateur de puissance), un facteur de bruit faible (amplificateur faible bruit) ou un compromis bruit-gain (amplificateur à gain moyen). Afin d'y parvenir, le choix des impédances de source  $Z_e$  et de charge  $Z_s$  est essentiel. Aussi, concevoir un amplificateur revient à déterminer les coefficients de réflexion  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  adéquats donnant les performances recherchées [9], [21], [26] – [30].

## II.2 – Stabilité et adaptation d'un amplificateur

Si stabiliser un amplificateur revient à le fermer par des impédances à partie réelle positive ( $|\Gamma_e| < 1$  et  $|\Gamma_s| < 1$ ), l'adapter consiste à réaliser d'une part un transfert maximal de puissance entre la source et le transistor et d'autre part entre le transistor et la charge.

En notant par  $\Gamma_1$  le coefficient de réflexion à l'entrée du transistor à sortie adapté ( $a_2 = 0$ ) et par  $\Gamma_2$  le coefficient de réflexion à la sortie du transistor à entrée adapté ( $a_1 = 0$ ), ces deux conditions d'adaptation se traduisent par :

$$G_1 = \frac{b_1}{a_1} = G_e^* \quad \text{et} \quad G_2 = \frac{b_2}{a_2} = G_s^* \quad (2)$$

où le signe (\*) correspond au complexe conjugué.

Une combinaison des équations (IV-1) et (IV-2) donne :

$$G_e = \left( S_{11} + \frac{G_s S_{12} S_{21}}{1 - G_s S_{22}} \right)^* \quad (\text{IV-3-a})$$

$$G_s = \left( S_{22} + \frac{G_e S_{12} S_{21}}{1 - G_e S_{11}} \right)^* \quad (\text{IV-3-b})$$

En combinant ces deux égalités, on obtient deux équations du second degré dont les solutions sont [9] - [22], [26] :

$$G_e = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2 C_1} \quad (\text{IV-4-a})$$

$$G_s = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2 C_2} \quad (\text{IV-4-b})$$

avec :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2$$

$$C_1 = S_{11} - D S_{22}^*$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D|^2$$

$$C_2 = S_{22} - D S_{11}^*$$

et où  $\Delta$  est le déterminant de la matrice  $[S]$  :

$$D = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

En remarquant que ces expressions sont invariantes dans l'échange des indices 1 et 2, nous pouvons les réécrire sous une même forme :

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = B_2^2 - 4|C_2|^2 = 4(K^2 - 1)|S_{12} S_{21}|^2$$

qui fait apparaître un facteur  $K$  dit facteur de Rollett et égal à :

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (\text{IV-5})$$

Cette forme montre que la possibilité d'une adaptation simultanée à l'entrée et à la sortie dépend de la valeur de  $K$  [9], [21].

a)  $K \equiv 1$  : ce cas n'est pas pratique puisque nous avons :

$$|G_e| = |G_s| = 1$$

qui correspond à des impédances de charges nulles ou infinies (cas extrêmes non pratiques).

b)  $K \geq 1$  : explicitons les deux solutions de  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  :

$$G_e' = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1};$$

$$G_e'' = \frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

et

$$G_s' = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2};$$

$$G_s'' = \frac{B_2 + \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

en remarquant que le produit de leurs modules est égal à l'unité :

$$|\Gamma_e'| \cdot |\Gamma_e''| = 1$$

et

$$|G_s'| \cdot |G_s''| = 1$$

on en déduit qu'une des deux solutions de  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  aura un module inférieur à l'unité.

Il est donc toujours possible d'adapter simultanément l'entrée et la sortie du transistor tout en le maintenant stable. Pour expliciter laquelle des solutions est à retenir, considérons la valeur du déterminant  $\Delta$  :

\*  $|D| < 1$  : le couple de solutions à retenir est  $\{ \Gamma_e', \Gamma_s' \}$ .

\*  $|D| > 1$  : le couple de solutions à retenir est  $\{ \Gamma_e'', \Gamma_s'' \}$ .

c)  $\underline{K} \leq \underline{-1}$  : pour cette valeur du coefficient K, le couple de solutions possibles est  $\{ \Gamma_e', \Gamma_s'' \}$  ou  $\{ \Gamma_e'', \Gamma_s' \}$ .

Dans ce cas, non seulement l'adaptation simultanée n'est pas possible, mais de plus, l'amplificateur est instable car on associe une racine de module supérieur à l'unité à une racine de module inférieur à l'unité.

d)  $\underline{-1} \leq \underline{K} \leq \underline{1}$  : l'adaptation simultanée est impossible et l'amplificateur est dit conditionnellement stable car seules certaines valeurs de  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  sont possibles pour éviter une instabilité de l'amplificateur.

Dans ce cas, il est nécessaire de délimiter les régions dans lesquelles il faut choisir les impédances de fermeture assurant la stabilité.

Ainsi, le lieu des valeurs de  $\Gamma_s$  donnant la valeur critique  $\{ \Gamma_1 = 1 \}$  est un cercle dans le plan complexe de centre  $\Omega_2$  et de rayon  $R_2$  :

$$\Omega_2 = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_2 = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$
(IV-6)

De même pour  $\Gamma_e$  :

$$\Omega_1 = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_1 = \frac{|S_{21} S_{12}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$
(IV-7)

Comme généralement les paramètres de dispersion  $S_{ii}$  qui se situent sur la diagonale de la matrice  $S$  ont un module inférieur à l'unité ( $|S_{ii}| < 1$  ;  $i = 1,2$ ), le domaine délimité par le cercle  $\{ \Omega_i, R_i \}$  qui ne contient pas le centre de l'abaque correspond à des valeurs du coefficient de réflexion engendrant l'instabilité.

Cependant ces différents cas qui génèrent des régions de stabilité ne donnent qu'une indication sommaire sur le choix des fermetures (impédances de charges).

Pour mieux cerner ces valeurs, il faut donner des indications supplémentaires sur les

---

performances à atteindre. C'est ainsi qu'un choix approprié de gain va permettre de déterminer exactement les impédances  $Z_e$  et  $Z_s$ .

Cette analyse est très schématique. Son but est de permettre de suivre le processus de conception des amplificateurs à partir des paramètres S, source de tous nos calculs.

### III – CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR

#### III.1 – Gain en puissance

Le gain en puissance  $G_p$  d'un amplificateur est défini comme le rapport de la puissance délivrée à la charge sur la puissance d'entrée :

$$G_p = \frac{|b_1|_2^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} \quad (\text{IV-8})$$

Il est ainsi indépendant de la source  $Z_e$ . Aussi, pour simplifier les calculs, on suppose que l'entrée est adaptée et le gain s'écrit :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |G_s|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |G_s|^2 \left( |S_{22}|^2 - |D|^2 \right) - 2 \operatorname{Re}(C_2 G_s)} \quad (\text{IV-9})$$

En introduisant la valeur normalisée :

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |G_s|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |G_s|^2 \left[ \left( |S_{22}|^2 - |D|^2 \right) \right] - 2 \operatorname{Re}(C_2 G_s)} \quad (\text{IV-10})$$

il est possible de montrer que le lieu  $\Gamma_s$  donnant un gain constant  $g_p$  est un cercle dit "cercle à gain constant" de rayon  $R_p$  et de centre  $\Omega_p$  :

$$\Omega_p = \frac{g_p (S_{22}^* - D^* S_{11})}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |D|^2)} \quad (\text{IV-11-a})$$

et :

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2 K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2}}{\left| 1 + g_p (|S_{22}|^2 - |D|^2) \right|} \quad (\text{IV-11-b})$$

Une fois la valeur de  $\Gamma_s$  obtenue, le coefficient  $\Gamma_e$  se déduit par :

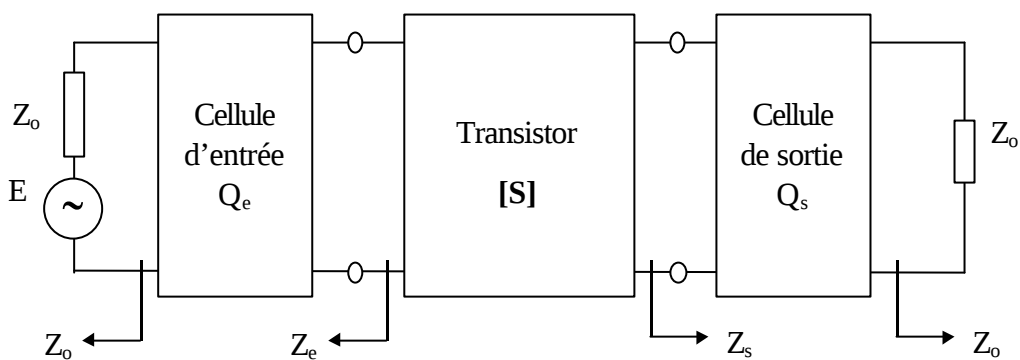
$$G_e = \left( \frac{S_{11} - D G_s}{1 - G_s S_{22}} \right)^* \quad (\text{IV-12})$$

### III.2 – Cellules d'adaptation

Une fois les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie déterminés, les impédances  $Z_e$  et  $Z_s$  sont connues.

L'étape finale consiste à adapter l'amplificateur aux lignes d'accès d'impédance caractéristique  $Z_0$ , donc de déterminer les cellules d'adaptation  $Q_e$  et  $Q_s$  permettant de passer de  $Z_e$  et  $Z_s$  à  $Z_0$ .

La fig. IV-4 montre le schéma de principe de l'amplificateur avec les cellules d'adaptation en entrée et en sortie du transistor.



**Fig. IV-4** : Schéma d'un amplificateur avec les cellules d'adaptation.

Le réseau d'adaptation est en général un circuit LC. Il est donc théoriquement sans pertes et est déterminé en fonction de la bande passante de l'amplificateur. Son rôle peut être double : adapter mais aussi linéariser la courbe du gain i.e., rendre le gain le plus constant possible sur toute la bande de fréquence de travail de l'amplificateur.

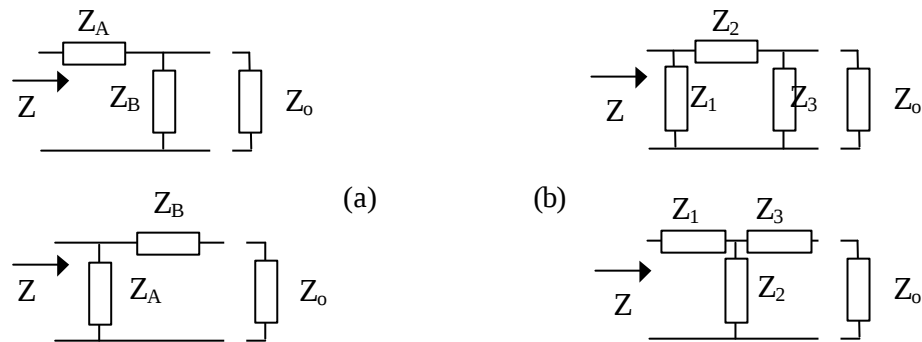
Dans cette optique, plusieurs auteurs ont développé des méthodes de calcul et proposé des configurations de circuits amplificateurs, que ce soit en bande étroite ou à large bande.

En bande étroite, le calcul se faisant généralement pour une fréquence fixe qui est la fréquence centrale de l'amplificateur, le problème se réduit à adapter une impédance complexe  $Z$  à

$Z_0$ . Selon le support de transmission retenu (guide, ligne planaire, ...), les éléments LC des cellules d'adaptation peuvent se présenter sous différentes formes : tronçons de lignes, stubs, ...[9], [21].

De plus, il faut distinguer entre :

- Circuits en "L" utilisés pour les circuits à bande très étroite. La valeur inductive ou capacitive des impédances  $Z_A$  et  $Z_B$  dépend de l'impédance  $Z$  à adapter (Fig. IV-5-a).
- Circuits en "Té" ou en "Pi" pour des largeurs de bande relativement plus grandes (Fig. IV-5-b).



**Fig. IV-5** : Cellules d'adaptation en bande étroite :

**(a)** : circuits en "L"

**(b)** : circuits en "Té" et "Pi".

### III.3 – Choix des cellules d'adaptation

De par leur très faible valeur relativement aux autres composants du circuit électrique équivalent du transistor, les composants extrinsèques sont les plus délicats à estimer lors d'une méthode d'extraction.

Nous devons donc nous concentrer plus particulièrement sur ces composants pour valider nos résultats sans pour autant négliger les éventuelles erreurs dues aux autres composants.

Comme les cellules d'adaptation sont très sensibles aux paramètres extrinsèques du transistor, leur conception est alors essentielle pour valider notre méthode. Il faut donc concevoir des cellules d'adaptation qui permettraient de mettre en relief cet aspect de l'extraction.

Dans le cas de circuits micro-ondes, les cellules à composants distribués sont utilisées en faisant appel aux lignes de transmission dites lignes planaires comme la ligne microruban [29] – [32].

Avant de continuer, quelques rappels sur les lignes sont essentiels.

#### III.4 – Quelques résultats sur les lignes

L'impédance en un point d'une ligne distant de  $z'$  de la charge s'écrit :

$$Z(z') = \frac{V(z')}{I(z')} = Z_o \frac{Z_L + Z_o \tanh(\gamma z')}{Z_o + Z_L \tanh(\gamma z')} \quad (\text{IV-13})$$

où  $Z_o$  et  $Z_L$  sont respectivement l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance de charge.  $\gamma$  est la constante de propagation ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ).

On peut montrer que si les lignes sont sans pertes (ou à très faibles pertes), cette équation devient :

$$Z(z') = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta z')}{Z_o + jZ_L \tan(\beta z')} \quad (\text{IV-14})$$

De cette relation, on peut tirer quelques résultats intéressants.

**\* Circuit Ouvert ( $Z_L = \infty$ ) :**

$$Z_{io} = jX_{oi} = -\frac{jZ_o}{\tan(\beta l)} \quad (\text{IV-15})$$

**IMPÉDANCE PUREMENT RÉACTIVE**(capacitive si  $0 < l < l/4$  ou inductive si  $l/4 < l < l/2$ )Si  $l$  est très petit par rapport à la longueur d'onde :  $bl \ll 1$  :

$$Z_{io} = jX_{oi} \approx -\frac{jZ_o}{bl} = -j \frac{\sqrt{L/C}}{\omega l \sqrt{LC}} = -j \frac{1}{\omega C l} \quad (\text{IV-16})$$

**\* Court circuit ( $Z_L = 0$ ) :**

$$Z_{is} = jX_{is} = jZ_o \tan(bl) \quad (\text{IV-17})$$

**IMPÉDANCE PUREMENT RÉACTIVE**(inductive si  $0 < l < l/4$  ou capacitive si  $l/4 < l < l/2$ )Si  $l$  est très petit par rapport à la longueur d'onde :  $bl \ll 1$  :

$$Z_{is} = jX_{is} \approx jZ_o bl = j \sqrt{\frac{L}{C}} \omega l \sqrt{LC} = j\omega L l \quad (\text{IV-18})$$

**\* Ligne quart d'onde ( $l = l/4$ ) :**

$$Z_i = \frac{Z_o^2}{Z_L} \quad (\text{IV-19})$$

**Une ligne quart d'onde transforme l'impédance de charge ramenée à l'entrée**

Ainsi, selon que l'impédance de la cellule d'adaptation soit inductive ou capacitive, la ligne en circuit ouvert ou court circuit est utilisée. Si elle est mise en parallèle avec le circuit, on parle de stubs. De plus, le dernier résultat sur les lignes est très important car nous allons nous servir de cette

---

propriété de la ligne  $\lambda/4$  pour réaliser les cellules d'adaptation avec des stubs de longueur quart d'onde.

Parmi toutes les combinaisons possibles de composants à constantes distribués en ligne microruban, les stubs sont les plus adéquats pour notre étude car il sont les plus sensibles aux variations de la fréquence centrale dues à une désadaptation ou à une erreur dans la détermination des longueurs physiques des lignes.

En effet, ils sont calculés pour une longueur physique proportionnelle à la longueur d'onde  $\lambda$  de la fréquence centrale du circuit amplificateur. Les stubs sont alors très sensibles à tout écart autour de la valeur exacte de la longueur d'onde. Ce sont des indicateurs qui donnent une évaluation très précise sur les erreurs éventuelles.

On distingue :

- Les stubs en court circuit.
- Les stubs en circuit ouvert
- Les stubs radiaux

Les stubs en court circuit sont très difficiles à mettre au point puisque la liaison à la masse (relier le stub au boîtier externe) doit être exempte de toute désadaptation (TOS minimum très proche de l'unité). De plus, si plusieurs stubs en court circuit doivent exister au sein du même circuit, leur mise à la masse présente des difficultés techniques qui rendent leur usage très complexe.

D'un autre côté, les stubs en circuit ouvert présentent beaucoup moins de difficultés à implémenter. Néanmoins, il est très difficile de garantir une impédance infinie au bout du stub. De plus, une impédance infinie implique des effets de radiation et donc de pertes dans le circuit.

Tous ces aspects nuisent au bon fonctionnement et à la sensibilité des cellules d'adaptation [9], [29] - [30], [33].

### III.5 – Stubs radiaux

Une solution très intéressante est d'utiliser des stubs radiaux. En effet, les stubs radiaux ont la caractéristique de présenter une impédance pratiquement nulle à leur entrée. On peut donc créer « artificiellement » une mise à la masse en présentant au stub parallèle une impédance nulle à son extrémité.

Cet artifice donne l'avantage d'éviter les stubs en circuit ouvert sujets à des pertes et des radiations (possibilité d'oscillation de l'amplificateur si ce dernier est mis dans un boîtier). De plus, les stubs en court circuit sont plus sûrs du point de vue réponse en fréquence. En définitive, les stubs radiaux sont donc une bonne solution à ce problème.

Ils seront utilisés en complément des tronçons de lignes parallèles pour assurer le court circuit lorsque de faibles valeurs d'impédances et un très faible coefficient de réflexion (Faible TOS) sont exigées [34], [35].

#### *a) Calcul d'un stub radial :*

La configuration et les paramètres géométriques de base d'un stub radial en ligne microruban sont donnés à la Fig. IV-6.

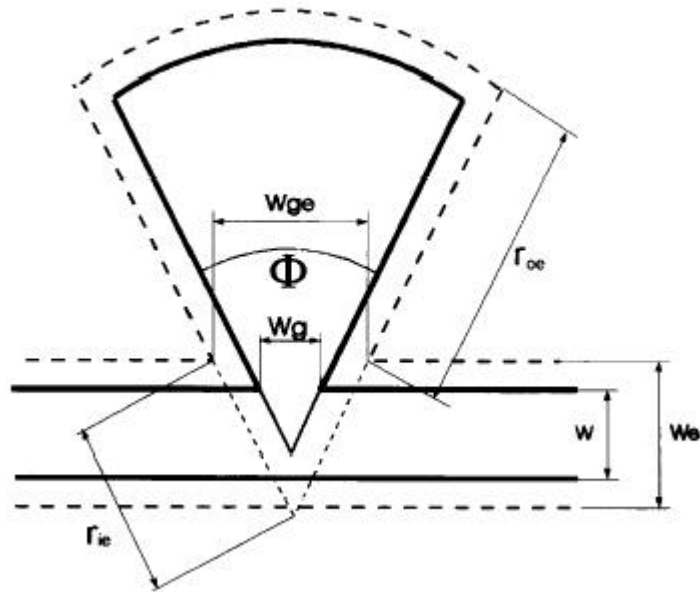


Fig. IV-6 : Stub radial.

Dans cette figure,  $r_{ie}$  et  $r_{oe}$  sont respectivement les rayons internes et externes du stub,  $w$  est la largeur du stub en circuit ouvert,  $w_e$  et  $w_{ge}$  sont les largeurs de référence pour lesquelles les rayons sont mesurés (l'indice « e » indique des dimensions effectives).  $w_g$  est la largeur d'ouverture du stub radial et  $\phi$  est l'angle d'ouverture du stub radial.

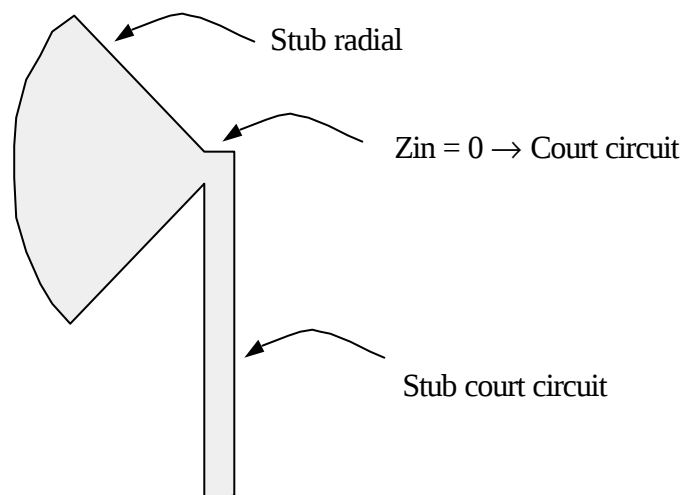
Le stub travaillant par rapport à une fréquence de résonance donnée, cette dernière est déterminée en fonction de la longueur d'onde par la relation approximative [36] :

$$l \approx 2p\sqrt{e_r}(r_{oe} - r_{ie}) \quad (IV-20)$$

**b) Application aux cellules d'adaptation :**

Pour des stubs en court circuit, on peut calculer le stub de telle façon que l'impédance ramenée à l'entrée du stub radial soit nulle. La procédure de calcul du stub total (stub court circuit + stub radial) serait alors la suivante (Fig. IV-7) :

- Calculer le stub en court circuit
- Mettre le stub radial en bout du stub en court circuit
- Calculer les paramètres du stub (en utilisant des tables de fonctions [29]) pour avoir une impédance d'entrée nulle ou tout au moins très faible.



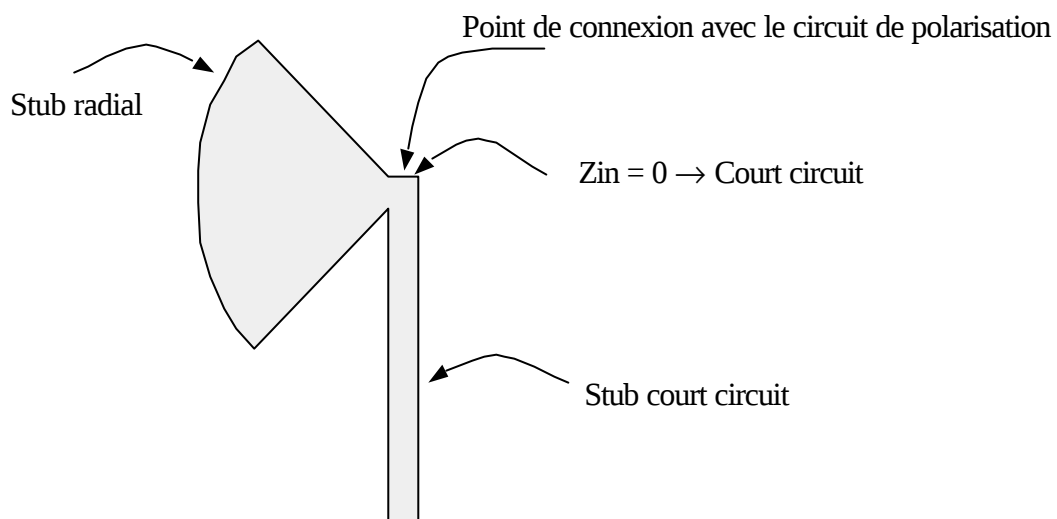
**Fig. IV-7 :** Combinaison stub radial - stub court circuit.

Le point suivant concerne le circuit de polarisation du transistor. Là encore, le stub radial permet d'éliminer des circuits supplémentaires (sources d'erreurs).

Il suffit d'appliquer la tension de polarisation au niveau du court circuit « virtuel » puisque le circuit de polarisation en ce point ne sera pas en court circuit du point de vue analyse DC (tension non nulle en continu) tout en étant en court circuit en alternatif (tension

AC nulle) (Fig. IV-8). Il ne sera donc pas une perturbation pour le circuit micro-onde. Il est alors possible d'éviter de rajouter des selfs de choc et des capacités de découplage au circuit final.

Ce point très important permet donc d'éviter les circuits trop complexes où il sera difficile d'interpréter les résultats et de déceler les points à corriger éventuellement.



**Fig. IV-8 :** Combinaison stub radial - stub court circuit avec circuit de polarisation.

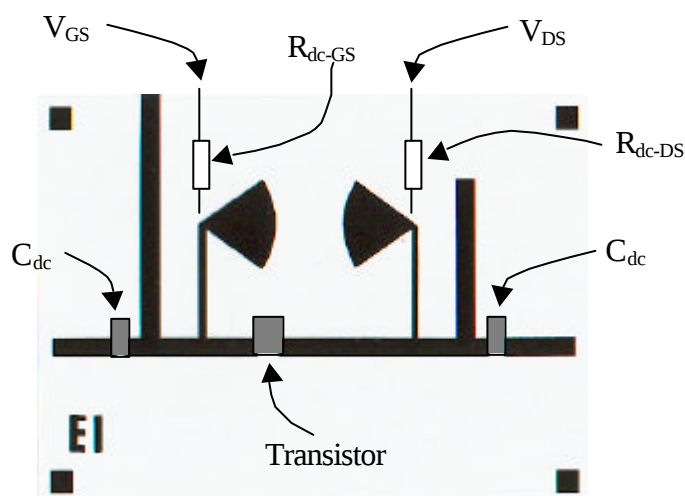
## IV – RÉALISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Pour s'assurer de la validité des résultats obtenus, nous avons retenu le principe de conception d'un amplificateur. Cette démarche doit nous assurer du fait que les mesures de paramètres S faites par analyseur de réseau ont été correctement réalisées et interprétées et que les valeurs des différents composants du circuit équivalent sont conformes à celles obtenues par régression linéaire multiple.

#### IV.1 – Amplificateur à 4 GHz avec $V_{DS} = 5V$ et $V_{GS} = -1 V$

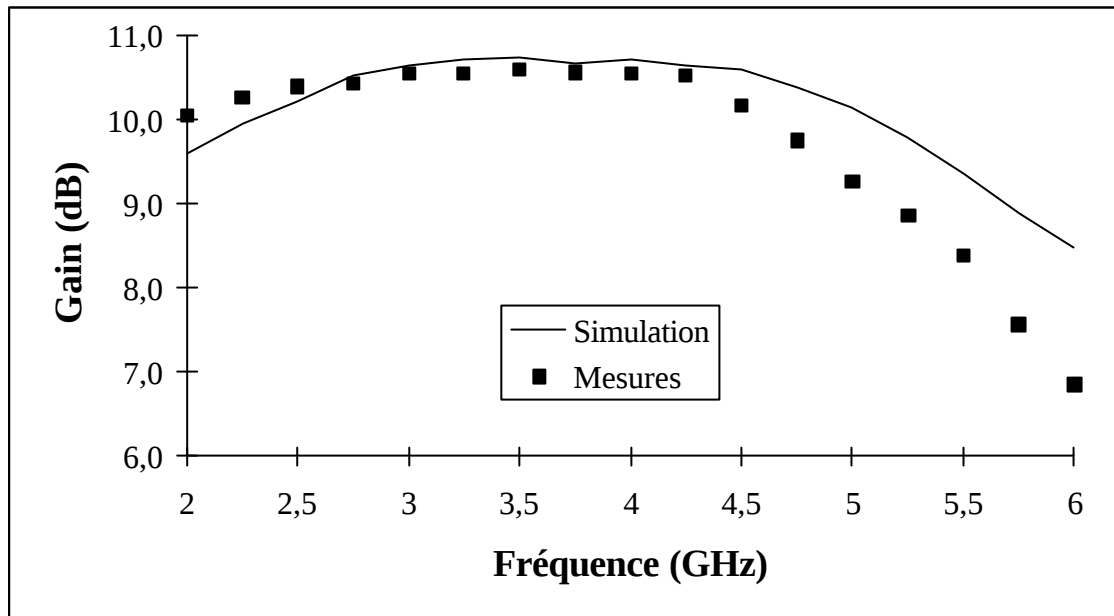
Un premier amplificateur a été réalisé. Il repose sur les conditions de mesures des paramètres S soit un point Q de polarisation de  $\{V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V\}$ . Nous avons choisi des conditions de polarisation différentes de celles qui ont été utilisées lors de la caractérisation du transistor et de la validation des résultats par la méthode directe que sont  $[ \{V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} = -2 V\}$  et  $\{V_{DS} = 1V$  et  $V_{GS} = -3 V\} ]$  afin de nous assurer de la fiabilité de nos résultats. La fréquence centrale est de 4 GHz. Elle est prise dans l'intervalle de mesure considéré dans le chapitre précédent, soit 100MHz à 25.1GHz.

Le circuit réalisé est présenté à la Fig. IV-9. Il comporte deux cellules d'adaptation d'entrée - sortie comprenant chacune un stub en circuit ouvert et une combinaison « stub court circuit - stub radial ». Les capacités  $C_{dc}$  sont des capacités de liaison qui servent à isoler le continu de l'entrée et de la sortie du circuit (capacités équivalentes à un court circuit en alternatif). Les capacités  $R_{dc-GS}$  et  $R_{dc-DS}$  sont des résistances de polarisation pour les tensions  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$  respectivement.



**Fig. IV-9 :** Amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

Les résultats expérimentaux du gain d'amplification sont montrés à la Fig. IV-10 (mesurés sur analyseur de réseau HP8410B).



**Fig. IV-10 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour l'amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

Les valeurs calculées ont été obtenues de la manière suivante :

- Étape 1: Mesure des paramètres S pour le point de polarisation retenu et pour une excursion en fréquence selon le domaine de fonctionnement du circuit,
- Étape 2 : Détermination des valeurs des composants du circuit électrique équivalent après extraction et régression linéaire,
- Étape 3 : Calcul des nouveaux paramètres S en se servant du circuit équivalent issu de l'étape précédente. *Cette étape est très importante à comprendre car il ne s'agit pas d'une simple manœuvre du type « a » implique « b » qui à son tour implique « a ».*

Il ne s'agit pas de démarrer à partir de la matrice S mesurée pour revenir à une même matrice

---

S après calculs et optimisation. La matrice S de départ est une matrice issue de mesures au point de polarisation qui est {  $V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} = -2V$  }.

La matrice S obtenue après calcul est déduite du circuit équivalent au point de polarisation qui est {  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1V$  }. Elle est totalement différente et pourra donc bien traduire la précision de notre calcul ou les erreurs éventuelles.

- Étape 4 : Détermination des coefficients de réflexion en entrée et en sortie du transistor,
- Étape 5 : Calcul des circuits électriques des cellules d'adaptation,
- Étape 6 : Détermination de leur équivalent en éléments distribués (lignes et stubs),
- Étape 7 : Calcul du gain de l'amplificateur.

Les résultats expérimentaux présentent un écart significatif dans la partie haute de la bande passante de l'amplificateur ainsi qu'un écart dans la fréquence centrale (la bande passante de l'amplificateur s'est déplacée). Les causes possibles de ces écarts peuvent être de trois ordres :

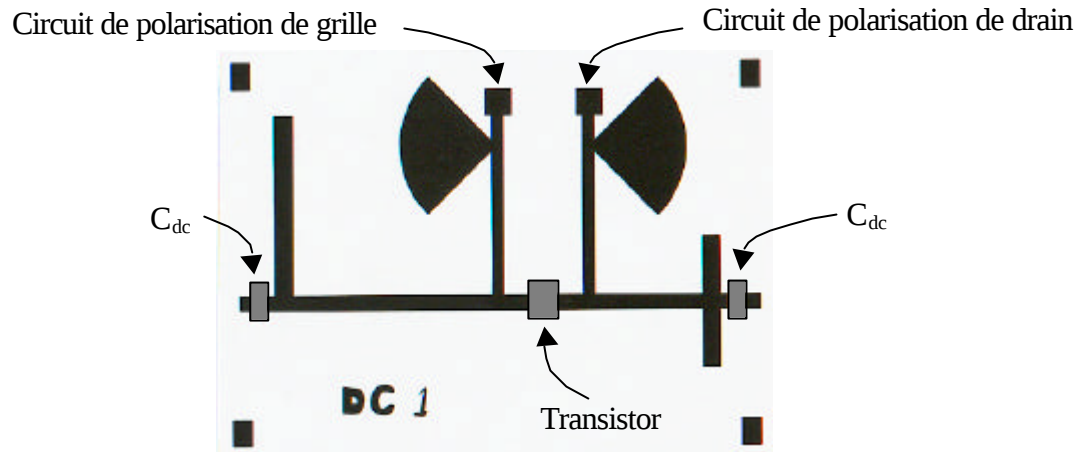
- La matrice S calculée est erronée.
- Les stubs en circuit ouvert ont présenté des pertes significatives surtout en haute fréquence.
- Le circuit de polarisation a perturbé la mise en court circuit de la combinaison « stub court circuit – stub radial ».

En se basant toujours sur le principe que la matrice déterminée est correcte, nous avons essayé de corriger les deux dernières causes d'erreurs.

#### IV.2 – Deuxième amplificateur à 4 GHz avec $V_{DS} = 5V$ et $V_{GS} = -1V$

Pour cela, nous avons conservé la même matrice S (et donc le même point de polarisation)

et la même fréquence centrale pour réaliser un deuxième amplificateur (montré à la Fig. IV-11).



**Fig. IV-11** : Deuxième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

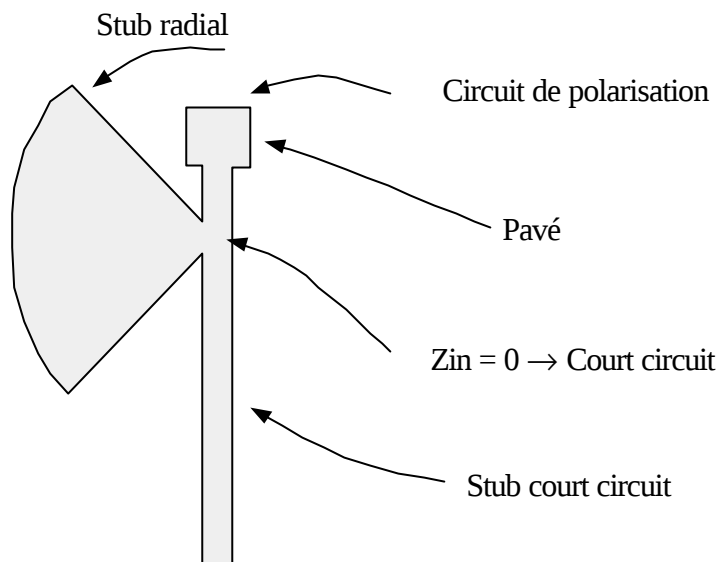
Dans ce schéma, nous avons réduit l'effet des stubs en circuit ouvert par des transformations.

Ainsi, nous avons remplacé le stub de sortie (dont l'impédance caractéristique est  $Z_0$ ) par la mise en parallèle de deux stubs identiques en circuit ouvert (d'impédance caractéristique identique et égale à  $2*Z_0$ ). Le stub d'entrée a vu également sa longueur diminuée par un changement d'impédance caractéristique.

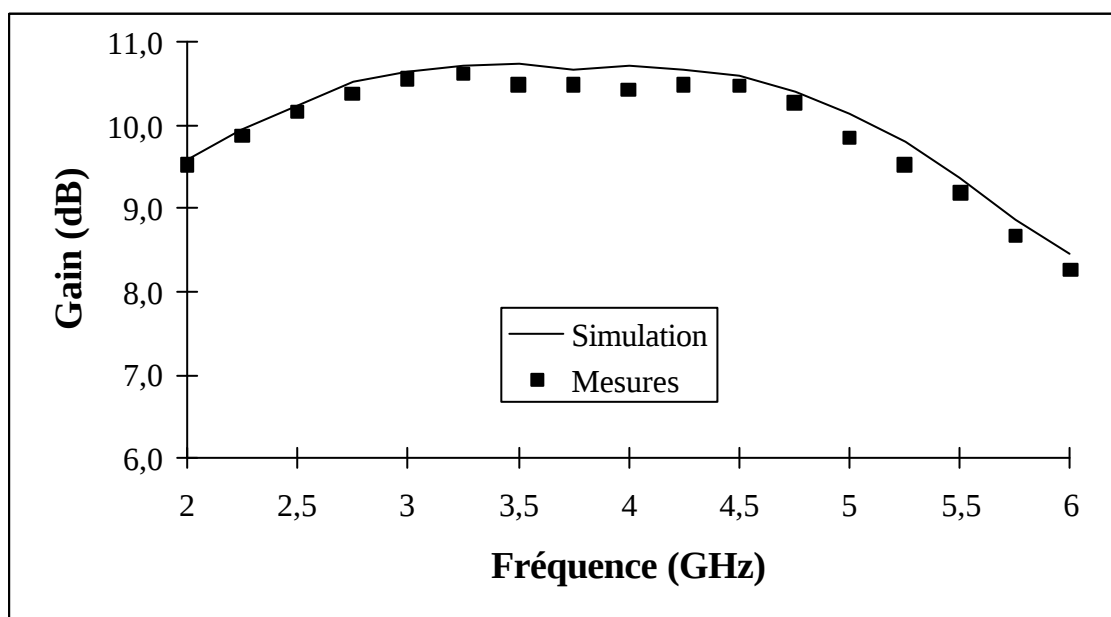
Quant à la liaison stub radial – circuit de polarisation, nous avons apporté un correctif tel que montré à la Fig. IV-12. Dans ce circuit « stub court circuit + stub radial + circuit de polarisation », la liaison avec le circuit d'alimentation a été changée. Nous avons ainsi rajouté un « patch (pavé) » qui permet une meilleure liaison (soudure plus efficace), tout en présentant une capacité parallèle qui sert de capacité de découplage.

Les résultats obtenus montrent une très nette amélioration du gain mesuré alors que le gain calculé est resté inchangé (la matrice S calculée est la même que celle utilisée dans le premier circuit). L'écart maximal (pire cas) est de moins de 3% (Fig. IV-13) alors qu'il était de 20% environ dans le

premier circuit (Fig. IV-10).



**Fig. IV-12 :** Combinaison stub radial - stub circuit ouvert.

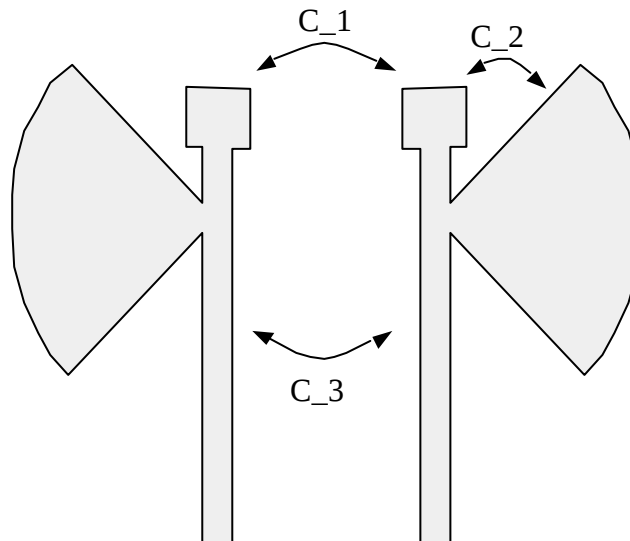


**Fig. IV-13 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour  
Le deuxième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

Malheureusement, l'écart au centre de la bande passante (à la fréquence centrale) s'est accru. On observe en effet une diminution de puissance en milieu de bande ce qui implique un problème à la fréquence centrale principalement. Or les stubs sont les éléments qui sont le plus en relation avec la fréquence centrale puisque leurs longueurs sont calculées par rapport à la longueur d'onde de la fréquence centrale (ligne  $\lambda/4$ ).

Ce problème pourrait être donc dû au fait que les couplages entre les stubs d'entrée et de sortie sont très forts car les deux stubs radiaux sont très proches l'un de l'autre. En effet, un fort couplage entraîne une désadaptation en milieu de bande et par-là même une chute de puissance à la fréquence centrale. Parmi les couplages possibles, on note (Fig. IV-14) :

- Le couplage C\_1 entre les pavés. Puisque ces lignes sont utilisées en DC, ce couplage électromagnétique doit être négligeable.
- Le couplage C\_2 entre le stub principal et le stub radial. Comme pour le premier couplage, celui ci fait appel à une ligne DC. Il est donc raisonnable de conclure que C\_2 est très faible.
- Le couplage C\_3 entre les deux lignes d'amené des deux stubs. Ce dernier couplage est de loin le plus important. Notre but est donc le minimiser.



**Fig. IV-14** : Sources de couplage possibles entre les stubs radiaux.

La prise en compte de ce dernier couplage serait trop difficile car une étude électromagnétique serait très complexe à mettre en œuvre.

Nous avons alors opté pour une configuration qui atténuerait ce couplage en éloignant physiquement les deux stubs l'un de l'autre. De plus, cette solution va aussi atténuer les deux autres couplages même si leur contribution est nettement plus faible.

Une autre source d'erreurs entraînant une valeur erronée de la longueur d'onde de la fréquence centrale pourrait être le fait que la valeur de la longueur d'onde déterminée par l'équation (IV-20) soit trop approximative.

Aussi, en plus de réduire les couplages, nous avons opté pour un calcul plus rigoureux du stub radial en nous basant non pas sur la longueur d'onde mais plutôt sur le paramètre qui nous semble le plus fondamental pour notre étude.

Comme nous avons introduit le stub radial pour créer une impédance nulle artificielle, nous allons calculer directement les dimensions du stub radial en imposant une impédance d'entrée très faible (en pratique nous avons opté pour une valeur de  $2 \Omega$ ).

Pour une conception plus rigoureuse, l'équation suivante donnant l'impédance d'entrée a été retenue [37] - [38] :

$$Z_{in} = -jZ_o(r_{ie}) \cot(kr_{ie}, kr_{oe}) \quad (IV-21)$$

avec :

$$Z_o(r_{ie}) = \frac{120\pi h}{r_{ie} f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (IV-22)$$

et

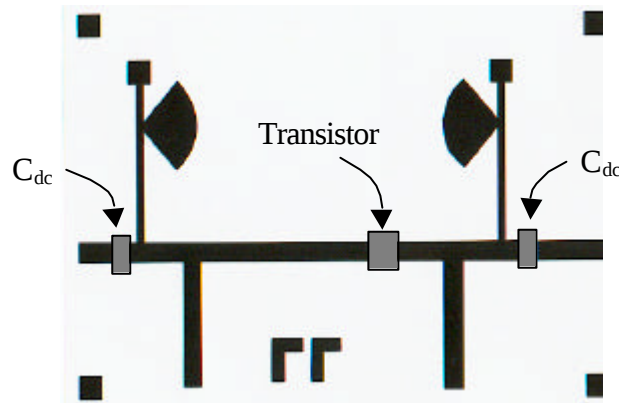
$$\cot(kr_{ie}, kr_{oe}) = \frac{N_o(kr_{ie})J_1(kr_{oe}) - N_1(kr_{oe})J_o(kr_{ie})}{N_1(kr_{oe})J_1(kr_{ie}) - N_1(kr_{ie})J_1(kr_{oe})} \quad (\text{IV-23})$$

où  $J_k$  et  $N_k$  sont les fonctions de Bessel et Neumann du  $k^{\text{ème}}$  ordre et  $k$  le nombre d'onde ( $2\pi/\lambda$ ).

A partir de ces conclusions, nous avons réalisé un troisième circuit amplificateur en nous servant toujours des résultats de matrice  $S$  obtenus dans la première partie (premier circuit amplificateur).

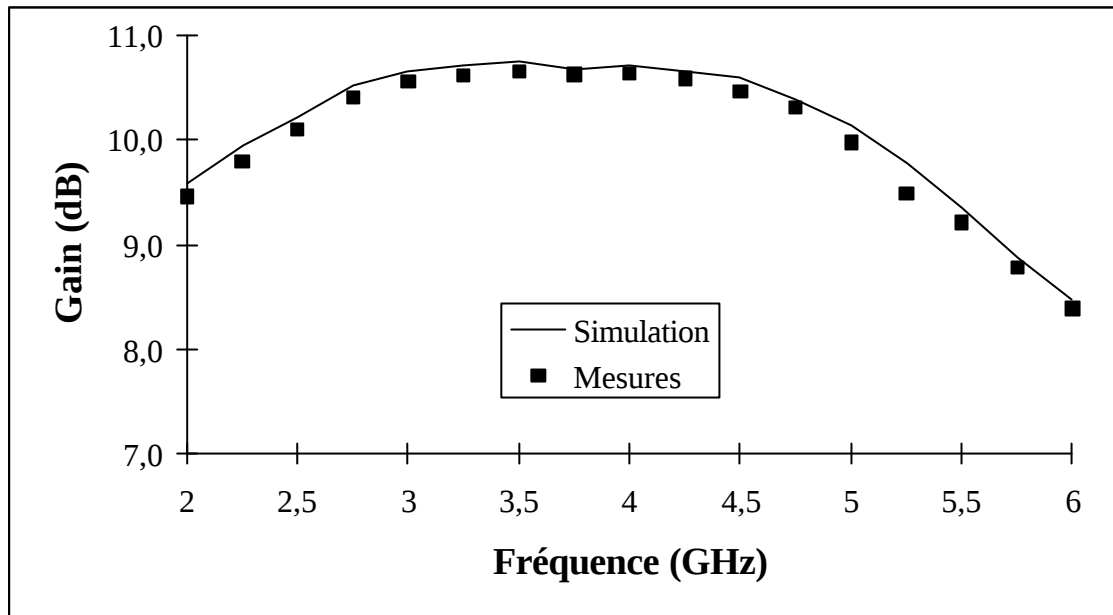
### IV.3 – Troisième amplificateur à 4 GHz avec $V_{DS} = 5V$ et $V_{GS} = -1 V$

Dans ce troisième circuit (Fig. IV-15), les deux stubs radiaux ont été écartés et les stubs circuit ouvert ont été placés sur le second demi-plan du circuit.



**Fig. IV-15 :** Troisième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1 V$ .

Les résultats donnés à la Fig. IV-16 montrent bien que les hypothèses que nous avons faites sont fondées puisque l'écart maximal est maintenant de 1.6%.



**Fig. IV-16 :** Comparaison entre gain mesuré et gain calculé pour le troisième amplificateur 4 GHz avec  $V_{DS} = 5V$  et  $V_{GS} = -1V$ .

## V- CONCLUSION

En définitive, comme les mesures de paramètres S dépendent de la fréquence et des conditions de polarisation, et afin de s'assurer de la validité de notre méthode, *trois amplificateurs ont été réalisés et mesurés*, en changeant les paramètres qui influent sur la longueur d'onde de la fréquence centrale du circuit et en recalculant les cellules d'adaptation, SANS changer la matrice S obtenue par nos calculs. Cette démarche nous permet de conclure que notre approche nous donne des résultats très satisfaisants.

---

Le but du travail que nous avons présenté a consisté en la détermination des valeurs du schéma électrique équivalent de transistors micro-ondes à effet de champ que sont le MESFET et le HEMT. Dans ce cadre, nous avons passé en revue le fonctionnement de ces transistors et proposé une méthode d'extraction de leurs paramètres. .

Nous avons ensuite utilisé notre méthode pour extraire les paramètres d'un MESFET et d'un HEMT, en l'occurrence un transistor MESFET de NEC Corporation (le NE 71000) et un transistor HEMT de Fujitsu (le FHX04X). Puis, nous avons vérifié la fiabilité de nos résultats en calculant la matrice de dispersion  $S$  du transistor NE71000 au point de polarisation  $\{V_{DS} = 0V$  et  $V_{GS} = -2V\}$  et en la comparant avec succès à celle que nous avons mesurée.

De plus, sachant que les paramètres  $S$  sont très sensibles aux variations des conditions de polarisation, nous avons mesuré les paramètres  $S$  du MESFET à un autre point de polarisation soit le point  $\{V_{DS} = 1V$  et  $V_{GS} = -3V\}$ . Nous avons utilisé une nouvelle fois notre méthode d'extraction pour en déduire la nouvelle matrice  $S$ . Là encore, les résultats ont montré une parfaite concordance avec les paramètres mesurés.

Enfin, pour lever toute équivoque sur la validité de nos résultats et la fiabilité de notre méthode, nous avons conçu un circuit basé sur les valeurs obtenues pour le transistor NE 71000 en retenant un amplificateur à gain moyen fonctionnant en classe A.

Mais, en définitive, comme le circuit amplificateur est très sensible au calcul des cellules d'adaptation, et afin de s'assurer de la validité de notre méthode, *trois amplificateurs ont été réalisés et mesurés*, en changeant à chaque fois les paramètres des cellules d'adaptation qui influent sur la fréquence centrale du circuit et en recalculant les cellules d'adaptation, *sans* changer la matrice  $S$  du transistor obtenue par nos calculs. Les résultats obtenus ont été conformes à ceux mesurés.

En conclusion, ce travail nous a permis de maîtriser les techniques de mesures des

---

paramètres de dispersion des composants actifs et de concevoir une méthode originale d'extraction des paramètres du circuit équivalent des transistors à effet de champ.

De plus, la réalisation des différents circuits amplificateurs nous a permis d'arriver à des résultats probants tout en utilisant une configuration assez inédite de stubs radiaux et de stubs en circuits ouverts qui a abouti à un écart maximal du gain de 1.6% entre nos résultats et les mesures expérimentales.

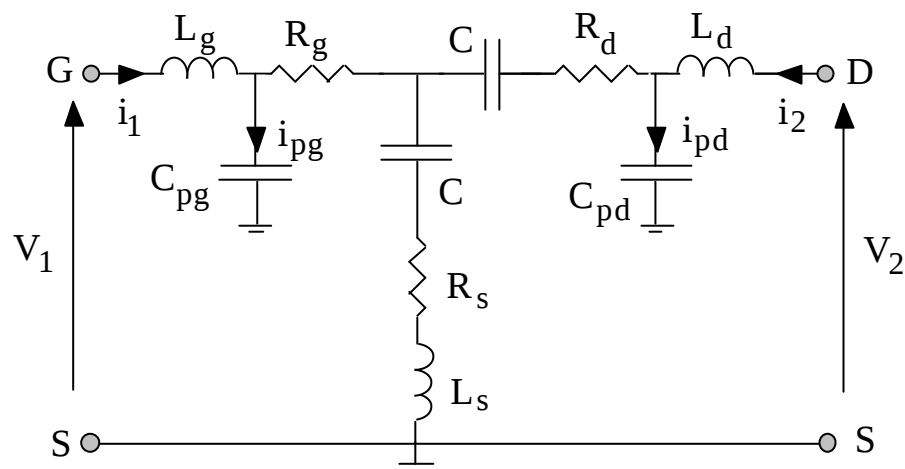
Un développement futur de ce travail serait de généraliser cette méthode aux transistors bipolaires à hétéro-jonction ainsi que dans la bande des fréquences millimétriques où les circuits électriques équivalents des transistors sont nettement plus complexes, et de ce fait, contiennent beaucoup plus de paramètres inconnus à extraire.

Enfin, une autre extension possible de ce travail de recherche serait de généraliser ce processus en tenant compte du fait que le circuit équivalent retenu pour l'extraction peut être modifié selon les caractéristiques du transistor étudié. En effet, nous avons basé notre travail sur un seul modèle de circuit équivalent. Ce modèle est certes le plus utilisé mais si le transistor à caractériser est issu d'une technologie nouvelle, ce circuit équivalent peut être insuffisant ou inadéquat pour modéliser le transistor. Il faudra alors le modifier en conséquence de sorte qu'il puisse représenter le plus fidèlement possible les performances de ce transistor.

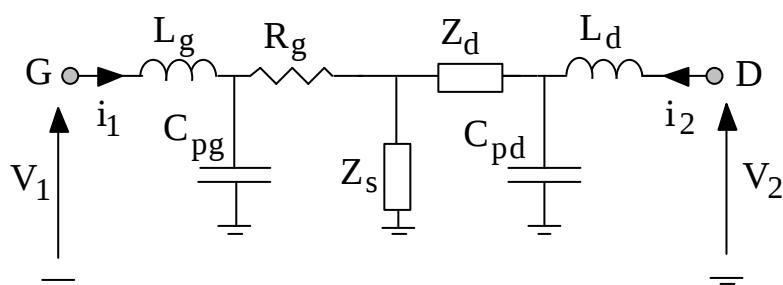
## ANNEXE I

# METHODE D'EXTRACTION DIRECTE : DETERMINATION DES ELEMENTS EXTRINSEQUES

Afin de déterminer la valeur des éléments extrinsèques du transistor, il faut le polariser à  $V_{ds} = 0$  et à  $V_{gs} < V_{t0}$  (transistor froid et pincé). Dans ces conditions le schéma équivalent du transistor est représenté sur la figure A1-1. Puis il peut être transformé selon la figure A1-2.



**Fig. A1-1** : Schéma électrique d'un transistor MESFET froid et pincé.



**Fig. A1-2 :** Transformation du schéma électrique d'un transistor MESFET froid et pincé.

## I- ECRITURE DES EQUATIONS

Les équations régissant le schéma du transistor décrit à la figure A1-2 s'écrivent :

$$i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (\text{A1-1-a})$$

$$i_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (\text{A1-1-b})$$

avec :

$$V_1 = jL_g \omega i_1 + \frac{i_{pg}}{jC_{pgw}} = jL_g \omega i_1 + R_g (i_1 + i_{pg}) + V_{zs}$$

$$V_2 = jL_d \omega i_2 + \frac{i_{pd}}{jC_{pd}\omega} + jL_d \omega i_2 + Z_d (i_2 - i_{pd}) + V_{zs}$$

$$V_{zs} = Z_s i_{zs}$$

En combinant ces équations on obtient :

$$i_{pg} = jC_{pg}\omega V_1 + L_g C_{pg}\omega^2 i_1$$

$$i_{pd} = jC_{pd}\omega V_2 + L_d C_{pd}\omega^2 i_2$$

$$i_{zs} = i_1 + i_2 - i_{pg} - i_{pd}$$

Ce qui donne :

$$V_1 = jL_g \omega i_1 + R_g [i_1 - jC_{pg}\omega V_1 + L_g C_{pg}\omega^2 i_1] + V_{zs}$$

$$V_2 = jL_d \omega i_2 + Z_d (i_2 - i_{pd}) + V_{zs}$$

ou encore :

$$V_1 = jL_g \omega i_1 + R_g i_1 - jC_{pg} \omega R_g V_1 + L_g R_g C_{pg} \omega^2 i_1 + Z_s i_1 + Z_s i_2 - jZ_s C_{pg} \omega V_1$$

$$- Z_{s1} L_g C_{pg} \omega^2 i_1 - jZ_s C_{pd} \omega V_2 - Z_s L_d C_{pd} \omega^2 i_2$$

$$V_2 = Z_d i_2 - jZ_d C_{pd} \omega V_2 + Z_s i_1 + Z_s i_2 - jZ_s C_{pg} \omega V_1 - jZ_s C_{pd} \omega V_2$$

Aux fréquences inférieures à 5 GHz, les impédances des inductances et les résistances ont peu d'influence sur la partie imaginaire des paramètres  $Y$  du quadripôle précédent. D'où les valeurs de tensions suivantes :

$$V_1 = Z_s i_1 + Z_s i_2 - jZ_s C_{pg} \omega V_1 - jZ_s C_{pd} \omega V_2$$

$$V_2 = \frac{1}{jC\omega} i_1 + \frac{2}{jC\omega} i_2 - jC_{pg} \omega V_1 \frac{1}{jC\omega} - jC_{pd} \omega V_2 \frac{1}{jC\omega}$$

Avec :

$$i_1 + i_2 = v_1 (1 + jZ_s C_{pg} \omega) + V_2 (jZ_s C_{pd} \omega)$$

$$Z_s = Z_d = \frac{1}{jC\omega}$$

$$i_1 + 2i_2 = jC_{pd} \omega V_1 + V_2 (jC\omega + 2jC_{pd} \omega)$$

Nous arrivons donc au système suivant :

$$\begin{cases} i_1 = (2jC\omega + jC_{pg} \omega) V_1 - (jC\omega) V_2 \\ i_2 = -jC\omega V_1 + (jC\omega + jC_{pd} \omega) V_2 \end{cases} \quad (A1-2)$$

En comparant le système obtenu avec les équations (A1-1), on a :

$$Y_{1,1} = 2jC\omega + jC_{pg}\omega \Rightarrow 2C + C_{pg} = \frac{Y_{1,1}}{2j\omega} \quad (\text{A1-3-a})$$

$$Y_{1,2} = -jC\omega \Rightarrow C = -\frac{Y_{1,2}}{j\omega} \quad (\text{A1-3-b})$$

$$Y_{2,1} = -jC\omega \Rightarrow C = -\frac{Y_{2,1}}{j\omega} \quad (\text{A1-3-c})$$

$$Y_{2,2} = jC\omega + jC_{pd}\omega \Rightarrow C + C_{pd} = \frac{Y_{2,2}}{2j\omega} \quad (\text{A1-3-d})$$

## II- OBTENTION DES CAPACITES PARASITES

En combinant les équations (A1-3), on obtient :

$$C = -\frac{I_m(Y_{12})}{\omega} = -\frac{I_m(Y_{21})}{\omega}$$

$$C_{pg} = I_m(Y_{11}) - \frac{2C}{\omega}$$

$$C_{pd} = I_m(Y_{22}) - \frac{C}{\omega}$$

Aussi, soient :

- $P_{Y11}$  : La pente de la courbe représentant  $I_m(Y_{1,1})$  en fonction de la fréquence.
- $P_{Y21}$  : La pente de la courbe représentant  $I_m(Y_{2,1})$  en fonction de la fréquence.

- $P_{Y22}$  : La pente de la courbe représentant  $I_m(Y_{2.2})$  en fonction de la fréquence.

Nous en déduisons les valeurs des capacités parasites :

$$C = \frac{P_{Y2.1}}{2p} \quad (\text{A1-4})$$

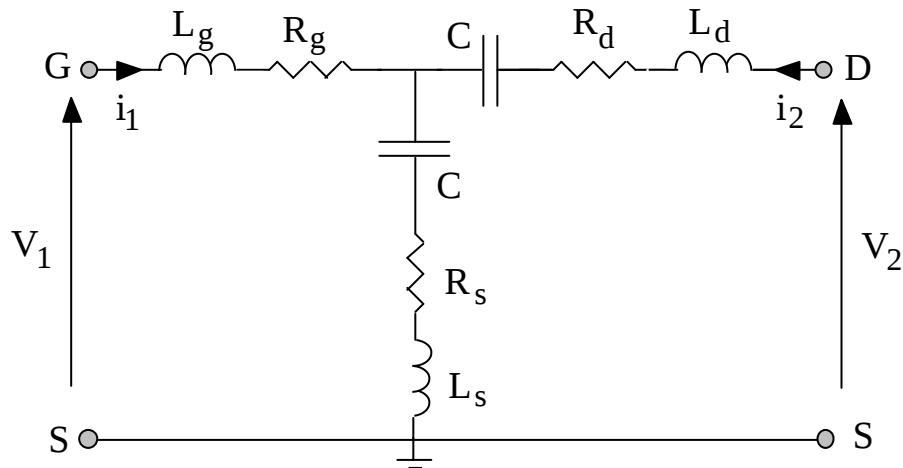
$$C_{pg} = \frac{P_{Y1.1} - 2P_{Y2.1}}{2p} \quad (\text{A1-5})$$

$$C_{pd} = \frac{P_{Y2.2} - P_{Y2.1}}{2p} \quad (\text{A1-6})$$

### III- OBTENTION DES SELFS ET RESISTANCES PARASITES

Pour obtenir les selfs et résistances extrinsèques, on polarise le transistor à  $V_{ds} = 0$  et à  $V_{gs} > V_{th}$  (transistor froid et non pincé).

L'influence des capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  est alors négligeable sur les parties imaginaires de la matrice impédance du quadripôle équivalent. Le schéma devient celui de la figure A1-3.



**Fig. A1-3 :** Transformation du schéma électrique d'un transistor MESFET froid et non pincé.

Ce schéma donne :

$$V_1 = (Z_g + Z_s)i_1 + Z_s i_2$$

$$V_2 = Z_s i_1 + (Z_d + Z_s)i_2$$

avec :

$$Z_g = R_g + jL_g \omega$$

$$Z_s = R_s + jL_s \omega + \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad \frac{1}{jC\omega} \rightarrow 0$$

$$Z_d = R_d + jL_d \omega + \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad \frac{1}{jC\omega} \rightarrow 0$$

Par analogie à :

$$V_1 = Z_{1,1}i_1 + Z_{1,2}i_2$$

$$V_2 = Z_{2,1}i_1 + Z_{2,2}i_2$$

on en déduit :

$$Z_{11} = Z_g + Z_s = (R_g + R_s) + j\omega(L_g + L_s)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_s = R_s + jL_s \omega$$

$$Z_{22} = (R_s + R_d) + j\omega(L_s + L_d)$$

et donc, comme pour les capacités on peut écrire :

$$L_s = \frac{I_m[Z_{21}]}{\omega} = \frac{I[Z_{12}]}{\omega}$$

$$L_g = \frac{I_m[Z_{11}]}{\omega} - L_s$$

$$L_d = \frac{I_m[Z_{22}]}{\omega} - L_s$$

Soient :

- $P_{Z11}$  : la pente de la courbe représentant  $I_m[Z_{11}]$  en fonction de la fréquence.
- $P_{Z21}$  : la pente de la courbe représentant  $I_m[Z_{21}]$  en fonction de la fréquence.
- $P_{Z22}$  : la pente de la courbe représentant  $I_m[Z_{22}]$  en fonction de la fréquence.

Nous avons :

$$L_s = \frac{P_{Z21}}{2p} \quad (\text{A1-7})$$

$$L_g = \frac{P_{Z11} - P_{Z21}}{2p} \quad (\text{A1-8})$$

$$L_d = \frac{P_{Z22} - P_{Z21}}{2p} \quad (\text{A1-9})$$

ainsi que pour les résistances extrinsèques :

$$R_g + R_s + R_c = R_e[Z_{11}]$$

$$R_c + R_s = R_e[Z_{12}] = R_e[Z_{21}]$$

$$R_s + R_d + 2R_c = R_e [Z_{22}]$$

$R_c$  étant la résistance du canal. On a alors la résistance de la grille :

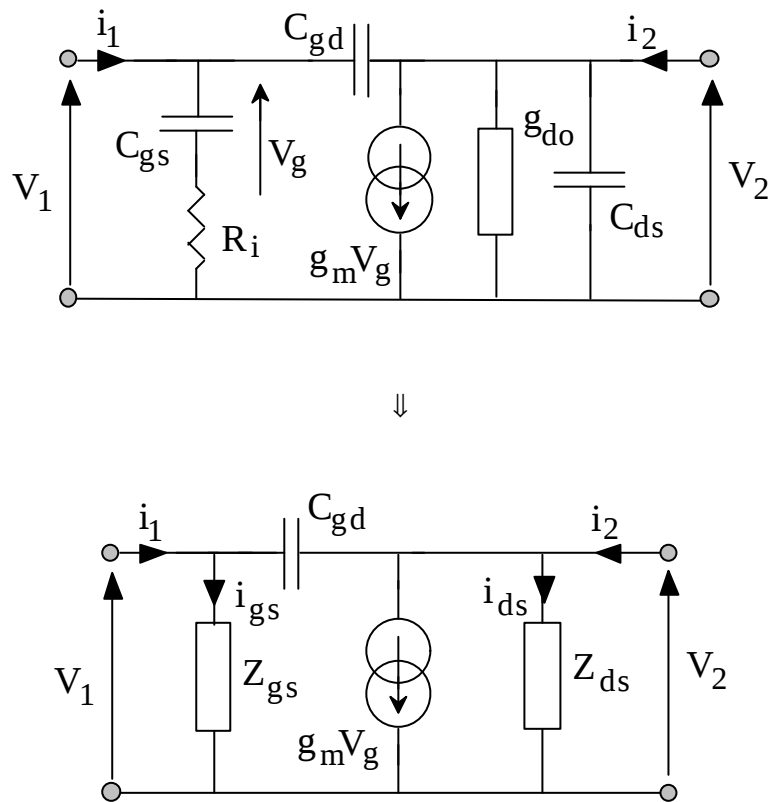
$$R_g = R_e [Z_{11}] - R_e [Z_{21}]$$

Pour déterminer  $R_s$  et  $R_d$  on utilise une mesure statique.

## ANNEXE II

**METHODE D'EXTRACTION DIRECTE :  
DETERMINATION DES ELEMENTS INTRINSEQUES**

Afin de déterminer les éléments intrinsèques du transistor, considérons le schéma de la partie intrinsèque du transistor et transformons le en un schéma équivalent (Figure A2-1).



**Fig. A2-1** : Schéma électrique d'un transistor MESFET.

En posant :

$$Z_{gs} = R_i + 1/j C_{gs} \omega = 1 + j R_i C_{gs} \omega \parallel j C_{gs} \omega$$

$$Y_{ds} = 1 \parallel Z_{gs}$$

$$Y_{dz} = j C_{ds} \omega + g_{do}$$

on peut écrire :

$$V_1 = Z_{gs} i_{gs} \tag{A2-1}$$

$$V_2 = Z_{ds} i_{ds} \tag{A2-2}$$

D'où en considérant les équations suivantes pour les tensions :

$$V_1 = V_1 + (i_1 - i_{gs}) \parallel j C_{gd} \omega$$

$$V_g = i_{gs} \parallel j C_{gs} \omega$$

et pour les courants :

$$i_1 - i_{gs} = -i_2 - i_{ds} + g_m V_g$$

$$i_{gs} = Y_{gs} V_1$$

$$i_{ds} = Y_{ds} V_2$$

$$j C_{gs} \omega (V_1 - V_2) + Y_{gs} V_1 = i_1$$

$$i_2 = i_{gs} + i_{ds} + g_m V_g - V_1$$

$$i_{gs} = jC_{gs}\omega V_g = Y_{gs} V_1$$

on obtient pour le courant d'entrée :

$$i_1 = jC_{gd}\omega V_1 + Y_{gs} V_1 - jC_{gd}\omega V_2$$

$$i_1 = (jC_{gd}\omega + Y_{gs}) V_1 - jC_{gd}\omega V_2$$

$$i_1 = Y_{gs} V_1 + Y_{ds} V_2 + g_m Y_{gs} V_1 - jC_{gs}\omega - (jC_{gd}\omega + Y_{gs}) V_1 + jC_{gd}\omega V_2$$

et pour le courant de sortie :

$$i_2 = (g_m Y_{gs} - jC_{gs}\omega - jC_{gd}\omega) V_1 - jC_{gd}\omega V_1 + Y_{ds} V_2 + jC_{gd}\omega V_2$$

$$i_2 = [(g_m Y_{gs} - jC_{gs}\omega) - jC_{gd}\omega] V_1 + (Y_{ds} + jC_{gd}\omega) V_2$$

ce qui donne les courants finaux :

$$i_2 = (g_m Y_{gs} - jC_{gd}\omega - jC_{gs}\omega) V_1 + (Y_{ds} + jC_{gd}\omega) V_2 \quad (\text{A2-3})$$

$$i_1 = (jC_{gd}\omega + Y_{gs}) V_1 - jC_{gd}\omega V_2 \quad (\text{A2-4})$$

Or, nous avons également :

$$i_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2$$

$$i_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2$$

Dans ces équations, les  $Y_{ij}$  sont les éléments de la matrice intrinsèque  $[\mathbf{Y}_{int}]$ . L'indice « int » a été omis pour plus de facilité d'écriture. Dans ce cas, nous avons pour  $Y_{11}$  :

$$Y_{11} = (jC_{gd}\omega - R_i C_{gs} C_{gd} \omega^2 + jC_{gs} \omega) \parallel 1 + jR_i C_{gs} \omega$$

$$Y_{11} = [-R_i C_{gs} C_{gd} \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd})] \parallel 1 + jR_i C_{gs} \omega$$

$$Y_{11} = [-R_i C_{gs} C_{gd} \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd})] [1 + jR_i C_{gs} \omega] \parallel [1 + (R_i C_{gs} \omega)^2]$$

$$Y_{11} = [-R_i C_{gs} C_{gd} \omega^2 + jR_i^2 C_{gs}^2 C_{gd} \omega^3 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) + \omega(C_{gs} + C_{gd}) R_i C_{gs} \omega] \parallel 1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2$$

$$\textcircled{R} \quad Y_{11} = [R_i C_{gs}^2 \omega^2 \parallel (1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2)] + j [(C_{gs} \omega \parallel (1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2)) + \omega C_{gd}]$$

Il en est de même pour les autres éléments. Nous arrivons donc aux relations suivantes :

$$Y_{11 \text{ int}} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} + j \left( C_{gd} \omega + \frac{C_{gs} \omega}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} \right) \quad (\text{A2-5})$$

$$Y_{12 \text{ int}} = -j\omega C_{gd} \quad (\text{A2-6})$$

$$Y_{21 \text{ int}} = \frac{g_{m0} e^{-j\omega t}}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} - j \left( C_{gd} \omega + \frac{R_i C_{gs} \omega g_{m0} e^{-j\omega t}}{1 + (R_i C_{gs} \omega)^2} \right) \quad (\text{A2-7})$$

$$Y_{22 \text{ int}} = g_{d0} + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) \quad (\text{A2-8})$$

Dans le cas de transistors à bande étroite, le terme  $R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2$  est inférieur à 0.01 pour les fréquences inférieures à 5 GHz. De même que  $\omega t \ll 1$ . Les expressions précédentes peuvent alors s'écrire en notant que  $e^{-j\omega t} \approx 1 - j\omega t$  :

$$Y_{11} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j(C_{ds} + C_{gd}) \omega \quad (\text{A2-9})$$

$$Y_{12} = -jC_{gd} \omega \quad (\text{A2-10})$$

$$Y_{21} = g_m^* (1 - R_i C_{gs} \omega^2) - j\omega (g_m^* R_i + R_i C_{gs} g_m^* + C_{gd}) \quad (\text{A2-11})$$

$$Y_{22} = g_{d0} + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) \quad (\text{A2-12})$$

On en déduit les éléments du schéma équivalent intrinsèque :

$$C_{gd} = (I_m[Y_{12}] / \omega) \quad (\text{A2-13})$$

$$C_{gs} = (I_m[Y_{11}] / \omega) - C_{gd} \quad (\text{A2-14})$$

$$C_{ds} = (I_m[Y_{22}] / \omega) - C_{gd} \quad (\text{A2-15})$$

$$g_{d0} = R_e[Y_{22}] \quad (\text{A2-16})$$

$$g_{m0} = R_e[Y_{21}] \quad (\text{A2-17})$$

$$R_i = (R_e[Y_{11}] / C_{gs}^2 \omega^2) \quad (\text{A2-18})$$

$$t = ([-C_{gd} - (I_m[Y_{22}] / \omega)] / g_m^*) - R_i C_{gs} \quad (\text{A2-19})$$



## **ANNEXE III**

### **APERCU SUR LE LOGICIEL MDS ( MICROWAVE DESIGN SYSTEM ) DE HEWLETT PACKARD**

Depuis quelques années, plusieurs sociétés ont développé des produits logiciels dont le point commun est de permettre à tous les concepteurs d'avoir un outil de travail efficace et présentant un maximum de souplesse.

C'est ainsi que Hewlett Packard a développé le logiciel MDS (Microwave Design System). Nous trouverons dans la suite de cet aperçu les fondements du logiciel qui nous permettrons de débiter la simulation.

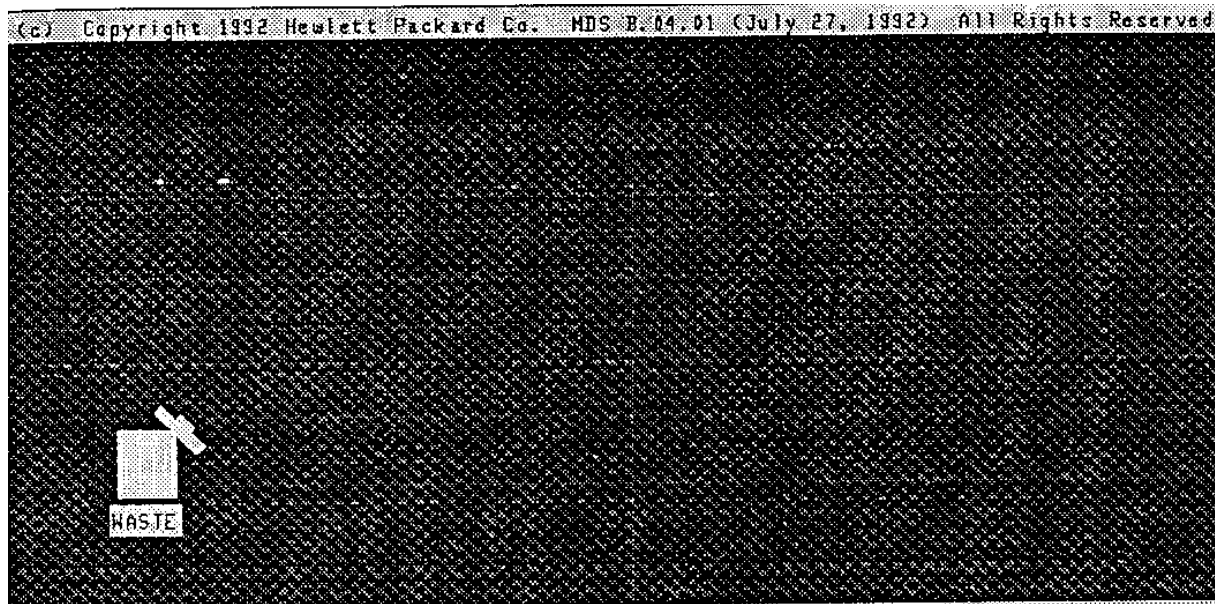
#### **I – CREATION D'UN ENVIRONNEMENT DE TRAVAIL POUR MDS**

Avant de créer le moindre élément, il est impératif de posséder les outils pour le faire. Il existe pour cela plusieurs bibliothèques.

La principale que l'on nomme MWLIB contient tous les éléments passifs (substrat, lignes, ...). D'autres, telles que SYSLIB, FETLIB, TQLIB, EELIB, sont particulières aux fonctions de systèmes non linéaires.

##### **I. 1 – Environnement :**

Avant de commencer à créer un environnement, il faut lancer le logiciel à l'aide de la commande DCS. Nous verrons apparaître la fenêtre illustrée par la figure A3-1.



**Fig. A3-1 :** fenêtre de lancement de MDS.

## **I. 2 – Création du fichier MWLIB :**

Toutes les opérations s'effectuent à l'aide de la souris. On utilise exclusivement les boutons de droite et de gauche. A droite pour faire apparaître les menus, à gauche pour insérer les éléments.

## **I. 3 – Fichier MWLIB :**

- 1- Se placer à droite de l'environnement DCS.
- 2- Cliquer sur le bouton de droite de la souris pour faire apparaître le menu (figure A3-2).
- 3- Se placer sur INSERT, se déplacer sur la droite, sans relâcher le bouton pour progresser dans le menu jusqu'à FILE. Là, relâcher le bouton.
- 4- Appuyer sur le bouton de gauche pour faire apparaître le sigle du fichier (figure A3-3).
- 5- En maintenant la pression, le déplacer pour fixer le sigle dans l'environnement.
- 6- Cliquer à l'aide du bouton de gauche sur la barre verticale du sigle pour pouvoir lui donner un nom (figure A3-4).
- 7- Taper MWLIB et taper ensuite RETURN sur le clavier.

- 8- Il apparaîtra deux messages de confirmation (figures A3-5 et A3-6).
- 9- Le fichier est prêt pour être utilisé.

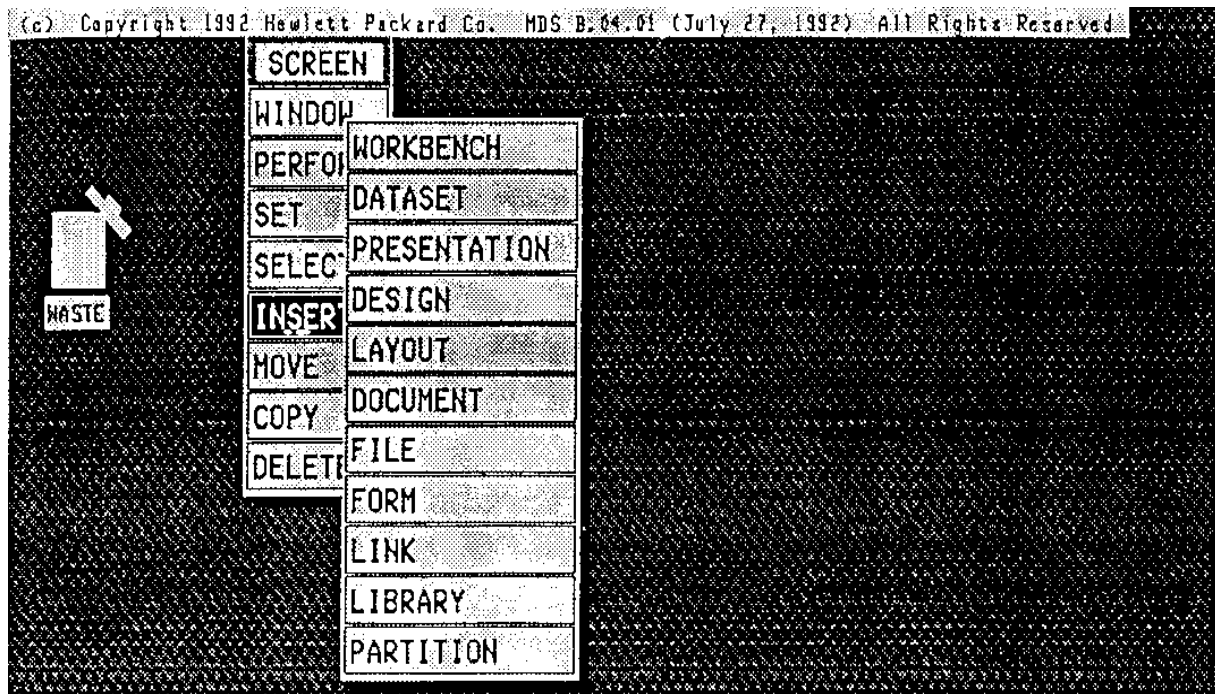


Fig. A3-2 : fenêtre de lancement du fichier MWLIB.

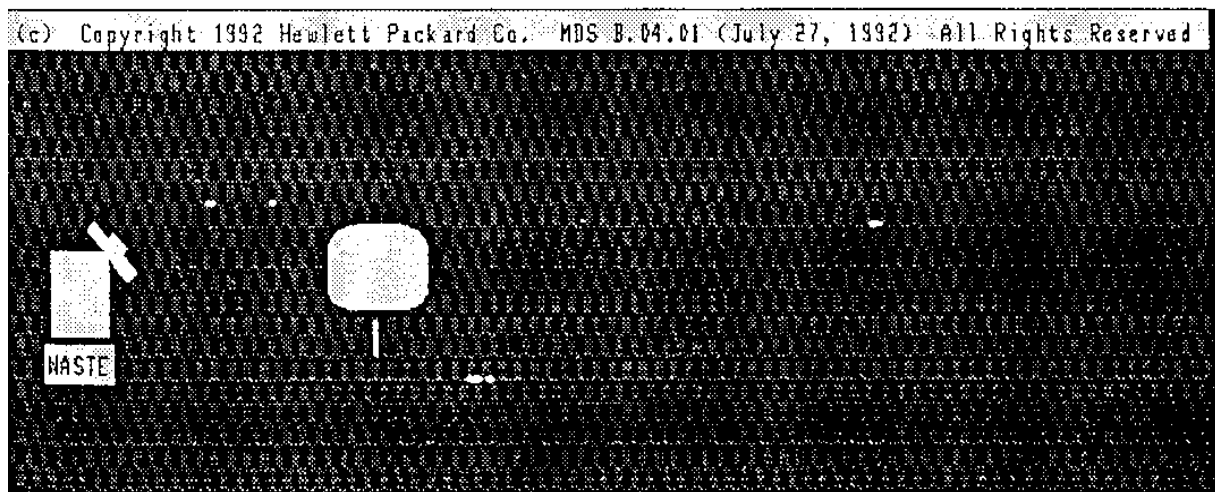


Fig. A3-3 : fenêtre d'apparition de l'icône du fichier MWLIB.

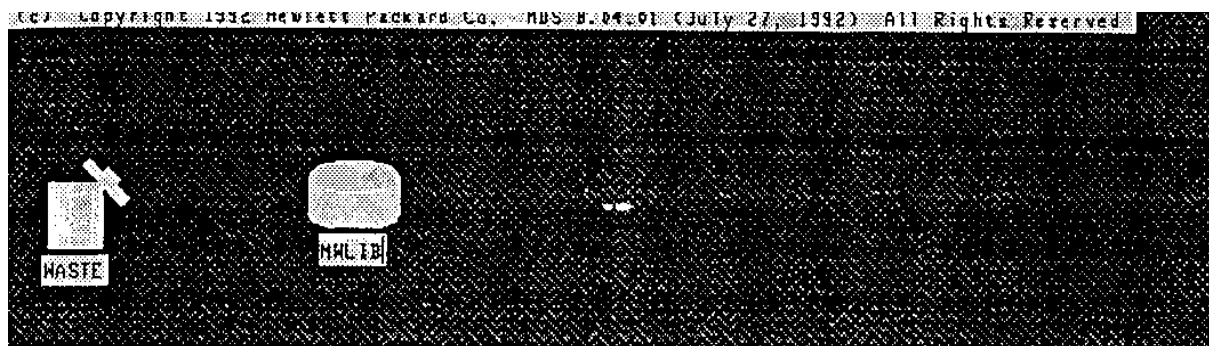


Fig. A3-4 : fenêtre de nomination du fichier MWLIB.

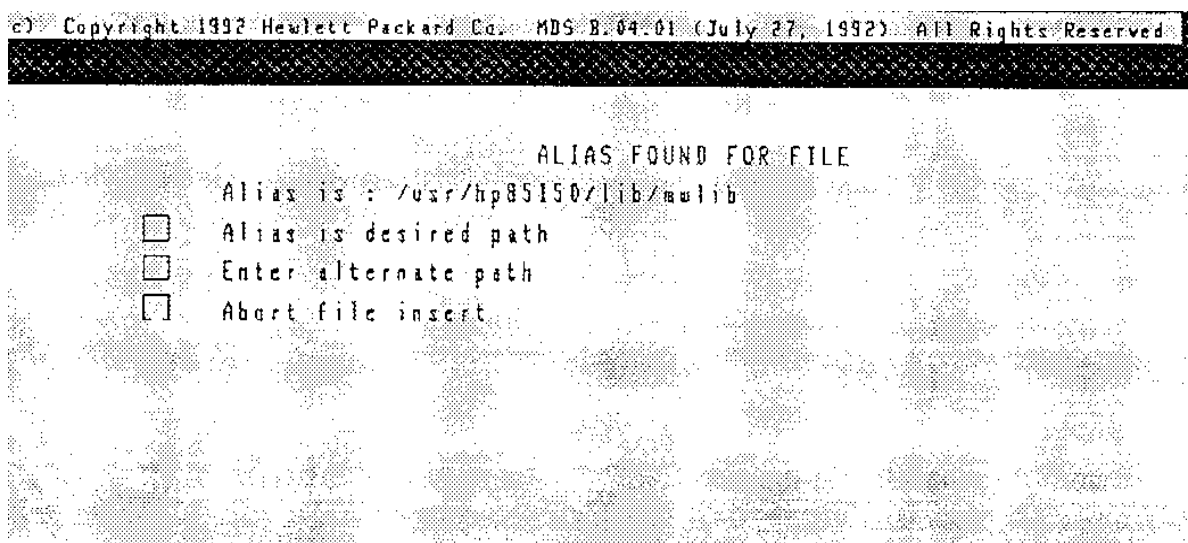


Fig. A3-5 : Message de confirmation 1.

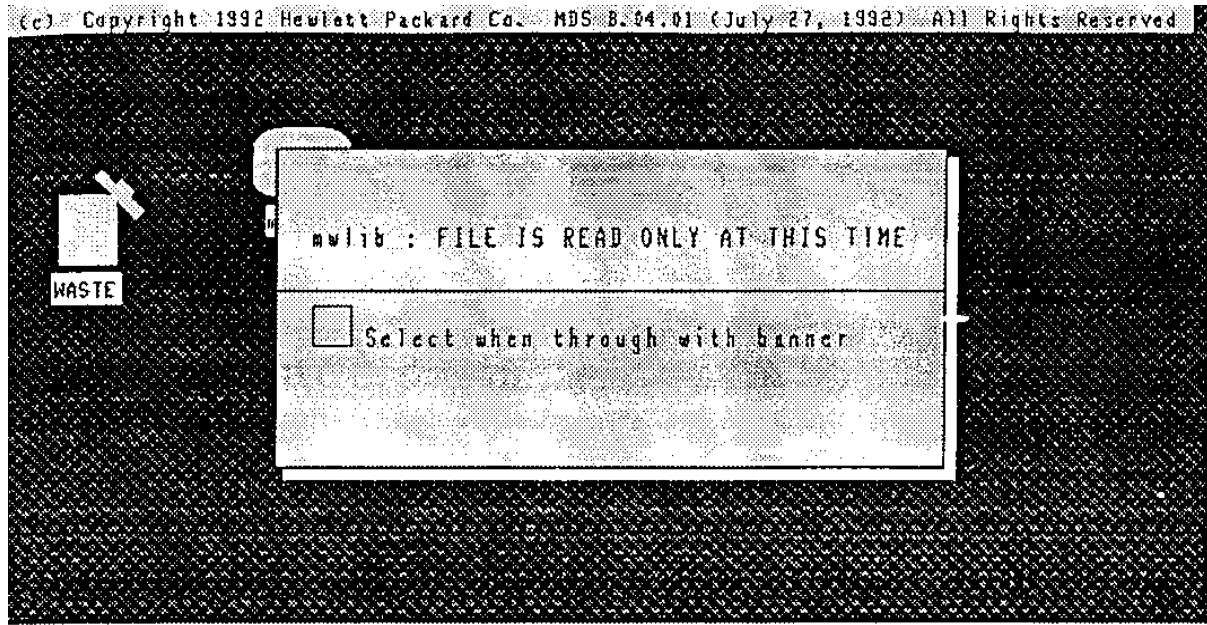


Fig. A3-6 : Message de confirmation 2.

## II – ETUDE DES PARAMETRES S D’UN TRANSISTOR MICRO-ONDE

### II. 1 – Introduction :

Dans cette partie, nous allons exposer les méthodes nécessaires à la création et l’analyse en paramètres S d’un transistor micro-onde; nous allons travailler en trois étapes :

- La création d’un environnement de travail.
- La création d’un circuit et du symbole associé.
- L’analyse et la présentation des résultats.

## II. 2 – Création de l'environnement de travail :

La première étape consiste à créer l'icône correspondant au fichier contenant tous les éléments de l'étude. la création de l'icône s'effectuera de la même façon que celui du fichier MWLIB. Quelques différences apparaîtront lors de l'initialisation du fichier.

Après avoir créé l'icône correspondant au fichier contenant les éléments du schéma, cliquer sur INSERT / FILE et donné le nom suivi de RETURN, nous verrons apparaître le message de la figure A3-7. Cocher la case CREAT/ NEW /FILE.

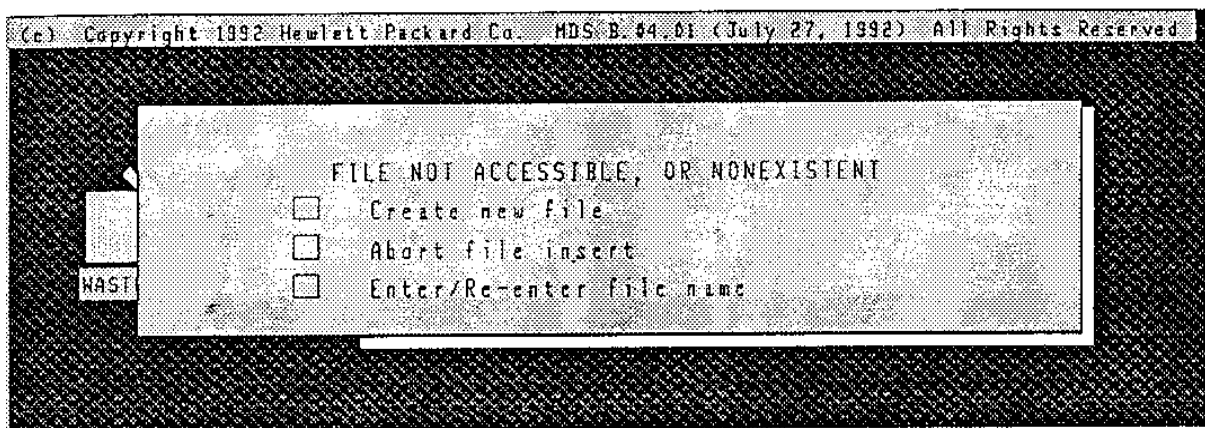


Fig. A3-7 : Fenêtre de création d'un nouveau fichier de travail.

La fenêtre de travail se présentera sous la forme représentée par la figure A3-8.

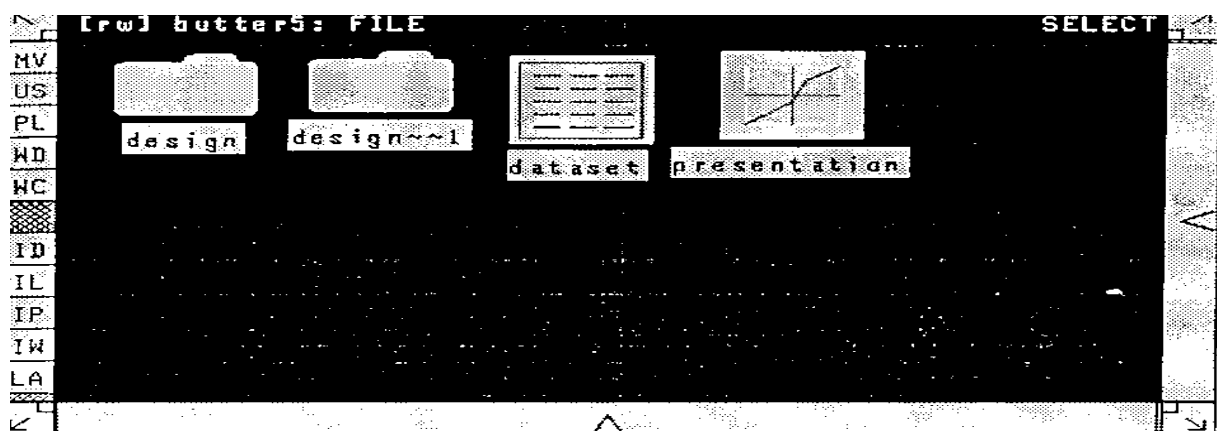


Fig. A3-8 : Fenêtre de travail.

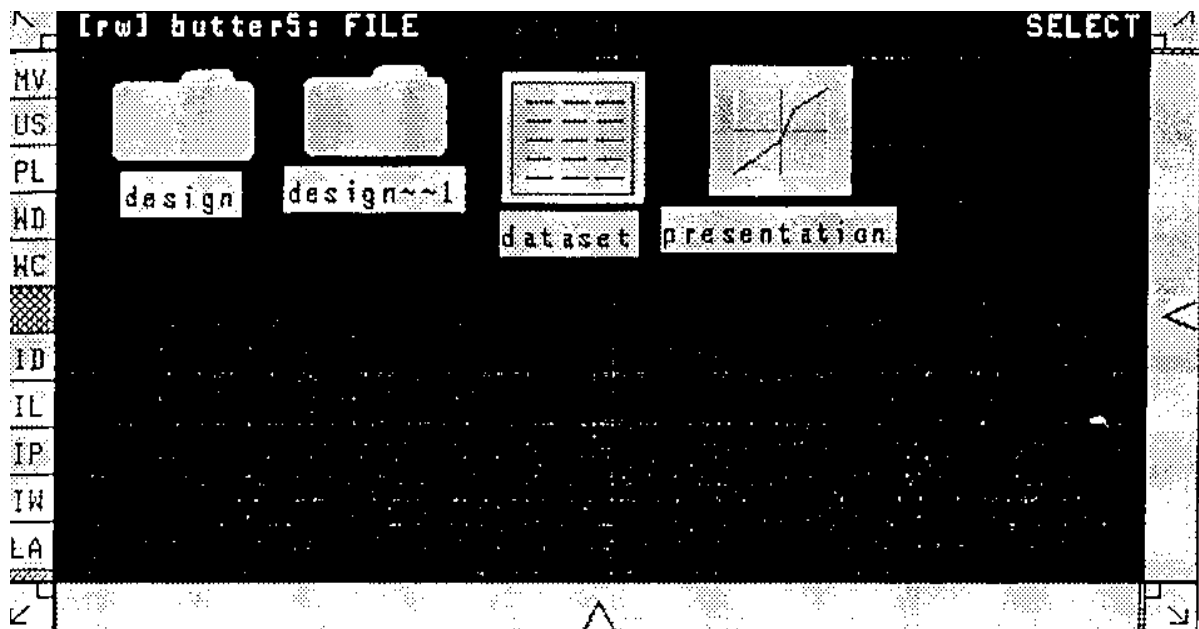
Cette fenêtre comportera quatre icônes correspondant aux éléments suivants :

- Fichier où se trouve le transistor. INSERT / DESIGN.
- Fichier d'analyse du schéma. INSERT / DESIGN.
- Fichier dans lequel sont stockés les résultats d'analyse. INSERT / DATASET
- Fichier où l'on présente les résultats. INSERT / PRESENTATION.

La création des quatre icônes se fait de la même façon que pour les icônes que l'on a déjà créées précédemment. Pour changer le nom de chaque icône, il faut procéder de la façon suivante :

- Cliquer sur le nom de l'icône.
- Effacer le nom.
- Inscrire le nouveau nom.

La nouvelle fenêtre de travail se présentera sous la forme de la figure A3-9.

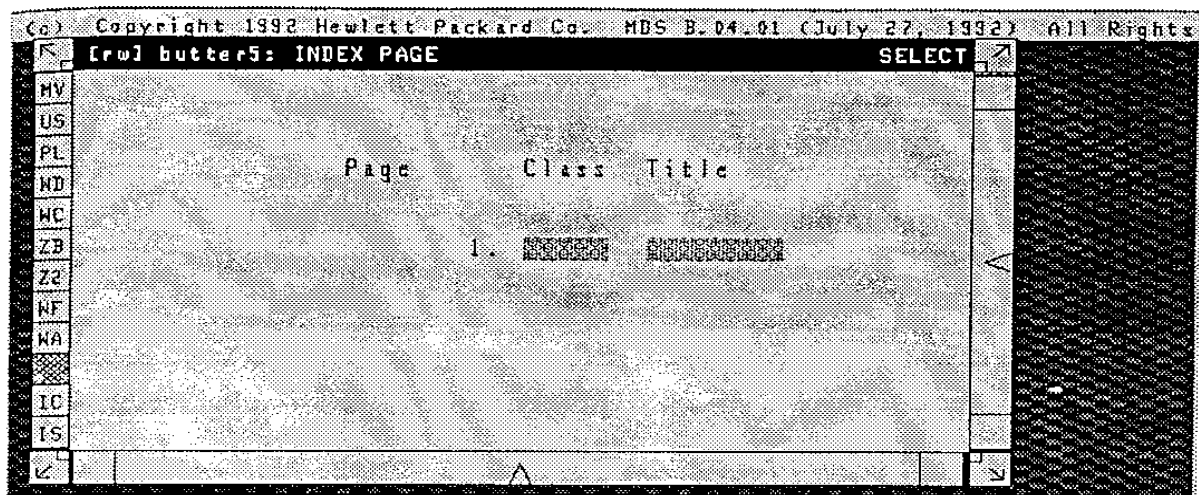


**Fig. A3-9** : Nouvelle fenêtre de travail.

### II . 3 – Initialisation de l'icône « butter 5 » :

Il faut insérer deux informations : la première est l'environnement circuit / page ; la seconde, l'environnement symbole / page qui servira à utiliser le circuit lors des simulations.

Pour cela, cliquer deux fois sur l'icône « butter », il apparaît une fenêtre montrée à la figure A3-10.



**Fig. A3-10** : Fenêtre du butter 5.

Il faut se placer dans la fenêtre « butter 5 » et utiliser soit le menu de MDS, soit les fonctions pré-programmées du bord gauche de la fenêtre en cours.

Nous utiliserons la deuxième solution. Les opérations à effectuer sont les suivantes :

- Cliquer à l'aide du bouton droit de la souris sur le symbole IC.
- Revenir dans la fenêtre et cliquer sur le même bouton pour faire apparaître la ligne circuit.
- Sans relâcher la pression sur la touche, venir se caler sur le 1 déjà existant et relâcher.
- Pour faire apparaître le Symbol / Page, on utilise la même logique mais on doit cliquer sur le symbole IS.
- Après avoir effectué toutes ces opérations, on obtient le résultat montré à la figure A3-11.

Après avoir créé les deux fichiers, cliquer deux fois sur circuit. C'est l'ouverture de l'environnement qui nous permet de construire le schéma électrique (voir figure A3-12).

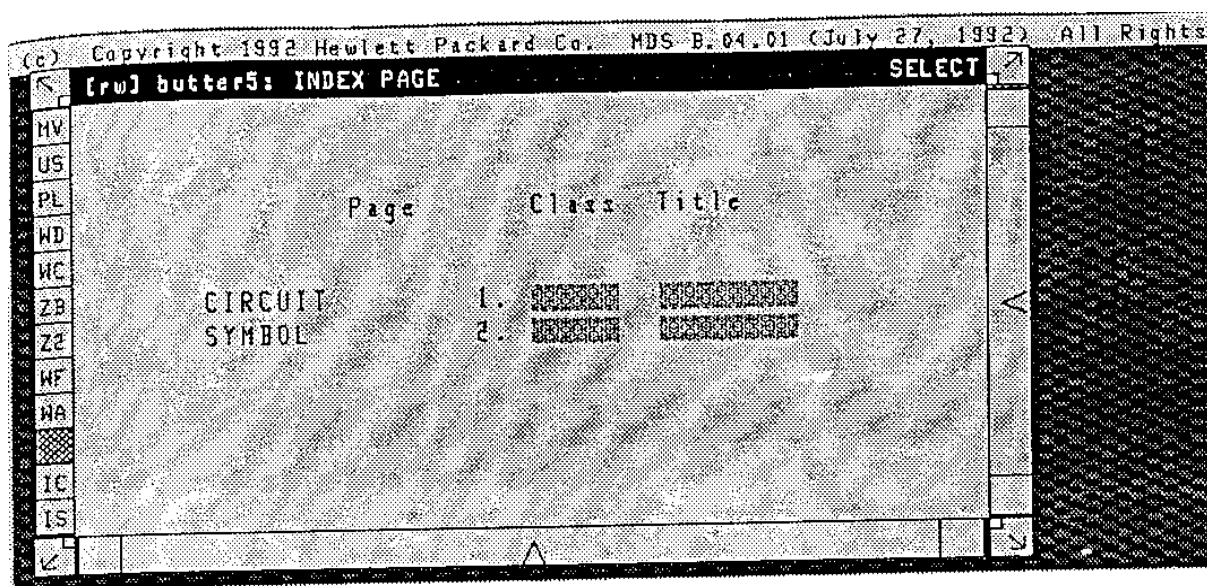
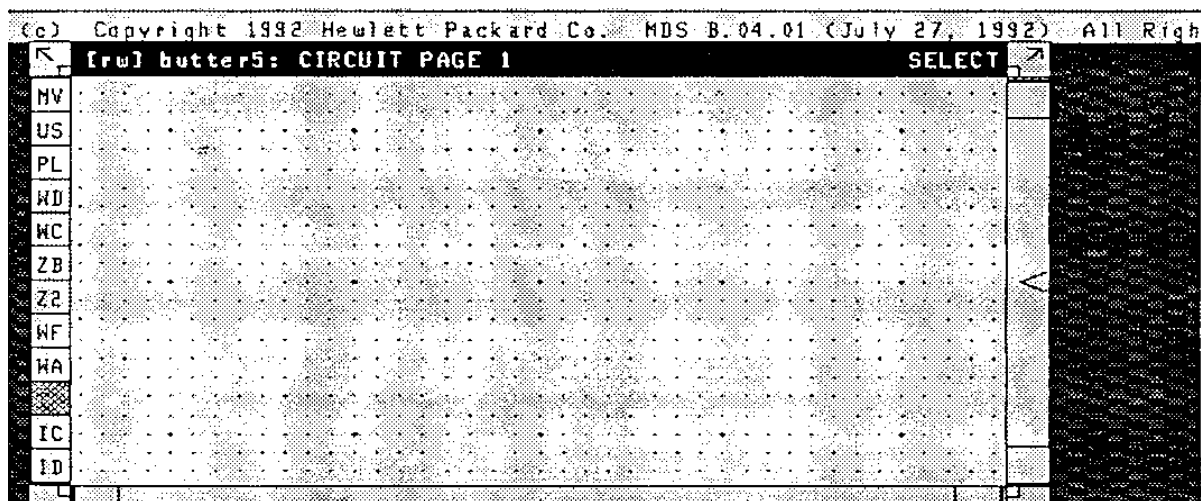


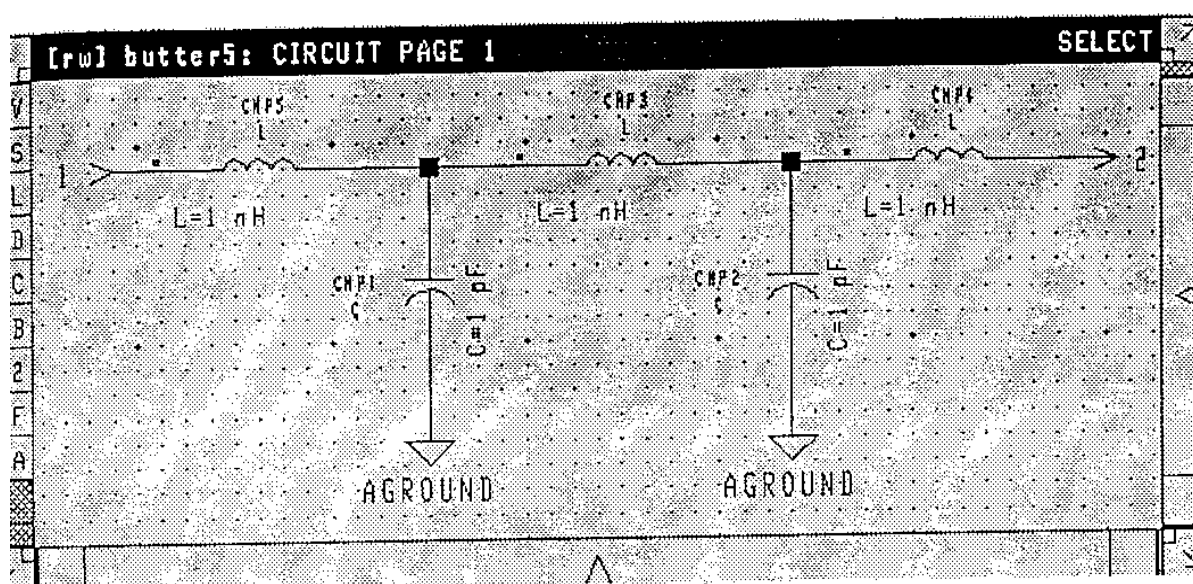
Fig. A3-11 : Initialisation du butter 5.



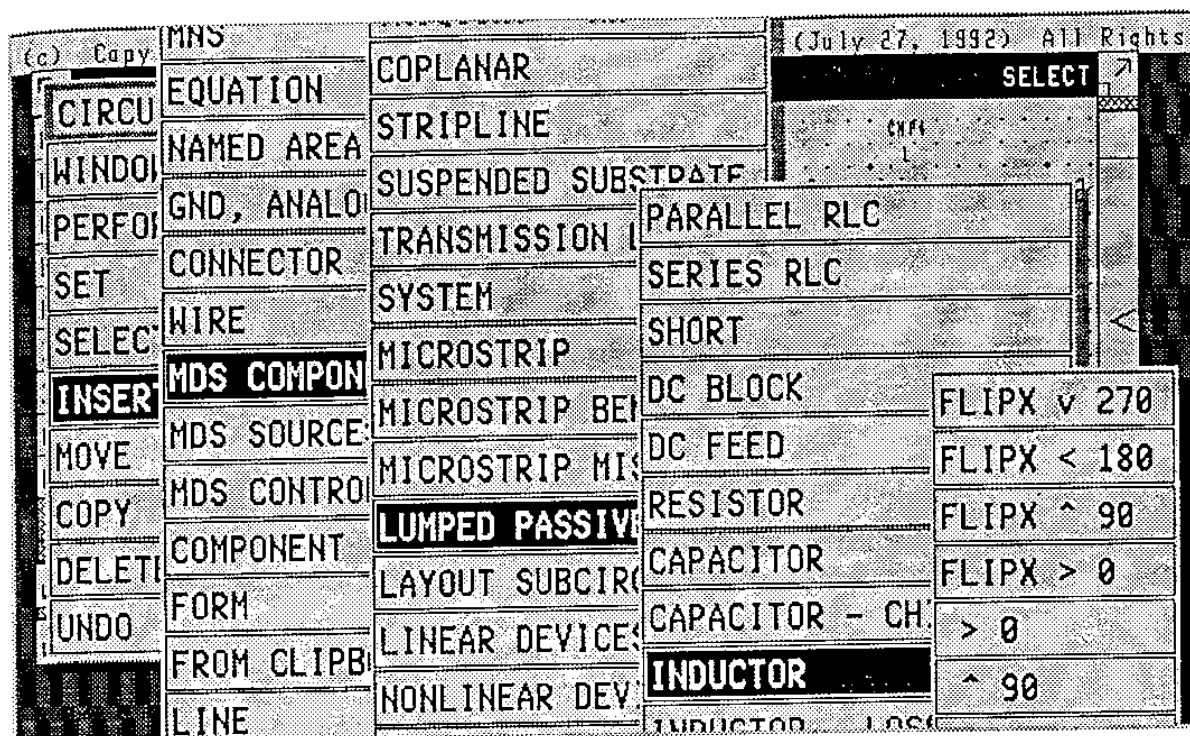
**Fig. A3-12** : Fenêtre de travail pour le dessin du circuit électrique.

## II . 4 – Création du circuit :

L'obtention et l'utilisation du menu s'effectuent de la même façon que pour la création du fichier. On utilise donc le bouton de droite pour obtenir le menu, le bouton de gauche servant à sélectionner et à fixer l'élément choisi dans l'environnement de travail. Nous allons donc créer le circuit montré figure A3-13.

**Fig. A3-13** : Schéma électrique du circuit à créer.

On a besoin d'éléments passifs (capacité, résistance, inductance), de l'élément masse ainsi que de fils de liaisons et de connecteurs d'entrée et de sortie. Dans l'exemple de la Figure A3-14, on montre le chemin de tous les éléments dont on a besoin pour notre circuit.



**Fig. A3-14** : Exemple d'insertion d'éléments utilisés par le circuit.

Pour la capacité par exemple, on fait :

*INSERT / MDS COMPONENT / LUMPED PASSIVE / CAPACITOR / ^90.*

On aura donc une capacité orientée verticalement. Quand un élément est placé horizontalement on fait :

*INSERT / MDS COMPONENT / LUMPED PASSIVE / CAPACITOR / ^0.*

Pour les fils de liaison, il suffit de faire INSERT / WIRE.

Pour relier deux éléments, il faut cliquer sur la première extrémité. Pour donner les angles, il suffit de cliquer à l'endroit où l'on veut. Ainsi on crée le circuit que l'on désire.

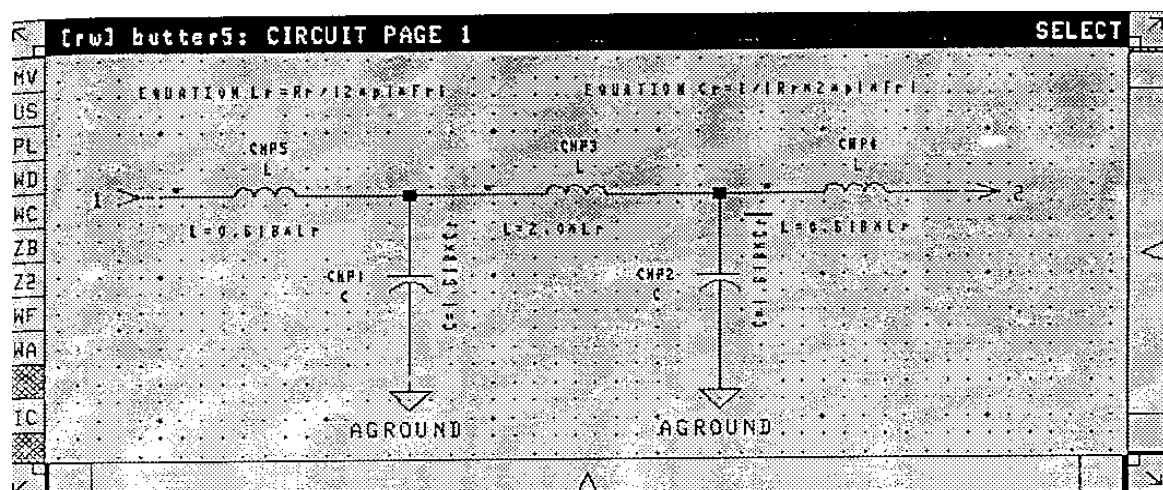
#### II.4.1 – Quelques éléments pour faciliter la création du circuit :

Pour effacer un élément, il faut d'abord aller dans le menu pour sélectionner SELECT. Ensuite revenir sur le circuit pour sélectionner le composant en cliquant dessus. Il devient facile de l'effacer en retournant dans le menu pour sélectionner DELETE. Pour déplacer un élément, il faut faire les mêmes opérations sauf qu'à la place d'utiliser DELETE, on sélectionne MOVE, on revient cliquer sans relâcher sur l'élément pour le déplacer où l'on veut.

Un élément sélectionné a toujours une valeur par défaut, pour la changer on clique sur SELECT, on revient dans le schéma pour venir cliquer et ainsi sélectionner la valeur à modifier. On change la valeur par l'intermédiaire du clavier.

#### II.4.2 – Schéma final :

Il nous reste à insérer deux équations pour permettre d'apporter des modifications plus facilement lors de la simulation. On doit aussi changer les valeurs données par défaut. Le schéma final est donné figure A3-15.



**Fig. A3-15 :** Circuit final.

Pour obtenir une équation, il faut faire INSERT EQUATION. Venir sélectionner pour pouvoir la compléter.

A titre d'exemple, considérons l'équation à insérer comme étant le modèle cubique de Curtice pour le courant de drain d'un transistor MESFET :

$$I_{dMESFET} = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(a V_d) \quad V_1 = V_g (1 + b(V_{sat} - V_d))$$

De même nous modifierons les valeurs des différents éléments du circuit. Nous avons ainsi terminé la création du circuit.

### III – ANALYSE DU CIRCUIT :

#### III. 1 – Introduction :

Nous allons maintenant créer l'environnement de travail qui permettra de simuler le circuit. Ce travail consiste en un schéma de travail, des fenêtres de contrôle pour la simulation et l'insertion du fichier des résultats.

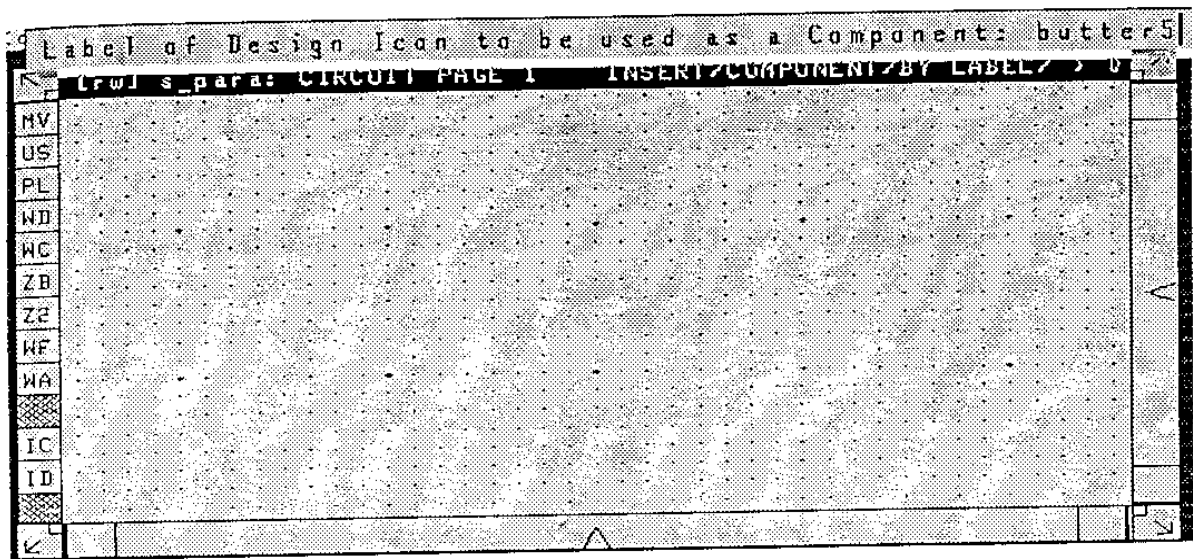
#### III. 2 – Création du circuit de travail :

Ouvrir la fenêtre « S PARA » qui est notre environnement de simulation. Insérer uniquement le circuit – page en faisant INSERT / CIRCUIT-PAGE. Cliquer deux fois sur le mot circuit afin d'obtenir la fenêtre de travail. Puis, importer le symbole butter5 que l'on a créé précédemment.

Pour le faire, prendre dans le menu :

*INSERT / COMPONENT / BY LABEL.*

On voit donc apparaître le message de la figure A3-16 auquel on répond butter 5 suivi de RETURN.

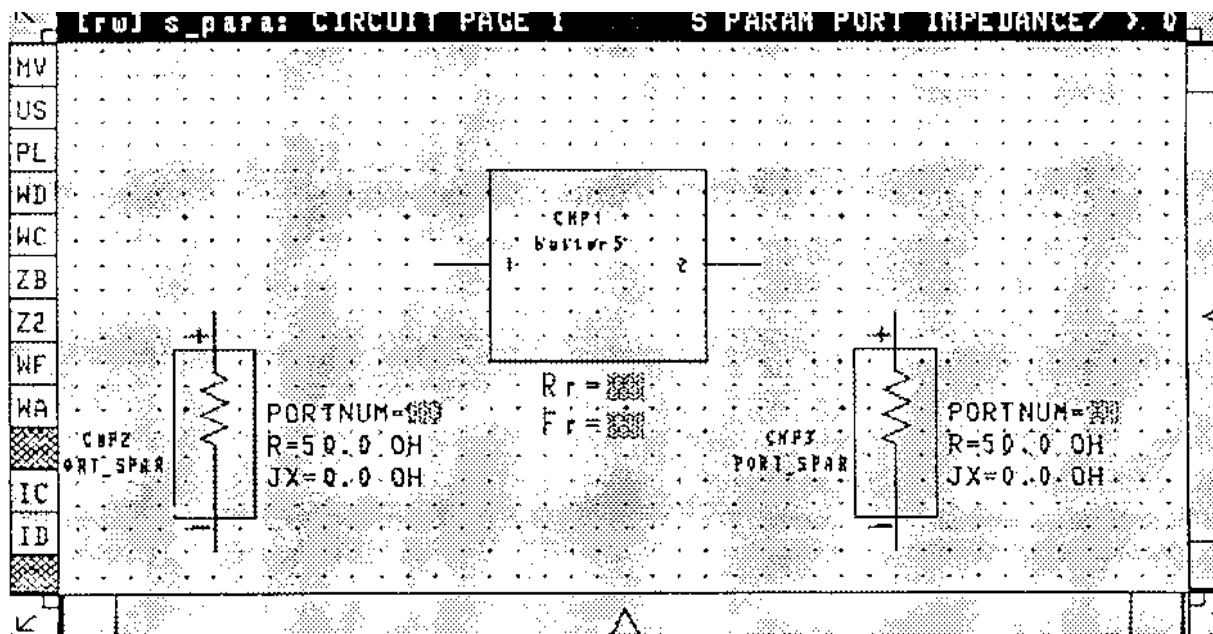


**Fig. A3-16 :** Insertion du butter 5.

En hyperfréquence, on charge généralement les ports d'entrée - sortie sur 50 ohms. Que l'on obtient par l'intermédiaire du menu en faisant (Figure A3-17) :

*INSERT / MDS SOURCE / S PARA PORT IMPEDANCE.*

On doit également positionner deux fenêtres, une pour contrôler la plage de fréquence et une pour choisir le type de simulation que l'on désire.



**Fig. A3-17 :** Insertion de l'impédance de référence.

Dans notre cas, on choisira une simulation en paramètres S sur une plage logarithmique de 101 points entre 0.5 et 25 Ghz. Pour obtenir les deux fenêtres, on doit prendre dans le menu :

- ◆ *INSERT / MDS CONTROL / STIMULUS / START / STOP / LOG POINTS.*
- ◆ *INSERT / MDS CONTROL / ANALYSIS / S PARAMETER.*

On doit également insérer un élément important pour le traitement des résultats qui est le nom du fichier dans lequel on va stocker les données résultants de la simulation.

Ce fichier se nomme MNS DATASET, on l'obtient en le faisant dans le menu INSERT / MNS. On obtient donc l'environnement de la figure A3-18.

Il est également impératif de changer et de compléter les paramètres de contrôle ainsi que les valeurs des éléments du circuit. La méthode est toujours la même, SELECT, puis cliquer sur l'élément voulu pour en changer la valeur par le clavier. On obtient le résultat donné figure A3-19.

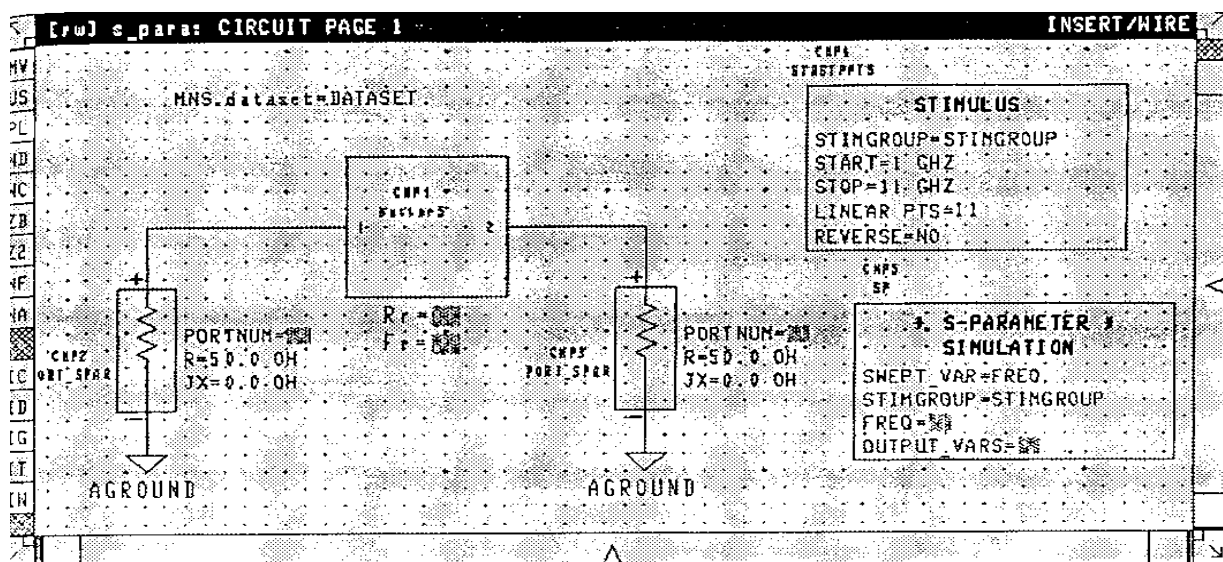
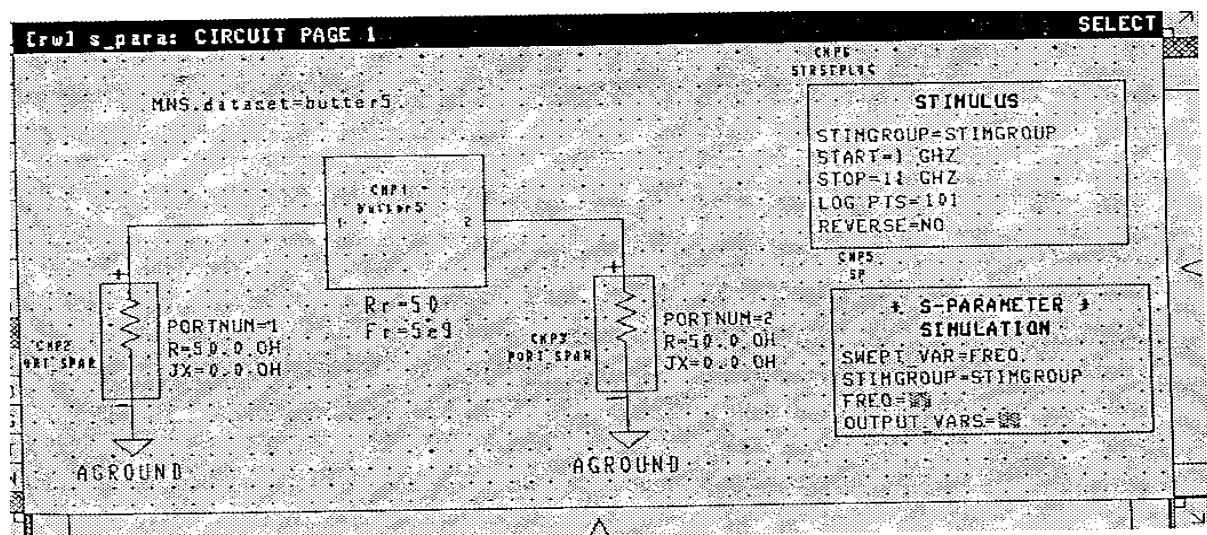
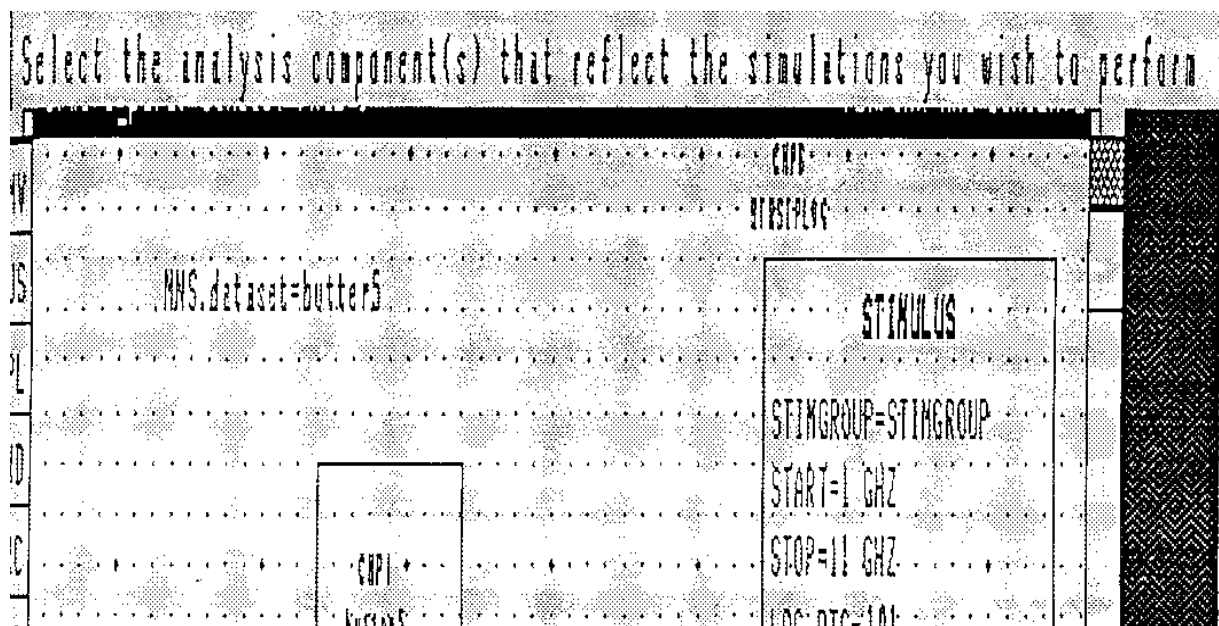


Fig. A3-18 : Insertion du fichier résultat.

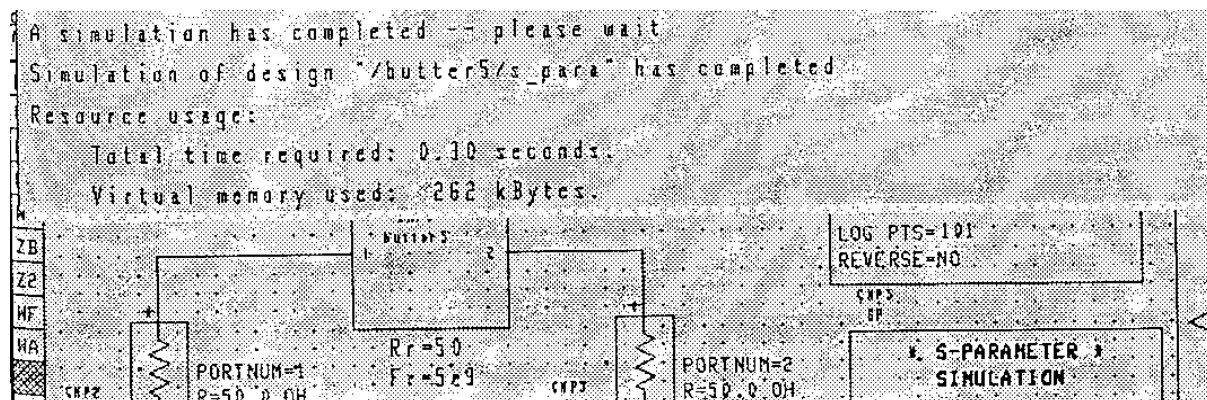


**Fig. A3-19** : Paramètres de contrôle.**III. 3 – Analyse du circuit :**

Notre circuit est prêt pour une analyse complète. Pour ce faire, il faut aller dans le menu et prendre PERFORM / MNS / SIMULATE. On voit apparaître le message en haut de la Figure A3-20.

**Fig. A3-20** : Simulation du circuit.

On a plus qu'à cliquer dans la fenêtre : *S PARAMETER SIMULATION* La simulation se déroulera normalement pour finir en stockant les données dans le fichier DATASET qui se nomme aussi butter 5. Il nous reste plus qu'à visualiser les résultats, la fin de la simulation se présentant sous la forme de la figure A3-21.



**Fig. A3-21** : Résultat de la simulation.

### III. 4 – Présentation des résultats :

Pour visualiser les résultats d'analyse, on suivra les étapes suivantes :

- ◆ Ouvrir l'icône de présentation butter 5.
- ◆ Cliquer deux fois sur « display ».
- ◆ Changer le nom du DATASET : au lieu de DATASET = DATASET, il faut :  
 $DATASET = butter\ 5$
- ◆ Insérer une fenêtre contenant la feuille de représentation avec les échelles choisies, pour ce faire, aller dans le menu et prendre :

*INSERT / PLOT / RECTANGULAR / LOG / VS LOG.*

Ouvrir une fenêtre en cliquant sans relâcher pour avoir la grandeur voulue. Le graphique

apparaîtra dans la fenêtre. Il faut insérer la courbe correspondant à la réponse désirée en choisissant dans le menu la commande suivante :

*INSERT / TRACE ON PLOT / SCALAR / DB /  $S_{11}$ .*

Il faut noter que nous pouvons avoir toutes les gammes de graphique (abaque de Smith, polaire, linéaire, log, ...). De plus, les courbes peuvent être en dB ou en linéaire.

#### IV – OPTIMISATION :

Le but de l'optimisation est de se rapprocher le plus près possible de la solution idéale en faisant varier plusieurs paramètres en même temps. Nous allons étudier les moyens à notre disposition pour effectuer cette opération.

##### IV. 1 – Création de l'environnement de travail :

Comme pour l'étude en paramètres S, on va ajouter une fenêtre de contrôle. Cette nouvelle fenêtre s'appelle GOAL comme indiqué sur la figure A3-22.

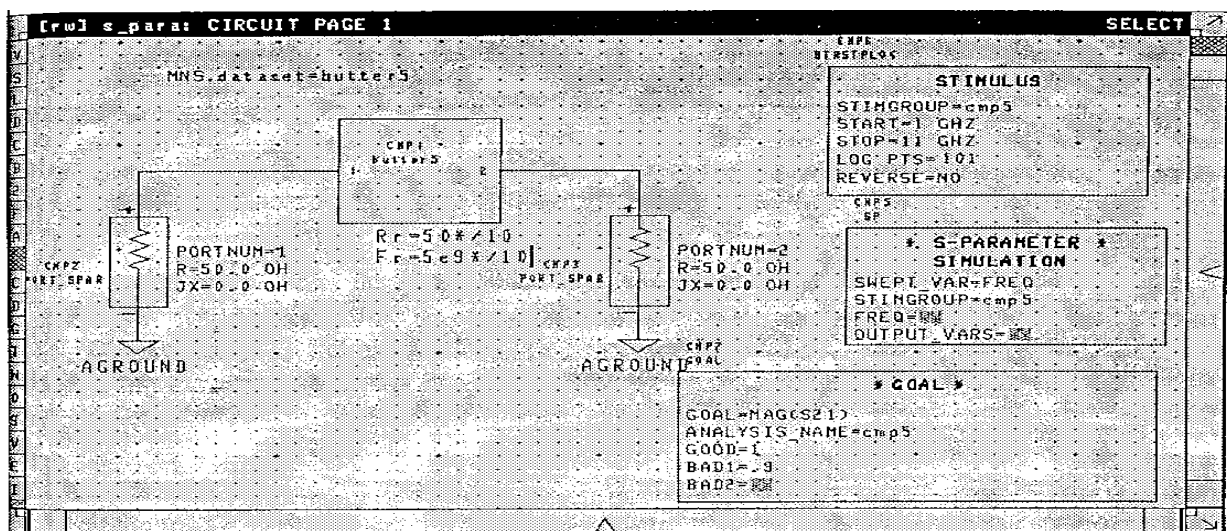
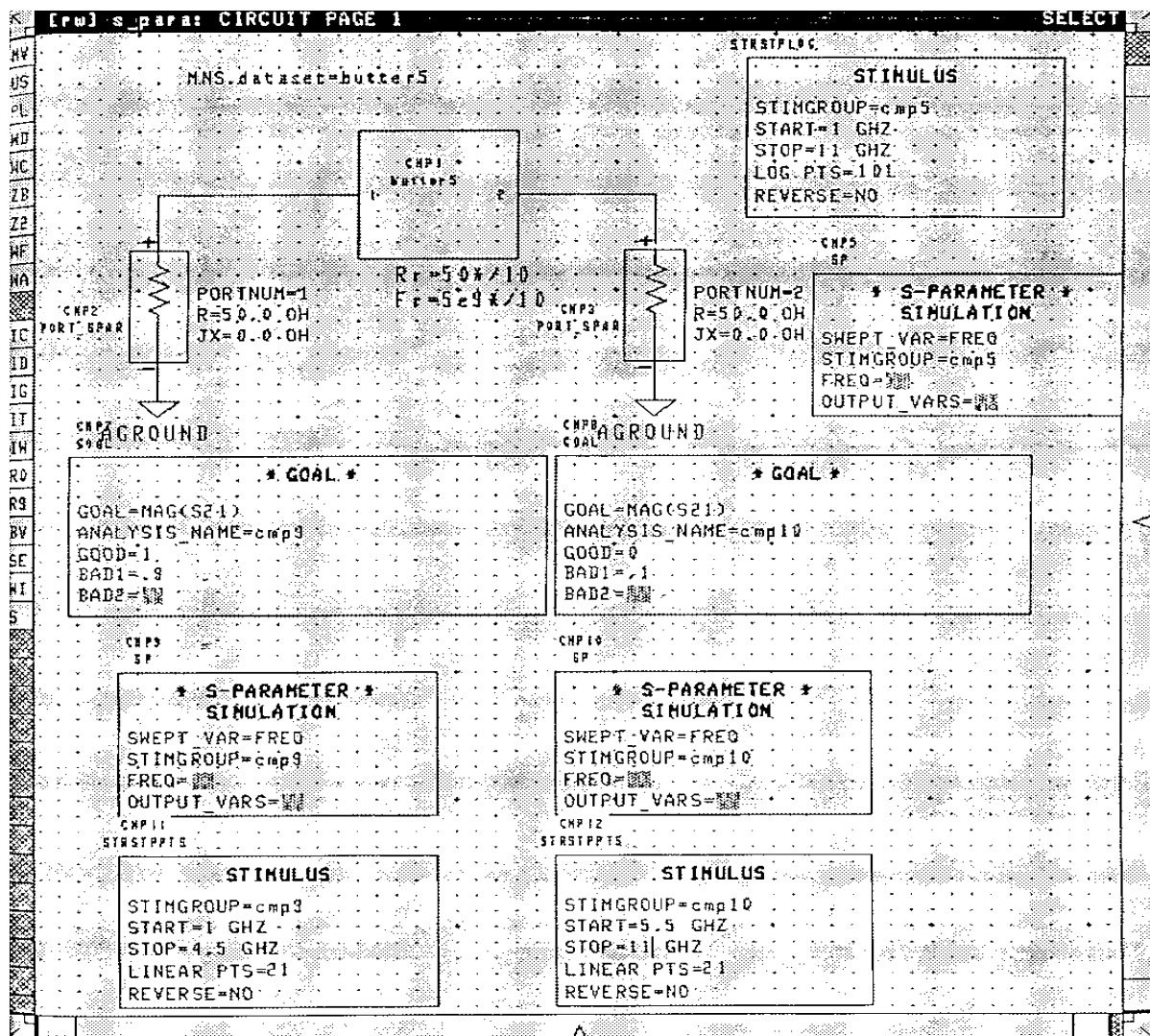


Fig. A3-22 : Fenêtre pour l'optimisation.

Pour faire une bonne optimisation, il est nécessaire de cibler quels résultats optimaux l'on désire. La figure A3-23 donne un exemple où l'on veut faire l'optimisation en deux fois. Pour avoir une double étude, il faut que les deux groupes (GOAL, S PARAMETER SIMULATION, STIMULUS) possèdent le même nom.

Pour ce faire :

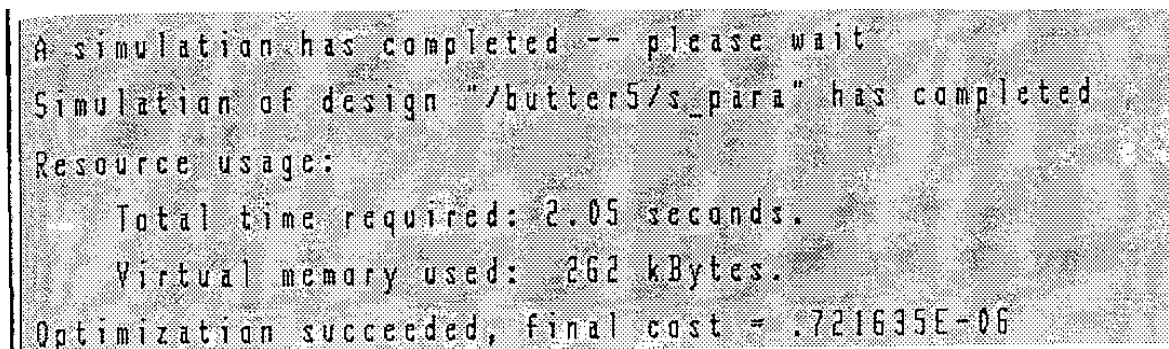
ANALYSIS NAME (GOAL) = STINGROUP (S PARAMETER SIMULATION)  
= STINGROUP (STIMULUS).



**Fig. A3-24** : Optimisation à double objectif.

Pour le premier intervalle, le nom est Cmp9 et le deuxième est Cmp10. Pour sélectionner un paramètre pour la simulation, il faut mettre devant lui des sigles de reconnaissance. Pour lancer l'optimisation, il faut faire PERFORM / MNS / SIMULATE,

ensuite cliquer dans une des fenêtres GOAL pour débiter l'optimisation. une fois terminé, nous verrons apparaître le message de la figure A3-24.



```
A simulation has completed -- please wait
Simulation of design "/butter5/s_para" has completed
Resource usage:
  Total time required: 2.05 seconds.
  Virtual memory used: 262 kBytes.
Optimization succeeded, final cost = .721635E-06
```

**Fig. A3-24** : Fenêtre de fin d'optimisation.

Ainsi, le travail sur MDS est achevé et les résultats stockés dans un fichier pour traitements ultérieurs.

## ANNEXE IV

## MESURE DES PARAMÈTRES S PAR LA MÉTHODE D'EPLUCHAGE

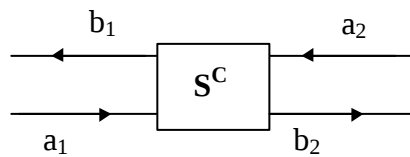
### I – INTRODUCTION

La caractérisation précise de la matrice S de dispersion de composants en micro-ondes est un problème fondamental dans les systèmes de mesures micro-ondes. Les paramètres de dispersion (ou Paramètres S) d'un composant sous test (CST) peuvent être mesurés directement à partir d'un analyseur de réseau en utilisant des câbles coaxiaux et ce, après calibration par des méthodes standard. On entend par méthodes de calibration, des méthodes qui permettent d'obtenir directement les paramètres S du CST à partir du banc de mesures. Elles consistent à répertorier et à quantifier les corrections à apporter aux mesures obtenues afin d'en déduire les paramètres S du CST *uniquement*.

Afin d'illustrer ce problème, considérons le cas d'un CST à deux portes. Les paramètres  $S_{ij}^C$  ( $i, j = 1, 2$ ) de ce composant sont reliés aux ondes incidentes  $a_i$  et réfléchies  $b_i$  ( $i = 1, 2$ ) par les égalités suivantes (Fig. A4-1) :

$$b_1 = S_{11}^C a_1 + S_{12}^C a_2 \quad (\text{A4-1-a})$$

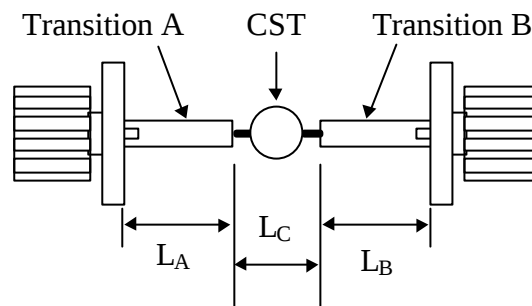
$$b_2 = S_{21}^C a_1 + S_{22}^C a_2 \quad (\text{A4-1-b})$$



**Fig. A4-1** : Paramètres  $S^C$  d'un composant sous test.

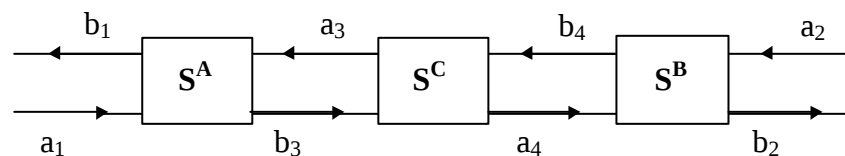
Si l'élément à caractériser ne possède pas de connecteurs coaxiaux au niveau de ces terminaisons, il est nécessaire de lui adjoindre des adaptateurs (exemple : BNC - coaxial) et/ou des transitions (exemple : guide - coaxial) afin de le connecter à l'analyseur de réseau. Ces dispositifs vont introduire des longueurs de lignes supplémentaires entre le composant à tester et les câbles coaxiaux de l'analyseur.

La figure A4-2 montre un exemple de circuit test où le composant CST est relié aux câbles de mesures via deux transitions A et B qui peuvent être symbolisées par deux réseaux en amont et en aval du CST.



**Fig. A4-2** : Un exemple de circuit de test avec deux transitions A et B.

Nous obtenons alors la figure A4-3 qui donne une illustration des ondes incidentes et réfléchies présentes dans ce circuit où  $[S^A]$  et  $[S^B]$  sont les matrices de dispersion des deux transitions.



**Fig. A4-3** : Diagramme des ondes incidentes et réfléchies du circuit présenté à la figure A4-2.

Le problème de base devant un tel type de mesures est la création de standards de calibration pour ce circuit. Durant les quelques trois dernières décennies, plusieurs techniques

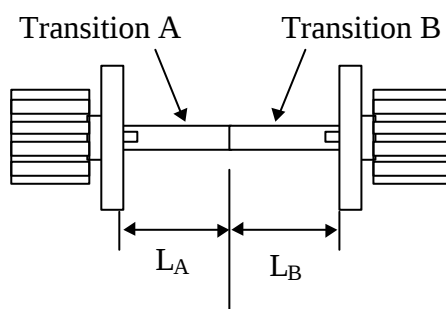
de calibration ont été énoncées telles que la méthode du faible retard [1], [2 ] et de la ligne réfléchie [3], [4].

La procédure de calibration par faible retard donne une solution explicite et non itérative aux équations de calibration. La seconde méthode est une généralisation de la première. Selon le degré de difficulté et l'efficacité désirée, nombre de variantes ont été publiées [5] - [7], mais elles butent sur leur degré de précision principalement aux fréquences les plus élevées.

C'est ainsi que vers le début des années quatre vingt dix, des méthodes dites de « désencapsulation » ou « épluchage » par séparation des éléments ont été présentées.

## II – PRINCIPE DE LA METHODE DE CALIBRATION PAR EPLUCHAGE

La méthode de séparation par épluchage se subdivise en deux étapes. La première étape est de mesurer le dispositif sous test (DST) sans le composant. Le coefficient de transmission direct  $S_{21}^{\circ}$  et inverse  $S_{12}^{\circ}$  sont alors mesurés et stockés dans la mémoire interne de l'analyseur ou dans un contrôleur externe (Fig. A4-4).



**Fig. A4-4 :** Ensemble de test sans le composant.

La seconde étape consiste à insérer le composant tester et à mesurer une nouvelle fois les coefficients de transmission direct et inverse notés respectivement  $S_{21}$  et  $S_{12}$  (Fig. 2). Une étape de reconditionnement des données utilise une division complexe pour obtenir le rapport  $S_{21}/S_{21}^{\circ}$  qui n'est autre que le coefficient de transmission direct du composant dont on veut mesurer les caractéristiques.

### III- ANALYSE DE L'ERREUR DE MESURE

Afin de schématiser les deux étapes, considérons l'exemple précédent d'un quadripôle de matrice  $[S^C]$ , fermé par deux transitions notées A et B dont les matrices de dispersion sont  $[S^A]$  et  $[S^B]$  respectivement.

Dans un premier temps, à partir de la représentation des ondes présentes au niveau du circuit de la figure A4-4, nous pouvons en déduire (Fig. A4-5) :

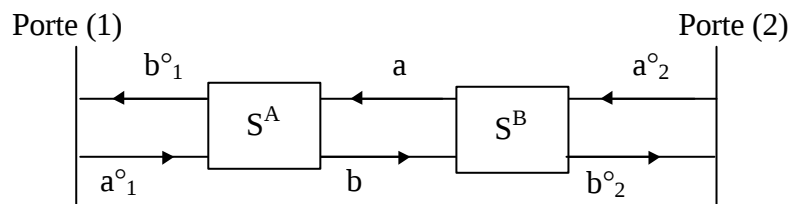
$$b_1^o = S_{11}^A a_1^o + S_{12}^A a \quad (A4-2-a)$$

$$b = S_{21}^A a_1^o + S_{22}^A a$$

et :

$$a = S_{11}^B b + S_{12}^B a_2^o \quad (A4-2-b)$$

$$b_2^o = S_{21}^B b + S_{22}^B a_2^o$$



**Fig. A4-5** : Diagramme des ondes incidentes et réfléchies pour le circuit de la figure A4-4.

De plus, de la dernière série d'équations, nous pouvons déduire :

$$b = \frac{b_2^o - S_{22}^B a_2^o}{S_{21}^B} \quad (A4-3-a)$$

$$\Rightarrow a = \frac{S_{11}^B b_2^o + D_B a_2^o}{S_{21}^B} \quad (\text{A4-3-b})$$

avec :

$$D_B = S_{12}^B S_{21}^B - S_{11}^B S_{22}^B$$

De même :

$$b_2^o = \frac{S_{21}^A S_{21}^B a_1^o + (D_B S_{22}^A + S_{22}^B) a_2^o}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-4-a})$$

$$\Rightarrow b_1^o = \frac{(S_{11}^A + S_{11}^B D_A) a_1^o + S_{12}^A S_{12}^B a_2^o}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-4-b})$$

avec :

$$D_A = S_{12}^A S_{21}^A - S_{11}^A S_{22}^A$$

De plus, à partir de la figure A4-5, en notant par  $[\mathbf{S}^o]$  la matrice de dispersion totale mesurée par l'analyseur et représentant la matrice totale des deux quadripôles A et B en cascade, nous avons :

$$b_1^o = S_{11}^o a_1^o + S_{12}^o a_2^o \quad (\text{A4-5-a})$$

$$b_2^o = S_{21}^o a_1^o + S_{22}^o a_2^o \quad (\text{A4-5-b})$$

En combinant les équations (A4-4) et (A4-5), nous en déduisons :

$$S_{11}^o = \frac{S_{11}^A + S_{11}^B D_A}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-6-a})$$

$$S_{12}^o = \frac{S_{12}^A S_{12}^B}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-6-b})$$

$$S_{21}^o = \frac{S_{21}^A S_{21}^B}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-6-c})$$

$$S_{22}^o = \frac{S_{22}^B + S_{22}^A D_B}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \quad (\text{A4-6-d})$$

Les deux coefficients de transmission  $S_{21}^o$  et  $S_{12}^o$  sont ainsi calculés et mémorisés. Dans une seconde étape, le CST est inséré entre les deux transitions. La figure A4-3 nous donne alors pour le premier quadripôle A :

$$b_1 = S_{11}^A a_1 + S_{12}^A a_3 \quad (\text{A4-7-a})$$

$$b_3 = S_{21}^A a_1 + S_{22}^A a_3 \quad (\text{A4-7-b})$$

pour le quadripôle formé par le CST :

$$a_3 = S_{11}^C b_3 + S_{12}^C b_4 \quad (\text{A4-8-a})$$

$$a_4 = S_{21}^C b_3 + S_{22}^C b_4 \quad (\text{A4-8-b})$$

et pour le quadripôle B :

$$b_2 = S_{21}^B a_4 + S_{22}^B a_2 \quad (\text{A4-9-a})$$

$$b_4 = S_{11}^B a_4 + S_{12}^B a_2 \quad (\text{A4-9-b})$$

De plus, en considérant la matrice de dispersion  $[S]$  du réseau formé par la cascade du composant CST et des deux transitions A et B, on a :

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (\text{A4-10-a})$$

$$b_1 = S_{11}^A a_1 + S_{12}^A a_2 \quad (\text{A4-10-b})$$

A partir des équations (A4-7), on écrit :

$$a_3 = \frac{b_1 - S_{11}^A a_1}{S_{12}^A} \quad (\text{A4-11-a})$$

$$b_3 = \frac{S_{22}^A b_1 + D_A a_1}{S_{12}^A} \quad (\text{A4-11-b})$$

De même, à partir des équations (A4-9), on a :

$$a_4 = \frac{b_2 - S_{22}^B a_2}{S_{21}^B} \quad (\text{A4-12-a})$$

$$b_4 = \frac{S_{11}^B b_2 + D_B a_2}{S_{21}^B} \quad (\text{A4-12-b})$$

En substituant les équations (A4-11) et (A4-12) dans les équations (A4-8), on obtient :

$$b_1 = \frac{\left( S_{11}^A \left( 1 - S_{11}^B S_{22}^C \right) + D_A \left( S_{11}^C + S_{11}^B D_C \right) \right) a_1 + S_{12}^A S_{12}^C S_{12}^B a_2}{M_o} \quad (\text{A4-13-a})$$

$$b_2 = \frac{S_{21}^A S_{21}^C S_{21}^B a_1 + \left( S_{22}^B \left( 1 - S_{11}^C S_{22}^A \right) + D_B \left( S_{22}^C + S_{22}^A D_C \right) \right) a_2}{M_o} \quad (\text{A4-13-b})$$

avec :

$$M_o = 1 - S_{11}^C S_{22}^A - S_{22}^C S_{11}^B - S_{11}^B S_{22}^A D_C$$

et où :

$$D_C = S_{12}^C S_{21}^C - S_{11}^C S_{22}^C$$

Une comparaison entre les équations (A4-10) et (A4-13) donne :

$$S_{11} = \frac{S_{11}^A \left(1 - S_{11}^B S_{22}^C\right) + D_A \left(S_{11}^C + S_{11}^B D_C\right)}{M_o} \quad (\text{A4-14-a})$$

$$S_{12} = \frac{S_{12}^A S_{12}^C S_{12}^B}{M_o} \quad (\text{A4-14-b})$$

$$S_{22} = \frac{S_{22}^B \left(1 - S_{11}^C S_{22}^A\right) + D_B \left(S_{22}^C + S_{22}^A D_C\right)}{M_o} \quad (\text{A4-14-c})$$

$$S_{21} = \frac{S_{21}^A S_{21}^C S_{21}^B}{M_o} \quad (\text{A4-14-d})$$

Les deux coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{12}$  sont ainsi calculés. Il suffit alors de calculer les rapports  $S_{21}/S_{21}^o$  et  $S_{12}/S_{12}^o$  entre les coefficients de transmission après et avant insertion du composant à caractériser.

On a alors en partant des équations (A4-6) et (A4-14) :

$$\frac{S_{21}}{S_{21}^o} = S_{21}^C \left( \frac{1 - S_{11}^B S_{22}^A}{M_o} \right) \quad (\text{A4-15-a})$$

$$\frac{S_{12}}{S_{12}^o} = S_{12}^C \left( \frac{1 - S_{11}^B S_{22}^A}{M_o} \right) \quad (\text{A4-15-b})$$

Si les deux coefficients  $S_{11}^B$  et  $S_{22}^A$  des deux transitions sont petits (transitions avec une faible désadaptation), on peut approximer les deux équations précédentes par :

$$\frac{S_{12}}{S_{12}^o} \approx S_{12}^C \quad (\text{A4-16-a})$$

$$\frac{S_{21}}{S_{21}^o} \approx S_{21}^C \quad (\text{A4-16-b})$$

Cette méthode est donc relativement simple pour calibrer un analyseur de réseau afin de mesurer des composants dont les fermetures ne sont pas des connecteurs coaxiaux. Cependant, les équations (A4-16) introduisent des erreurs d'approximation que nous pouvons évaluer par :

$$d_{S_{12}} = \frac{\frac{S_{12}}{S_{12}^o} - S_{12}^C}{S_{12}^C} = \frac{1 - S_{11}^B S_{22}^A - M_o}{M_o} \quad (\text{A4-17-a})$$

$$d_{S_{21}} = \frac{\frac{S_{21}}{S_{21}^o} - S_{21}^C}{S_{21}^C} = \frac{1 - S_{11}^B S_{22}^A - M_o}{M_o} \quad (\text{A4-17-b})$$

ou en comparant les équations (A4-14) et (A4-17) :

$$d_{S_{12}} = d_{S_{21}} = \frac{S_{11}^C S_{22}^A + S_{22}^C S_{11}^B + S_{11}^B S_{22}^A D_C - S_{11}^B S_{22}^A}{1 - S_{11}^C S_{22}^A - S_{22}^C S_{11}^B - S_{11}^B S_{22}^A D_C} \quad (\text{A4-18})$$

Cette équation nous donne un bon critère d'évaluation des erreurs de mesures. Ainsi, ces dernières ne dépendent en fait que des deux coefficients  $S_{11}^B$  et  $S_{22}^A$  des deux transitions et de la matrice  $[S^C]$  du composant. Il suffit alors de bien choisir les valeurs des deux coefficients  $S_{11}^B$  et  $S_{22}^A$  pour minimiser les erreurs.

De plus, l'erreur maximale que l'on peut faire sur les coefficients de transmission du composant sont :

$$|d_{S_{12}}|_{\max} = |d_{S_{21}}|_{\max} = \frac{|S_{11}^C S_{22}^A| + |S_{22}^C S_{11}^B| + |S_{11}^B S_{22}^A D_C| + |S_{11}^B S_{22}^A|}{1 - |S_{11}^C S_{22}^A| - |S_{22}^C S_{11}^B| - |S_{11}^B S_{22}^A D_C|} \quad (\text{A4-19})$$

qui donne le cas le plus défavorable. Pour quantifier cet écart, posons :

$$a e^{jd_q} = \frac{1}{S_{21}^C} \left( \frac{S_{21}}{S_{21}^o} \right)$$

Delà, l'équation (A4-17) devient :

$$d_{S_{21}} = a e^{jd_q} - 1 = (a \cdot \cos d_q - 1) + j \cdot a \cdot \sin d_q$$

$$\Rightarrow \left| d_{S_{21}} \right|^2 = (a - 1)^2 + 4a \cdot \sin^2 \left( \frac{d_q}{2} \right) \quad (\text{A4-20})$$

ou :

$$|a - 1| \leq |d_{S_{21}}| \quad (\text{A4-21-a})$$

$$\left| \sin \frac{d_q}{2} \right| \leq \left| \frac{d_{S_{21}}}{2\sqrt{a}} \right| \quad (\text{A4-21-b})$$

donnant ainsi le module de l'erreur sur  $S_{21}^C$  et  $S_{12}^C$  :

$$1 - |d_{S_{21}}|_{\max} \leq a \leq 1 + |d_{S_{21}}|_{\max} \quad (\text{A4-22-a})$$

et la phase de l'erreur sur  $S_{21}^C$  et  $S_{12}^C$  :

$$|d_q| \leq 2 \arcsin \left| \frac{d_{S_{21}}}{2\sqrt{a}} \right|_{\max} = |d_q|_{\max} \quad (\text{A4-22-b})$$

C'est donc une méthode relativement efficace et plus facile d'emploi que les méthodes classiques de calibration ; elle produit une faible erreur que l'on peut d'autant plus optimiser que les coefficients  $S_{11}^C$  et  $S_{22}^C$  sont relativement faibles.

**REFERENCES**

- [1] N.R. Franzen, R.A. Speciale, "A new procedure for system calibration and error removal in automated S-parameter measurements, " in Proc. 5<sup>th</sup> *European Microwave Conference*, 1975, 69-73.
- [2] N.R. Franzen, R.A. Speciale, "Accurate scattering parameter measurements on nonconnectable microwave networks., " in Proc. 6<sup>th</sup> *European Microwave Conference*, 1976, 210-214.
- [3] G.F. Engen, C.A. Hoer, "Thru-reflect-line: an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, 987-993, Dec. 1979.
- [4] Hewlett-Packard Product Note 8510-5, "Specifying calibration standards for use with the 8510 network analyzer," March 1986.
- [5] M.A. Maury Jr., S.L. March, G.R. Simpson, "TRL calibration of vector automatic network analyzers," *Microwave J.*, vol. 30, 387-392, May 1987.
- [6] Hewlett-Packard Product Note 8510-8, "Applying the HP 8510B TRL calibration for noncoaxial measurements," Oct. 1987.
- [7] D. Rubin, "De-embedding mm-wave MICs with TRL," *Microwave J.*, vol. 33, 141-150, June 1990.
- [8] G.P. Locatelli, "De-embedding techniques for device characterization," *Alta Freq.*, vol. 57, 267-272, June 1988.
- [9] M.Y. Li, K.A. Kenneth, A. Hummer, K. Chang, "A simple divide-by-de-embedding measurement method," *Microwave J.*, vol. 36, 118-127, Sept. 1993.

## ANNEXE V

### DETERMINATION ANALYTIQUE DE LA MATRICE IMPEDANCE DU MESFET

L'inversion de la matrice admittance en matrice impédance est une étape incontournable dans l'extraction des paramètres du transistor. Pour inverser une telle matrice dont les éléments sont sous forme analytique, nous avons utilisé le logiciel **MAPLE**.

Les résultats sont les suivants :

$$\begin{aligned}
 z_{[1,1]} &:= \frac{y_{[2,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + \frac{rl}{1 + I\omega cl rl} + rc \\
 &\quad + \frac{Irb cc}{-rb cbc cc \omega + I(cc + cbc)} + I\omega (le + lb) \\
 z_{[2,2]} &:= \frac{y_{[1,1]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + rc + re + I\omega (lc + le) \\
 z_{[2,1]} &:= -\frac{y_{[2,1]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + re + I\omega le \\
 z_{[1,2]} &:= -\frac{y_{[1,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + re + I\omega le
 \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 al1 &:= -rb cbc cc \omega \\
 al2 &:= I(cc + cbc) \\
 al3 &:= \frac{rl}{1 + I\omega cl rl} \\
 al4 &:= \frac{1 + I\omega cp rpi}{rpi}
 \end{aligned}$$

$$a1 := \frac{lrb\ cc}{-rb\ cbc\ cc\ w + l(cc + cbc)}$$

$$a2 := \frac{1}{-rb\ cbc\ cc\ w^2 + l(cc + cbc)\ w}$$

$$a3 := \frac{lrb\ cbc}{-rb\ cbc\ cc\ w + l(cc + cbc)}$$

$$a4 := \frac{rpi}{1 + l\ w\ cp\ rpi}$$

et :

$$zz := \begin{bmatrix} \frac{y_{[2,2]}}{\%1} & -\frac{y_{[1,2]}}{\%1} \\ -\frac{y_{[2,1]}}{\%1} & \frac{y_{[1,1]}}{\%1} \end{bmatrix}$$

$$\%1 := y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}$$

Ce qui donne pour les fonctions  $E_k$  :

$$bl1 := -\frac{le}{lc}$$

$$bl2 := \frac{1}{-\frac{y_{[1,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + \frac{y_{[2,1]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}}}$$

$$bl3 := -\frac{y_{[1,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + \frac{y_{[2,1]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}}$$

$$bl4 := 0$$

$$bl5 := \frac{y_{[2,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} + \frac{rl}{1 + w^2\ cl^2\ rl^2} + rc$$

$$+ \frac{rb\ cc\ (cc + cbc)}{rb^2\ cbc^2\ cc^2\ w^2 + (cc + cbc)^2} + \frac{y_{[1,2]}}{y_{[1,1]}y_{[2,2]} - y_{[1,2]}y_{[2,1]}} - re$$

$$bl6 := w\ le$$