



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE



وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة باجي مختار - عنابة

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR - ANNABA

FACULTÉ DES SCIENCES

DÉPARTEMENT DE PHYSIQUE

LABORATOIRE DES SEMI-CONDUCTEURS

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en Sciences

Option : Semi-Conducteurs

Influence Des Paramètres Électriques Sur Les
Variations Fréquentielles de l'Impédance de
Sortie des MESFETs GaAs

Par :

Assia KHOUALDIA

Devant le jury :

Président:	DOGHMANE Abdellaziz	Professeur	UBM-Annaba
Directeur de Thèse:	HADJOUR Zahia	Professeur	UBM-Annaba
Examineurs:	GUERIONE Mohamed	Professeur	UBM-Annaba
	MEDDOUR Athmane	Professeur	Univ-Guelma
	HADJOURJA Bouzid	M.C	UBM-Annaba
	BOUHEDJA Samia	M.C	Univ-Constantine

Année Universitaire : 2009-2010

Dédicace

A mes très chers parents

A ma très chère encadreur Zabia

A mes très chères sœurs

A mes très chers frères

A mes très chers amis et collègues

A tous les enseignants qui m'ont inculqué le savoir

A toutes les personnes qui me souhaitent le bonheur

et le succès dans tous les domaines

Je dédie ce travail

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire des Semi-Conducteurs, Département de Physique, Faculté des Sciences, Université Badji Mokhtar, Annaba. Je tiens à remercier la Directrice, Professeur Zahia HADJOUB, Académicienne, de m'avoir accueilli dans ce Laboratoire et acceptée de diriger mes travaux de recherche. Je la remercie chaleureusement pour les discussions fructueuses, les orientations objectives, son grand dynamisme ainsi que son suivi permanent. Elle m'a fait bénéficier de ses capacités scientifiques, elle m'a initié dans ce domaine de recherche et surtout de m'avoir inculqué un savoir faire. Qu'elle trouve ici mes sincères reconnaissances.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Abdellaziz DOGHMANE, Professeur au Département de Physique, Université Badji Mokhtar d'Annaba, Académicien, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de soutenance et également pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche. C'est avec un grand plaisir qu'il a bien voulu contribuer à l'avancement de ces travaux par son efficacité scientifique, sa bienveillance disponibilité, sa gentillesse et son bon humeur.

Je dois beaucoup à Monsieur Athmane MEDDOUR, Professeur et Chef de Département de Physique, Université 08 mai 1945 de Guelma, qui m'a fait honneur en participant à mon jury d'examen; je tiens à le remercier particulièrement et à lui transmettre ma considération distinguée

Tous mes remerciements à Monsieur Mohamed GUERIDUNE, professeur au Département de Physique à l'Université de Annaba, qui me fait l'honneur de participer à ce jury. Je le remercie également pour son soutien lors de mes années d'étude en graduation.

J'exprime ma profonde gratitude à Mme Samia BOUHEDJA, Maître de conférence au Département de Physique, Université Mentouri de Constantine, qui me fait l'honneur de participer à ce jury, je tiens à la remercier particulièrement et à lui transmettre ma considération distinguée.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur Bouzid HADJOUJJA, Maître de conférences au Département de Physique à l'Université de Annaba, d'avoir accepté de participer au jury. Je le remercie vivement pour sa sympathie et pour sa gentillesse.

J'associe à ces remerciements Mme F. Boumerdes, Professeur au Département de Médecine, Université Annaba. Je lui transmets ma considération distinguée.

Je ne saurais oublier tous mes amis et collègues du LSC: Ibtissem, Ithem, Imen, Amel, Wahiba, Leïla, Loubra, Fatma Zohra, Messaouda, Ibrahim, Khaled, Nabil, Abdour ... Ainsi que, tous les enseignants qui m'ont inculqué le savoir.

Une partie de ce travail a été réalisée au Laboratoire d'Automatique et d'Architecture des Systèmes (L. A. A. S) du Centre National de la Recherche Scientifique (C. N. R. S) de Toulouse. Nous tenons à remercier particulièrement professeur Jaques GRAFFEUIL pour son aide efficace.

Enfin je remercie infiniment de tout mon cœur mes parents, mes sœurs, mes frères et mes amis pour leur soutien, leur encouragement et leur amour inconditionnel.

Merci pour tous

RÉSUMÉ

Dans les systèmes de communication optique à grande vitesse, les transistors à effets de champ MESFETs GaAs se présentent comme les composants les plus intéressants pour des applications potentielles. Cependant, la dépendance de l'impédance de sortie, Z_d , par la fréquence, f , perturbe son bon fonctionnement et cause plusieurs problèmes particulièrement dans les applications numériques. Dans ce travail, l'investigation expérimentale sur la variation fréquentielle de l'impédance de sortie, $Z_d(f)$, a été menée sur des MESFETs GaAs de type commercial à différentes tensions de polarisation drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} , dans la gamme de fréquence [10 Hz – 10 MHz]. L'étude s'intéresse à l'influence des conditions de polarisation sur les deux dispersions négative et positive de l'impédance de sortie. Il a été constaté qu'en faible polarisation, la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie est pratiquement négligeable. De plus, les valeurs de $Z_d(f)$ sont très faibles à comparer à celles relevées près du pincement ou lorsque le dispositif fonctionne en régime de saturation. Par contre, les fortes tensions de polarisation correspondent à de fortes dispersions négative et positive corrélées à des valeurs de $Z_d(f)$ très importantes. Notons que ces valeurs de $Z_d(f)$ près du pincement sont 600 % plus élevées que celles de la saturation. L'augmentation de la dispersion maximale est proportionnelle à la largeur d'extension des ZCE. Le phénomène de l'extension de la zone désertée sous les surfaces libres, couche de passivation/canal conducteur, peut être à l'origine de la dispersion fréquentielle positive de $Z_d(f)$ en fortes tensions de polarisation. Ce phénomène peut limiter les applications potentielles des composants microélectroniques modernes.

Mots Clés : MESFET GaAs, Impédance de sortie, Dispersion fréquentielle négative, dispersion fréquentielle positive, polarisation, largeurs des zones dépeuplées, pièges.

ABSTRACT

Gallium arsenide Field effect transistors, GaAs FETs are the most important devices for potential applications in high speed optical communication systems. However, output impedance, Z_d , dependence on frequency, f , perturbs its good operation leading to several problems particularly in numerical applications. In this work, experimental investigations of frequency variations of impedance, $Z_d(f)$, were carried out on commercial GaAs MESFETs at different drain-source, V_{ds} , and gate-source, V_{gs} , polarizations in the frequency range [10 Hz – 10 MHz]. The study concerns the influence of polarization conditions on positive and negative output impedance dispersion. It was noticed that at low bias, the frequency dispersion of output impedance is practically negligible. Moreover, $Z_d(f)$ values are very weak compared to those taken at pinch-off or when the device is in the saturation regime. Whereas, high polarizations correspond to strong negative and positive dispersion correlated to very high $Z_d(f)$ values. It is worth noting that these $Z_d(f)$ values near pinch-off are 600% times higher than those in the saturation. The increase in maximal dispersion is proportional to the width of the space charge region. The phenomenon of depleted region under free surfaces, passivating film/conducting channel could be the cause of positive frequency dispersion in $Z_d(f)$ at high polarizations. This phenomenon could limit potential applications in modern microelectronic applications

Keywords: *GaAs MESFET, Output impedance, negative frequency dispersion, positive frequency dispersion, Polarization, Depleted region widths, Traps*

ملخص

في أنظمة الاتصال الضوئية ذات السرعة الكبيرة، يستعمل الترانزستور التأثير المجالي $MESFETsGaAs$ في تطبيقات ذات أهمية عالية. غير أن تبدد ممانعة الخروج، Z_d ، بدلالة التردد، f ، يؤدي إلى اضطراب نظام تشغيله الجيد، الذي ينعكس سلباً على عدة تطبيقات و خاصة منها الرقمية. نتعرض في هذا البحث إلى تغيرات Z_d بدلالة التردد f لعدة ترانزستورات $MESFETsGaAs$ من النوع التجاري عند مختلف الجهود المطبقة على المصرف V_{ds} و على البوابة V_{gs} في مجال الترددات $[10Hz - 10^{4+} KHz]$. تهتم الدراسة بتأثير الاستقطاب على التبددين السالب و الموجب لممانعة الخروج. لوحظ أنه عند تطبيق استقطاب ضعيف يكون تبدد ممانعة الخروج بدلالة التردد بالتقريب مهملاً. زيادة على ذلك، تكون قيم $Z_d(f)$ جد ضعيفة مقارنة مع التي سجلت عندما يكون الترانزستور يشتغل بقرب انغلاق القناة أو في نظام التشبع. كما أن عند استقطاب دو جهد مرتفع تحصلنا على قيم عالية بالنسبة لـ $Z_d(f)$ و كذلك بالنسبة للتبدد، حيث تكون قيم ممانعة الخروج قرب انغلاق القناة أكبر بـ 600% بالنسبة لتلك التي قيست في نظام التشبع. يتناسب ارتفاع قيم التبدد النسبي مع امتداد مناطق الشحنات الفضائية. اقترحنا أن تكون ظاهرة امتداد منطقة الشحنات الفضائية تحت سطوح الحرة، ما بين التلامسات، هي أصل ظهور التبدد الموجب لـ $Z_d(f)$ في نظام التشبع. يمكن لهذه الظاهرة أن تعرقل تطبيقات هامة للمركبات الميكروإلكترونية الحديثة.

الكلمات المفتاحية: $MESFETGaAs$ ، ممانعة الخروج، تبدد ترددي سالب، تبدد ترددي موجب، استقطاب، امتداد منطقة شحنات الفضاء، المصائد.

TABLE DES MATIERES

<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	01
------------------------------	----

<i>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LA DISPERSION FREQUENTIELLE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE</i>
--

Introduction	06
I-1 Comportement de l'impédance de sortie	07
I-1.1 Régime ohmique	08
I-1.2 Régime de saturation	09
a) <i>Modèle de C.C. Penalosa et C.S Aitchison</i>	10
b) <i>Modèle de N.Scheinberg, R.Bayruns et R.Goyal</i>	13
I-2 Variation fréquentielle de l'impédance de sortie	15
I-2.1 Influence de la tension de drain	15
I-2.2 Influence de la tension de grille	17
I-2.3 Influence de la température	19
I-2.4 Influence de la concentration des pièges	21
I-3 Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la polarisation	22
I-3.1 Effet de la tension de drain	22
I-3.2 Effet de la tension de grille	24
I-3.3 Effet de la polarisation du substrat	26
a) <i>Influence des accepteurs profonds</i>	26
b) <i>Influence des donneurs profonds</i>	27
I-4 Effet de l'épaisseur du canal sur l'impédance de sortie	28
I-5 Influence de la concentration d'accepteurs sur l'impédance de sortie	29
I-6 Conclusion	30

<i>CHAPITRE II : MESFETs GaAs OPTIQUEMENT CONTROLÉ</i>
--

Introduction	33
II-1 Investigation Théorique	34
II-1.1 Structure appropriée	34
II-1.2 Modèle analytique de l'effet du dopage non-uniforme	36

II-2 Caractéristiques courant de génération	39
II-2.1 Couche active neutre.....	40
II-2.2 Région dépeuplée sous la grille.....	43
II-2.3 Région dépeuplée à l'interface couche active/substrat.....	45
II-2.4 Courant dû à l'implantation ionique.....	47
II-2.5 Analyses et Discussions.....	48
a) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes intensités de l'éclairage.....	48
b) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes tensions de grille.....	52
c) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes fréquences.....	54
d) $I_{ds}(f)$ à différentes intensités de l'éclairage.....	55
e) $I_{ds}(N_{do})$ à différentes intensités de l'éclairage.....	57
II-3 Effet de l'éclairage	59
II-3.1 Estimation du photovolatge à la jonction Schottky.....	59
II-3.2 Estimation du photovoltage à la jonction p-n côté substrat.....	60
II-3.3 Analyses et Discussions.....	62
a) Évaluation du photovoltage en fonction de la fréquence.....	62
b) Évaluation du photovoltage en fonction de l'intensité de l'éclairage.....	64
II-4 Charge totale du canal conducteur	66
II-4.1 Détermination de la charge totale.....	66
II-4.2 Analyse de la variation fréquentielle de la charge totale.....	66
II-5 Impédance de sortie du canal conducteur	67
II-5.1 Estimation de la conductance de sortie.....	67
II-5.2 Analyses et Discussions.....	68
a) Influence de la polarisation et de l'intensité de l'éclairage sur le g_a	68
b) L'effet photonique sur la variation fréquentielle de g_a	69
II-6 Conclusion	71

CHAPITRE III : DISPERSIONS POSITIVE ET NÉGATIVE DE L'IMPÉDANCE DE SORTIE EN BASSES FRÉQUENCES

Introduction	73
III-1 Conditions de mesures de l'impédance de sortie	74
III-2 Caractéristiques de sortie et de transfert	74
III-3 Dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie	77
III-3.1 Quantification de la dispersion négative.....	77
III-3.2 Comportement statique.....	79
III-3.3 Coude de séparation.....	81
III-3.4 Près de la tension de pincement.....	82
III-3.5 Régime de saturation.....	84
III-3.6 Analyses et Discussions.....	86
III-4 Oscillation entre dispersion négative et positive de Z_a	87
III-4.1 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,2$ V.....	87

III-4.2 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,35$ V.....	88
III-4.3 Analyses et Discussions	89
III-5 Dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie	89
III-5.1 Quantification de la dispersion fréquentielle positive.....	89
III-5.2 Influence de la tension V_{ds}	90
a) $V_{gs} = -0,2$ V.....	90
b) $V_{gs} = -0,35$ V.....	91
III-5.3 Analyses et Discussions.....	92
III-6 Dépendance de la dispersion négative par la polarisation du drain	93
III-7 Conclusion	94

CHAPITRE IV : INFLUENCE DE LA POLARISATION SUR LES EFFETS DISPERSIFS DE $Z_d(f)$

Introduction	96
IV-1 Effet de la tension du drain sur la variation de $Z_d(f)$ négative	97
IV-1.1 Étude de $Z_d(f)$ en faibles tensions V_{ds}	98
IV-1.2 Évaluation de $\Delta Z_{d-}(f)$ en faibles élargissements des ZCE.....	99
IV-1.3 Étude de $Z_d(f)$ en fortes tensions V_{ds}	100
IV-1.4 Variation de $\Delta Z_{d-}(f)$ en fortes extensions des ZCE.....	102
IV-2 Influence de la tension de la grille sur la variation de $Z_d(f)$ négative	103
IV-2.1 Détermination de $Z_d(V_{gs})$	103
IV-2.2 Étude de la dispersion négative $\Delta Z_{d-}(V_{gs})$	104
IV-3 Observation du comportement dispersif positif	105
IV-3.1 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = 0$ V.....	105
IV-3.2 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,2$ V.....	106
a) <i>Oscillation de $Z_d(V_{ds})$</i>	106
b) <i>Détermination de la dispersion négative $\Delta Z_{d-}(V_{ds})$</i>	107
IV-3.3 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,45$ V.....	108
a) <i>Évolution de la variation $Z_d(V_{ds})$</i>	108
b) <i>Détermination de la dispersion positive $\Delta Z_{d+}(V_{ds})$</i>	109
IV-3.4 Influence de la tension de la grille en faibles et fortes fréquences.....	110
IV-4 Analyses et Discussions	111
IV-5 Conclusion	113

CONCLUSION GÉNÉRALE..... 114

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES..... 117

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Figure I-1	Variations fréquentielles de l'impédance de sortie en valeur absolue simulées ($R_{ds} = 550 \Omega$, $R = 655 \Omega$ et $C = 0,21 \mu F$) et mesurées [39].	11
Figure I-2	Circuit équivalent petit signal du MESFET [39].	11
Figure I-3	Circuit proposé petit signal du MESFET [39].	12
Figure I-4	Évolution de l'impédance de sortie calculée en fonction de la fréquence [27].	14
Figure I-5	Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes tensions de drain. a) [42], b) [43], c) [13], d) [13], e) [17], f) [40].	16
Figure I-6	Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille : a) [12], b) [40], c) [44], d) [45], e) [44], f) [42].	18
Figure I-7	Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes températures. a) [43], b) [43], c) [45], d) [54], e) [54], f) [56].	20
Figure I-8	Influence de la concentration des pièges sur la variation fréquentielle de la conductance de sortie [55].	21
Figure I-9	Variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de drain. a) [60], b) [42], c) [42], d) [42], e) [12], f) [13].	23
Figure I-10	Variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille. a) [43], b) [61], c) [13], d) [43], e) [12].	25
Figure I-11	Influence des accepteurs profonds sur la variation de la conductance de sortie à différentes polarisations du substrat [16].	26
Figure I-12	Influence des donneurs profonds sur la variation de la conductance de sortie à différentes polarisations du substrat [16].	27
Figure I-13	Effet de l'épaisseur du canal conducteur sur la variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille [60].	28
Figure I-14	Variation de l'impédance de sortie en fonction de la concentration d'accepteurs [55].	29

Chapitre II

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Figure II-1	<i>Vue en coupe de la structure appropriée du MESFET GaAs optiquement contrôlée.</i>	35
Figure II-2	<i>Profil gaussien et sa distribution du dopage constant équivalent des impuretés dans la couche active.</i>	38
Figure II-3	<i>Caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes intensités de l'éclairage pour les MESFETs GaAs à différentes grilles. a) grille opaque sous les conditions d'obscurité et éclairée à $V_{gs} = 0$ V. b) grille semitransparente/transparente et l'autre à grille opaque à $V_{gs} = 0$ V. c) grille semitransparente/transparente au coefficient d'absorption $\alpha_p = 10^4$ cm⁻¹. d) grille semitransparente/transparente au coefficient d'absorption $\alpha_p = 5 \cdot 10^4$ cm⁻¹. e) grille transparente au régime de saturation à $V_{gs} = -0,45$ V et au pincement à $V_{gs} = -0,9$ V. f) courte grille non auto alignée, $L_g = 0,5$ μm, et à $V_{gs} = 0$ V.</i>	50
Figure II-4	<i>Comparaison des caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ de trois modèles différents d'un MESFET GaAs de la même structure à ϕ constante</i>	52
Figure II-5	<i>Différentes caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$. a) MESFET GaAs à grille opaque sous intensité de l'éclairage constante, $\phi = 10^{17}$ / m²·s. b) MESFET GaAs auto-alignée avec et sans illumination. c) Comparaison de $I_{ds}(V_{ds})$ d'un MESFET GaAs non auto-alignée avec des résultats expérimentaux. d) MESFET GaAs à grille creusé avec et sans illumination.</i>	53
Figure II-6	<i>Caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes fréquences pour les MESFETs GaAs à différentes grilles. a) grille opaque sous les conditions d'obscurité et éclairée à $V_{gs} = 0$ V. b) préparé par implantation ionique à $V_{gs} = 0$ V et à une intensité $\phi = 10^{24}$ / m²·s. c) grille semitransparente à $\phi = 10^{21}$ / m²·s. d) Comparaison à $f = 0,1$ GHz et $\phi = 10^{21}$ / m²·s, pour une grille opaque et une grille semitransparente.</i>	54
Figure II-7	<i>Dispersion fréquentielle de I_{ds} à différentes intensités d'éclairage pour différents MESFETs GaAs. a) à grille opaque. b) préparé par implantation ionique. c) préparé par implantation ionique avec et sans substrat.</i>	56
Figure II-8	<i>Variation de $I_{ds}(N_{d0})$ à différentes intensités d'éclairage et longueurs d'ondes pour MESFET GaAs à grille transparente/semitransparente. a) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes ϕ, à canal long, $L = 10$ μm. b) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes ϕ, à canal court, $L = 0,5$ μm. c) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes longueur d'ondes α_p, à longueur du canal $L = 10$ μm.</i>	57

Figure II-9	<p>Evolution du photovoltage en fonction de la fréquence, pour différentes intensités d'éclairage.</p> <p>a) $V_{op1}(f)$ à $V_{gs} = 0$ V et $V_{ds} = 0,4$ V. b) $V_{op2}(f)$ à $V_{gs} = 0$ V et $V_{ds} = 0,4$ V. c) $V_{op1}(f)$. d) $V_{op2}(f)$. e) a.c photovoltage à $V_{gs} = 0$ V et $V_{ds} = 0,4$ V. f) total photovoltage (d.c eta.c) à $V_{gs} = 0$ V et $V_{ds} = 0,4$ V.</p>	63
Figure II-10	<p>Variation du photovoltage en fonction de l'intensité d'éclairage et de la puissance optique.</p> <p>a) V_{op} à différente ϕ à $V_{ds} = 0,4$ V et $V_{gs} = 0$ V. b) V_{op1} à différentes puissances optiques. c) comparaison du V_{op2} avec des résultats expérimentaux. d) résultat expérimental V_{op2}.</p>	65
Figure II-11	<p>Variation fréquentielle de la charge du canal conducteur à différentes intensités d'éclairage.</p>	66
Figure II-12	<p>Evolution de la conductance de sortie en fonction de la tension V_{ds}, à différentes intensités d'éclairage et tensions de grille, pour différents MESFET GaAs.</p> <p>a) à grille semitransparente/transparente: influence de la densité de flux à $V_{gs} = -0,2$ V. b) à grille opaque : influence de la densité de flux à $V_{gs} = 0$ V. c) à grille opaque : influence de la tension V_{gs} à $\phi = 10^{17} / m^2 s$.</p>	69
Figure II-13	<p>Variation fréquentielle de g_d, à différentes intensités d'éclairage pour les MESFETs GaAs.</p> <p>a) à grille opaque. b) préparé par implantation ionique à $V_{ds} = 0$ V.</p>	70

Chapitre III

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Figure III-1	Caractéristiques de sortie et de transfert du MESFET GaAs de type D.	75
Figure III-2	Vue en coupe d'un MESFET GaAs conventionnel polarisé.	76
Figure III-3	Caractéristiques de sortie et de transfert des MESFETs GaAs de type A, B et C.	78
Figure III-4	<p>Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à $V_{gs} = 0$ V et à faibles tensions V_{ds}.</p> <p>a) MESFET GaAs Type D. b) MSFET GaAs Type B. c) MESFET GaAs Type C. d) MESFET GaAs Type A.</p>	80
Figure III-5	<p>Variation de $Z_d(f)$ à deux tensions V_{ds} choisies au coude de séparation.</p> <p>a) MESFET GaAs Type D, à $V_{gs} = 0$ V. b) MSFET GaAs Type B, à $V_{gs} = 0$ V. c) MESFET GaAs Type C, à $V_{gs} = 0$ V. d) MESFET GaAs Type A, à $V_{gs} = -0,2$ V.</p>	81

Figure III-6	Dispersion de $Z_d(f)$ près de la tension de pincement $ V_{gs} = 0,7$ V et à différentes tensions V_{ds} . a) MESFET GaAs Type B. b) MESFET GaAs Type C. c) MESFET GaAs Type A.	83
Figure III-7	Dispersion fréquentielle négative de $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{ds} en régime de saturation, pour deux types de MESFET GaAs. a) MESFET GaAs Type D, à $V_{gs} = -0,2$ V. b) MESFET GaAs Type C, à $V_{gs} = -0,45$ V.	84
Figure III-8	Dispersion fréquentielle de Z_d à $V_{ds} = 2$ V et à différentes tensions V_{gs} , pour le MESFET GaAs de type C.	85
Figure III-9	Coexistence des deux dispersions fréquentielles négative et positive de l'impédance de sortie à $ V_{gs} = 0,2$ V et à différentes tensions V_{ds} . a) MESFET GaAs Type B. b) MESFET GaAs Type D.	88
Figure III-10	Début de la dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie à $ V_{gs} = 0,35$ V, pour le MESFET GaAs type B.	88
Figure III-11	Coexistence de dispersions négative et positive de l'impédance de sortie à $ V_{gs} = 0,2$ V, pour le MESFET GaAs de type D.	91
Figure III-12	Dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie à $ V_{gs} = 0,45$ V, pour le MESFET GaAs de type D.	92
Figure III-13	Evolution de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie à différentes tensions V_{ds} à $ V_{gs} = 0,2$ V, pour le MESFET GaAs de type B.	94

Chapitre IV

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Figure IV-1	Croissance de l'impédance de sortie en faibles tensions V_{ds} , des MESFETs GaAs à $V_{gs} = 0$ V.	98
Figure IV-2	Evolution de l'impédance de sortie et sa dispersion fréquentielle négative différentes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type B, à $V_{gs} = 0$ V.	99
Figure IV-3	Evolution de l'impédance de sortie et sa dispersion négative en faibles extensions ZCE, pour le MESFET GaAs de type C, à $V_{gs} = 0$ V.	99
Figure IV-4	Augmentation de $Z_d(f)$ et de ΔZ_{d-} en fonction de la tension V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type B. a) Impédance de sortie à $V_{gs} = 0$ V et $V_{gs} = -0,2$ V. b) Dispersion négative de l'impédance de sortie.	100
Figure IV-5	Changement de l'allure de l'impédance de sortie entre faibles et fortes tensions V_{ds} pour deux tensions, $V_{gs} = 0$ V et $V_{gs} = -0,2$ V. a) MESFET GaAs de type B. b) MESFET GaAs de type C. c) MESFET GaAs de type A.	101

Figure IV-6	<i>Evaluation de la dispersion négative de l'impédance de sortie en faible fréquence à faibles et fortes tensions V_{ds}, pour le MESFET GaAs de type B.</i> a) $Z_d(V_{ds})$ en basses fréquences. b) $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{ds}	102
Figure IV-7	<i>Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la tension de grille pour différentes fréquences, pour deux types des MESFETs GaAs à $V_{ds} = 1,5$ V.</i> a) MESFET GaAs Type A. b) MESFET GaAs Type B.	103
Figure IV-8	<i>Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la tension de grille pour deux fréquences à différentes tensions V_{ds}, pour le MESFET GaAs de type C.</i>	104
Figure IV-9	<i>Evolution de la dispersion négative en fonction de la tension V_{gs} à $V_{ds} = 1$ V, pour le MESFET GaAs de type B.</i>	105
Figure IV-10	<i>Croissance de l'impédance de sortie à faible élargissement des ZCE en BF e HF pour MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = 0$ V.</i>	106
Figure IV-11	<i>Variation de l'impédance de sortie en fortes extension des ZCE pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,2$ V.</i> a) faibles fréquences. b) fortes fréquences.	107
Figure IV-12	<i>Evaluation de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie en fortes tensions V_{ds}, pour le MESFET GaAs de type D à $V_{gs} = -0,2$ V.</i>	108
Figure IV-13	<i>Evolution de la variation de l'impédance de sortie en régime de saturation pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,45$ V.</i> a) basses fréquences. b) hautes fréquences.	109
Figure IV-14	<i>Variation de la dispersion positive de l'impédance de sortie en régime de saturation pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,45$ V.</i>	109
Figure IV-15	<i>Variation de l'impédance de sortie en fonction de la tension V_{gs} à différentes fréquences pour le MESFET GaAs de type D.</i>	110

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre III

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Tableau III-1	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} à $V_{gs} = 0$ V et à faibles tensions V_{ds} , pour les différents types des MESFETs GaAs.	80
Tableau III-2	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} à deux tensions V_{ds} choisies au coude de séparation, pour les différents types des MESFETs GaAs étudiés	82
Tableau III-3	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} près de la tension de pincement V_{gs} , pour les différents types des MESFETs GaAs étudiés.	83
Tableau III-4	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} en régime de saturation, à différentes tensions V_{ds} , pour deux types de MESFETs GaAs étudiés.	85
Tableau III-5	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} en régime de saturation à $V_{ds} = 2$ V et à différentes tensions V_{gs} , pour le MESFETs GaAs de type C.	86
Tableau III-6	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d+} en régime de saturation à $V_{gs} = -0,45$ V et à différentes tensions V_{ds} , pour le MESFETs GaAs de type D.	92

Chapitre IV

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Tableau IV-1	Résultats de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} à $V_{gs} = -0,2$ V et à différentes tension V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type D.	108
Tableau IV-2	Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d+} à différentes tensions V_{ds} et à $V_{gs} = -0,45$ V, pour le MESFET GaAs de type D.	110
Tableau IV-3	Résultats de la dispersion ΔZ_{d-} et ΔZ_{d+} en forts et faibles largeurs de ZCE, pour tous les types MESFETs GaAs.	112

LISTE DES SYMBOLES

<i>Symbole</i>	<i>Titre</i>
L_g	Longueur de grille
f_T	Fréquence de coupure
I_d	Courant du drain
V_{ds}	Tension drain-source
Z_d	Impédance de sortie
g_d	Conductance de sortie
V_{gs}	Tension grille-source
a	Epaisseur du canal conducteur
E_s	Champ électrique de saturation
q	Charge électronique
n_s	Densité carrée unifiée d'électron
W	Largeur du dispositif.
μ_n	Basse mobilité moyenne du champ.
L	Longueur du canal efficace du dispositif
C_{gs}	Capacité grille-source
R_d	Résistance du drain
R_s	Résistance de la source
R_{ds}	Résistance de sortie
R	Résistance
C	Capacité
V_T	Tension de seuil
β	Backgate
V_{BS}	Tension de backgate
γ	Paramètre de la transconductance de backgate.
g_m	Transconductance
f	Fréquence
j	Nombre complexe
T	Température
R_{dc}	Résistance de sortie à d.c
R_{ac}	Résistance de sortie à a.c
EL_2	Centres de pièges
N_T	Concentration de EL_2
N_A	Concentration d'accepteur peut profonds
V_b	Tension du substrat

Liste des Symboles

v_s	Vitesse de saturation
EC	Bande de conduction
EV	Bande de valence
v_p	Vitesse maximale
μ	Mobilité
λ	Longueur d'onde
J_n	Densités des électrons
J_p	Densités des trous
G_n	Taux de génération volumique des électrons
G_p	Taux de génération volumique des trous
U_n	Taux de recombinaison des électrons
U_p	Taux de recombinaison des trous
D_n	Coefficients de diffusion des électrons
D_p	Coefficients de diffusion des trous
R_s	Taux de recombinaison à la surface
n	Concentrations excessives des électrons
p	Concentrations excessives des trous
N_{De}	Constante du dopage équivalente
Q	Dose implantée
R_p	Gamme projetée
σ	Struggle paramètre
y_i	Profondeur de la jonction
y_e	Distance équivalente d'un dopage constant N_{De} .
τ_n	Durées de vie des porteurs des électrons
τ_p	Durées de vie des porteurs des trous
N_{Dr}	Concentration de référence égale à $6,77 \cdot 10^{22} m^{-3}$
K	Constante de Boltzmann
μ_0	Mobilité dans le vide
I_{ion}	Courant attribué aux porteurs dus à l'implantation ionique
I_{dep}	Courant attribue aux zones dépeuplées
I_{dep1}	Courant attribue à la zone dépeuplée sous la grille Schottky
I_{dep2}	Courant produit à la région dépeuplée à l'interface canal/substrat
I_{ch}	Courant attribué à la génération optique des porteurs dans le canal conducteur.
x	Direction horizontale
y	Perpendiculaire de direction sur la surface
ω	Pulsation
Φ	Intensité de l'éclairage.
α	Coefficient d'absorption de photon par unité de longueur
G	Photogénération par les espaces libres
k_n	Facteur de capture pour les électrons
k_p	Facteurs de capture pour les trous

Liste des Symboles

Q_{ch}	Charge du canal dû aux électrons en excès
y_{dg}	Extension de la zone dépeuplée sous la grille à partir de la surface
y_{ds}	Extension de la zone dépeuplée de la jonction p – n dans la couche active
Φ_B	Hauteur de la barrière de la jonction Schottky
$V(x)$	Potentiel du canal conducteur
Δ	Niveau de fermi sous la bande de conduction dans la région neutre
Y_w	Largeur de la couche dépeuplée dans le substrat p
V_{Bi}	Champ interne de la jonction p – n .
V_{bs}	Potentiel substrat-source
I_{ch}	Courant du canal
r_2	Rayon à l'extrémité du drain
r_1	Rayon à l'extrémité de la source
Q_{ion}	Charge du canal due à l'implantation ionique
V_{op1}	Photovoltage externe dû à la jonction Schottky
V_{op2}	photovoltage interne dû à la jonction canal/substrat
Y'_{ds}	Valeur modifier de y_{ds} due au photovoltage V_{op2}
Y'_{dg}	Valeur modifier de y_{dg} due au photovoltage V_{op1}
f	Fréquence
N_d	Densité du dopage
V_p	Tension de pincement
α_p	Coefficient d'absorption
N_{d0}	Pic de la densité du dopage
$P(0)$	Nombre de trous traversant la surface à $y = 0$,
J_s	Densité du courant des porteurs minoritaires
P_{n0}	Concentration des porteurs minoritaires
L_p	Longueur d'onde de diffusion pour les trous
$Q_{illumination}$	Charge due à l'illumination
Q_{dep1}	Charge développée dans la région dépeuplée sous la grille
Q_{dep2}	Charge développée dans la région dépeuplée à l'interface canal/substrat
ΔV_{ds}	Variation de la tension drain-source
ΔI_{ds}	Variation du courant de drain
ΔZ_{d-}	Dispersion relative négative de l'impédance de sortie
ΔZ_{d+}	Dispersion relative positive de l'impédance de sortie
I_d	Courant de drain
I_{dss}	Courant de drain maximal
Z_{dmin}	Impédance de sortie minimale
Z_{dmax}	Impédance de sortie maximale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Ces dernières décennies, l'électronique hyperfréquence a été le témoin d'une envolée économique. Ce secteur économique a été alors porté par une course à l'amélioration des performances des composants, plus de transmission d'information, rapidité et réduction de leurs dimensions. Le développement des systèmes de communications, civiles et militaires, se traduit par leur montée en puissance et en fréquence. Cette évolution apparaît pour les concepteurs comme une nouvelle contrainte sur les étages d'amplification et donc plus particulièrement sur les transistors de puissance qui les constituent. Donc, pour répondre aux besoins de génération de puissance micro-onde, plusieurs technologies de semi-conducteurs peuvent être envisagées. L'utilisation de matériaux à largeur grand gap constitue un axe prometteur pour le développement des systèmes de télécommunication et de transports [1-4], ainsi que pour le domaine des radars mettant en jeu des niveaux de puissance élevés dans le domaine des hyperfréquences. En particulier, ces technologies permettent de réaliser des transistors présentant des tensions de claquage très élevées avec des vitesses de saturation et des mobilités importantes qui constituent un avantage majeur pour la génération de puissance.

La recherche de hautes performances s'est orientée vers les transistors utilisant le matériau arséniure de gallium, GaAs, qui présente plusieurs avantages, de par ses remarquables propriétés intrinsèques. Ainsi, le GaAs se présente naturellement comme un très bon candidat pour les applications de puissance aux fréquences micro-ondes [5-9]. Ces applications dans le domaine civil ou militaire nécessitent l'utilisation des puissances de plus en plus importantes à des fréquences élevées. C'est alors que l'arséniure de gallium a focalisé l'attention des recherches au niveau du composant. Ce matériau présente de très bonnes propriétés électroniques pour la puissance aux hautes fréquences [10-14].

L'arséniure de Gallium, GaAs, semble proposer une solution prometteuse pour les années à venir grâce à : (i) la mobilité des électrons très élevée et sa bande d'énergie direct conduisent à de faibles durées de propagation et à une consommation en puissance réduite, d'où des dispositifs optoélectronique pour l'opération continue à températures élevées peuvent être réalisés [15-19], (ii) un gap plus élevé que celui du Si (1,43 V au lieu de 1,12 V), ce qui permet des utilisations des circuits dans une gamme de températures plus grande (-200 °C à +200 °C au lieu de -55 °C à + 125 °C) et aussi d'offrir une meilleure résistance aux radiations ionisantes [20, 21] et (iii) le substrat est utilisé sous une forme quasi intrinsèque ce qui donne des capacités réparties très réduites et favorise les applications en hautes fréquences [22, 23].

Les dispositifs micro-ondes occupent une place importante et de nombreuses études sont actuellement menées afin de les améliorer. La propriété de recherche de celle qui permet de modifier les caractéristiques à l'aide des commandes extérieures. De tels dispositifs dits « agiles en fréquence » concernent principalement l'émission-réception des ondes électromagnétiques et peuvent ainsi apporter des fonctionnalités nouvelles en électronique hyperfréquence. L'importance croissante des transistors MESFETs GaAs au niveau mondial est liée au fait que ces composants forment la base de la révolution technologique de ces dernières années dans le domaine de l'électronique qui, au sens large, représente le marché mondial le plus important à l'heure actuelle en même temps que celui qui bénéficie de la croissance la plus rapide [23-26]. Elle couvre des domaines industriels très divers : informatique, télécommunication, automobile, branche grand public, applications militaires, spatiales, etc.

Depuis son introduction [27], le MESFET GaAs est resté à la base des circuits intégrés monolithiques micro-ondes réalisées en grande série pour la partie émission des radiotéléphones [5, 28]. Le MESFET GaAs a été largement utilisé dans les deux types d'applications : analogique et numériques. Un des avantages de sa technologie est sa capacité de fonctionner à une large gamme de température [29, 30]. De plus, en raison de ses caractéristiques hautes fréquences, le MESFET GaAs, est souvent utilisé pour des applications micro-ondes [31-33]. L'exécution à haute fréquence de ce dispositif dépend de la réponse de barrière Schottky [34]. En outre, dans des applications de communication sans fil, ce dispositif consomme moins de puissance lorsqu'il est mis en veille [35]. Encore, de nombreux auteurs s'intéressent à l'utilisation du MESFET GaAs dans la détection optique très rapide [36-40]. Différentes composantes du photo-courant drain source ont été mises en évidence. Dans le domaine des hyperfréquences, il est l'un des éléments de choix pour la réalisation des fonctions de base telles que la génération de puissance, la conversion de fréquence ou l'amplification faible bruit.

Avec tous ses progrès technologiques réalisés, les MESFETs GaAs sont sans cesse plus performants. Cependant, la complexité de leur fonctionnement s'accroît au fur et à mesure que leurs dimensions se réduisent. La tension appliquée entre les contacts ohmiques de drain et de source fait circuler un courant d'électron sous la grille dans le canal, parallèlement à la surface du semi-conducteur. La saturation de ce courant est due à la saturation de la vitesse des électrons dans le GaAs. L'intensité du courant est contrôlée par la profondeur de la zone dépeuplée qui apparaît sous la jonction métal/semi-conducteur de la grille (contact Schottky) et qui est polarisé en inverse. Les performances fréquentielles de ce type de transistor sont fonction de la longueur de grille, L_g , qui constitue le chemin parcouru par les électrons pour atteindre le drain. En réduisant cette longueur de grille, on diminue le temps de transit et on améliore les fréquences de coupure des composants [41]. Grâce aux avancées technologiques, ces longueurs, sont passés de $0,7 \mu\text{m}$ à $0,15 \mu\text{m}$. D'une manière très simple, pour améliorer les performances du dispositif, il est important de réduire la longueur de grille et perfectionner la qualité de la barrière de Schottky [31-34, 42-45]. Or, la réduction de la longueur de grille provoque les effets du canal court à savoir : (i) décalage de la tension de seuil, V_T , (ii) diminution dans la transconductance, g_m , du dispositif et (iii) augmentation de la conductance de sortie, g_d , en régime de saturation du fonctionnement [34].

Afin d'améliorer les performances des MESFETs GaAs et de pouvoir atteindre des fréquences beaucoup plus élevées, il est intéressant d'effectuer une étude sur les caractéristiques électriques. Néanmoins, ces caractéristiques sont habituellement affectées par des phénomènes dispersifs de basses fréquences important dérivant des longues constantes de temps, lié aux pièges de niveaux profonds et aux densités d'état superficiel. Les effets de ces phénomènes peuvent être macroscopiquement vus en tant que déviation apparente entre les mesures statique et dynamique des caractéristiques de courant de drain. En particulier, la dispersion de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence qui a été observée dans les structures du MESFET GaAs depuis plusieurs années [25, 28, 46-48]. Cette anomalie peut profondément affecter les performances des circuits intégrés analogiques et numériques, de plus elle détermine directement le gain en tension réalisable d'un amplificateur [49, 50]. Par conséquent, les performances des MESFETs GaAs peuvent être estimées à partir de quelques grandeurs électriques importantes qui les caractérisent. C'est dans ce cadre que s'inscrivent les travaux présentés dans cette thèse, principalement l'étude de la variation de l'impédance de sortie. Ce mémoire est divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, une présentation des résultats des expériences expérimentales et de simulation pour des *MESFETs GaAs*, pour analyser la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie. Les différentes études présentées ont permis de définir l'influence de plusieurs paramètres : fréquence, polarisation, température, concentration des pièges et épaisseur du canal conducteur, sur la variation de l'impédance de sortie, permettant d'analyser les différents effets responsables à ces dispersions, dans le but d'obtenir des performances plus élevées en gain et en fréquence du dispositif.

Le deuxième chapitre concerne la présentation des variations des caractéristiques électriques des *MESFETs GaAs* optiquement contrôlées, via une lumière de fréquences incluses dans le visible et l'infrarouge. Après une description de la structure typique et celle d'un modèle analytique de l'effet du dopage non uniforme, nous montrons les différentes évolutions des caractéristiques courant de génération, l'effet de l'éclairage et la charge totale du canal conducteur en fonction de plusieurs paramètres. Enfin, nous présentons l'étude de l'effet photonique sur la variation de l'impédance de sortie, Z_d , en fonction de la fréquence et de la polarisation. Ce phénomène constitue un grand problème dans la conception des circuits de précision, du fait que le signal faible gain est fortement dépendant de l'impédance de sortie.

Le troisième chapitre présente une étude expérimentale menée sur plusieurs types des transistors MESFETs GaAs. On s'est intéressé à la dépendance de l'impédance de sortie relative à la fréquence. L'étude est basée sur les variations de $Z_d(f)$ en régime de saturation avec ses différentes formes. La notion de dispersions relatives est également utilisée pour faciliter la comparaison de $Z_d(f)$ dans un même régime ou bien entre deux régimes de fonctionnement choisis. Ensuite, une attention particulière a été accordée au rôle des pièges profonds aux interfaces du canal conducteur des MESFETs GaAs afin de comprendre les mécanismes dispersifs de $Z_d(f)$.

Enfin, dans le quatrième chapitre, l'influence de la polarisation du composant sur le comportement de l'impédance de sortie, Z_d , en basses fréquences est considérée via les largeurs des zones de charge d'espace, ZCE, dépeuplées dans le canal conducteur. Ainsi, nous nous sommes intéressés à l'influence des tensions de polarisation du drain, V_{ds} , et de la grille, V_{gs} , sur la dispersion fréquentielle dans les transistors étudiés. Une analyse profonde a été effectuée particulièrement, pour les MESFETs GaAs possédant des comportements anormaux.

CHAPITRE -I-

ÉTAT DE L'ART SUR LA DISPERSION FRÉQUENTIELLE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE

Les micro-technologies modernes fournissent des composants miniaturisés, performants et compétitifs, destinés aux marchés spécifiques ou à des marchés de grande diffusion. La technologie de GaAs joue un rôle important pour les applications de puissance à haute fréquences [1, 2], l'optoélectronique, les ordinateurs rapides et les applications micro-ondes [3]. Le semi-conducteur GaAs a été étudié intensivement en raison de ses possibilités d'atteindre des fréquences de plus en plus élevées et ses excellentes caractéristiques de transport d'électrons [1, 2, 4]. Dans le GaAs, les électrons ont une mobilité élevée ce qui diminue les résistances d'accès des transistors. Il en résulte une réduction des pertes et un facteur de bruit plus amélioré. De même, le GaAs possède une bonne stabilité thermique et il est résistant aux rayonnements ionisants de l'espace. Également, il permet d'opérer avec des tensions de polarisation très faibles et de diminuer les puissances dissipées.

Les performances en fréquence des transistors MESFETs GaAs sont conditionnées par la longueur de la grille. En effet, plus celle-ci est courte, plus les fréquences de transition et d'oscillation sont importantes. Cependant, réduire la longueur de la grille revient à augmenter sa résistance. Une solution consiste à utiliser une grille en structure T ou en champignon. De plus, pour obtenir des forts courants de sortie dans le MESFET GaAs, il faut doper fortement le canal, mais cela se fait au détriment des tensions de claquage. Une première solution consiste à rapprocher la grille de la source. Cela a pour effet la diminution de la résistance de source, permettant ainsi une plus grande tension d'avalanche grille-drain.

La variation des caractéristiques du MESFET GaAs pour différentes conditions de fonctionnement (polarisation, température et fréquence) est significative pour diverses applications [18, 41-43]. Ce chapitre décrit des expériences et des simulations pour des MESFETs GaAs, afin de présenter la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie. L'influence de plusieurs paramètres: fréquence, polarisation, température, concentration des pièges et épaisseur du canal conducteur [12, 13, 17, 40, 42-45] est prise en considération. Notons que le contrôle des effets responsables de la dispersion de Z_d , permet d'obtenir des performances plus élevées en gain et en fréquence.

I-1 Comportement de l'impédance de sortie

En régime de fonctionnement normal du MESFET GaAs, la grille est polarisée négativement par rapport à la source par contre le drain est polarisé positivement. Cette polarisation crée dans l'ensemble du dispositif un champ électrique qui fait déplacer les électrons dans le sens inverse. La différence de potentiel entre la grille et un point du canal est plus faible à l'extrémité située près de la source. Le canal est donc plus resserré près du drain qu'à son entrée. L'intensité du champ électrique va donc croître depuis la partie resserrée du canal jusqu'à sa partie large. A partir de la caractéristique de sortie, $I_d(V_{ds})$, on peut définir les paramètres électriques d'un MESFET GaAs. Particulièrement, la conductance de sortie, g_d , (équation 1.1), où g_d traduit la variation du courant de drain, I_d , en fonction de la tension de drain, V_{ds} , lorsque la polarisation de la grille, V_{gs} , est constante.

$$g_d = \left(\frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right)_{V_{gs}=cte} \quad (1.1)$$

D'une manière générale, on recherche à minimiser cette conductance de sortie puisqu'elle commande au contrôle du courant. Alors, pour diminuer le g_d , il faut : *i*) avoir une excellente qualité de couche tampon, *ii*) maintenir un facteur de forme acceptable, L_g/a , tout en maintenant une avalanche drain-grille acceptable et *iii*) répartir le champ électrique sur une distance suffisante pour limiter l'ionisation par impact (augmentation de la distance entre la grille et le bord enterré dopé). De plus, cette grandeur caractéristique, g_d , est un indicateur pour les performances du composant à haute fréquences.

L_g : Largeur de la grille.

a : Épaisseur du canal conducteur.

L'impédance de sortie doit être déterminée par une grande précision car elle est utilisée dans le calcul du gain en puissance du composant. D'un point de vue physique du semi-conducteur, la conductance de sortie caractérise le confinement des électrons dans le canal conducteur.

I-1.1 Régime ohmique

Lorsque le champ électrique longitudinal est en tout point, inférieur au champ électrique de saturation, E_s , le transistor fonctionne en régime ohmique, c'est notamment le cas lorsque la tension V_{ds} n'est pas trop importante. Alors, la géométrie de la zone dépeuplée sous la grille est uniforme. Les électrons disponibles pour la conduction et ceux présents dans le canal n'atteignent pas leurs vitesses limite, aussi le courant I_d varie de façon importante et quasi-linéaire avec la tension V_{ds} . Par contre, pour les grandes valeurs de V_{ds} , les électrons vont atteindre leurs vitesses limites et le courant I_d sera saturé, c'est le régime de saturation. Par conséquent, la conductance de sortie, g_d , est beaucoup plus importante dans la zone ohmique que dans la zone de saturation et dépend fortement de la tension V_{ds} , ce qui permet d'utiliser le MESFET GaAs comme une résistance dynamique commandé en tension. De plus, g_d prend la même expression que la conductance statique présentée par l'équation (1. 2). En outre, le courant I_d n'augmente pas avec l'augmentation de la tension V_{ds} sauf si les dimensions du canal le lui permettent. C'est ce qui explique la dépendance de g_d avec la tension de grille V_{gs} particulièrement sensible en zone ohmique.

$$g_d = \frac{qn_s W \mu_n}{L} \quad (1. 2)$$

q : Charge de l'électron.

n_s : Densité carrée unifiée d'électron.

W : Largeur du dispositif.

μ_n : Mobilité moyenne de champ.

L : Longueur du canal efficace du dispositif.

I-1.2 Régime de saturation

Lorsque la tension V_{ds} augmente, le transistor fonctionne en régime saturé où les porteurs sont supposés conserver une vitesse limite sur une certaine fraction du parcours. La conductance de sortie est obtenue en différenciant la relation donnant le courant de saturation, donc elle dépend de la mobilité des porteurs dans le canal conducteur.

L'impédance de sortie caractérise le transistor en fonctionnement saturé. Un transistor parfait se comporte comme une source de courant idéal. C'est-à-dire que le niveau du courant de sortie sera indépendant de la polarisation. Dans l'expérience, l'impédance de sortie, Z_d , suit une dispersion négative en fonction de la fréquence dans la région de saturation [12, 17, 39, 40, 42] où l'énergie d'activation est proche de 0,7 eV. Cependant, en régime ohmique aucune dispersion de Z_d ne se manifeste. Dans un MESFET GaAs, la dispersion de ses caractéristiques change d'un composant à un autre et reste difficile à maîtriser dans des montages à composants discrets. D'où l'intérêt de les trier si on désire obtenir un résultat fiable et reproductible.

La modélisation d'un fort signal en basse fréquence dans les dispositifs électronique influence fortement les possibilités d'obtenir des prévisions précises d'exécutions aux fréquences micro-ondes et ondes millimétriques, sous fonctionnement linéaire et non linéaire du dispositif [46-49]. Cette évidence est parfois négligée ces dernières années. Mais, dans le modèle empirique des dispositifs électronique, il s'avère qu'elle est d'une extrême importance pour la conception des circuits MMIC. Malheureusement, lorsque des prévisions précises sont exigées, la modélisation fort signal en basses fréquences, du comportement dynamique des dispositifs électroniques, ne peut pas être basée simplement sur des caractéristiques statiques $I(V)$.

Plusieurs travaux [27, 31, 39, 50] ont mis en évidence la dépendance de l'impédance de sortie en fréquences. Dans ce qui suit, nous présentons deux modèles différents [27, 39] qui simulent ce comportement, où la modélisation en fort signal du circuit équivalent de ce phénomène a pris en considération un nombre de facteurs important. Ces modèles distribués du circuit équivalent sont validés par des résultats expérimentaux. Il a été constaté que la variation de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence est pratiquement négligée dans

les circuits équivalents des MESFETs GaAs modélisés. Ainsi, afin d'analyser ce phénomène important, nous avons opté pour les deux modèles, proposés et améliorés, suivants [27, 39].

a) Modèle de C. C. Penalosa et C.S. Aitchison

Cette étude décrit les résultats d'une recherche expérimentale sur la dépendance de l'impédance de sortie en fréquence du MESFET GaAs aux basses fréquences, et propose un modèle simple pour simuler ce phénomène [39]. Pour des fréquences très basses à comparer à la gamme des micro-ondes, et à condition que la grille soit chargée avec une impédance externe très faible une fois comparé à la grandeur $(1/\omega C_{gs})$, l'impédance de sortie du MESFET GaAs peut être donnée par la relation suivante :

$$Z_d(f) \approx R_d + R_s + R_{ds} \quad (1.3)$$

Dans la région de saturation : $R_d + R_s \ll R_{ds}$,

En conséquence,

$$Z_d(f) \approx R_{ds} \quad (1.4)$$

Alors, la valeur de R_{ds} peut être expérimentalement déterminée par la mesure de l'impédance de sortie du MESFET GaAs dans la région de saturation aux basses fréquences.

Où

R_d : Résistance du drain.

R_s : Résistance de la source.

R_{ds} : Résistance de sortie.

C_{gs} : Capacité grille-source.

ω : Pulsation.

Par conséquent, les mesures de $Z_d(f)$ ont été effectuées en basses fréquences [10 Hz-100 KHz] et en utilisant une technique semblable à celle utilisée par Mo et Yanai en 1970 [51]. Les résultats expérimentaux obtenus à $V_{ds} = 3$ V et $I_d = 10$ mA (régime de saturation) indiquent clairement une forte dépendance de Z_d en fréquences traduite par une

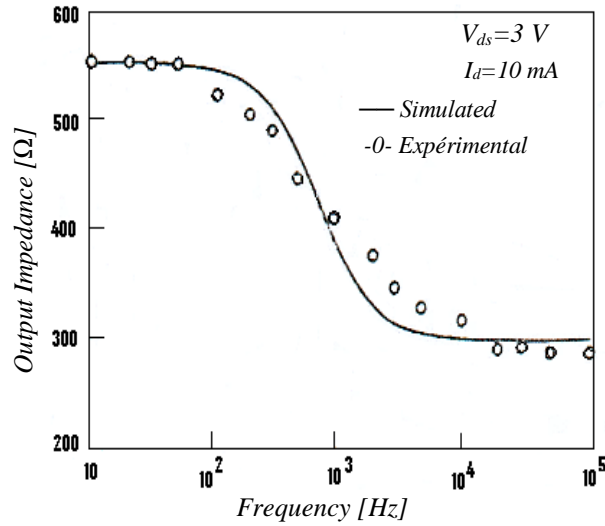


Figure I-1 : Variations fréquentielles de l'impédance de sortie en valeur absolue simulées ($R_{ds} = 550 \Omega$, $R = 655 \Omega$ et $C = 0,21 \mu F$) et mesurées [39].

décroissance de $Z_d(f)$ (figure I-1). Donc, la sensibilité de l'impédance de sortie à la fréquence du MESFET peut être modélisée. Ainsi, une nouvelle branche de RC a été introduite au circuit équivalent de la figure I-2. Pour ce nouveau circuit équivalent schématisé par la figure I-3, la relation de $Z_d(f)$ en basses fréquences devient :

$$Z_d(f) \approx R_d + R_s + R_{ds} \left(\frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega C(R + R_{ds})} \right) \quad (1.5)$$

Où R et C sont respectivement la résistance et la capacité dépendant généralement des deux tensions V_{gs} et V_{ds} .

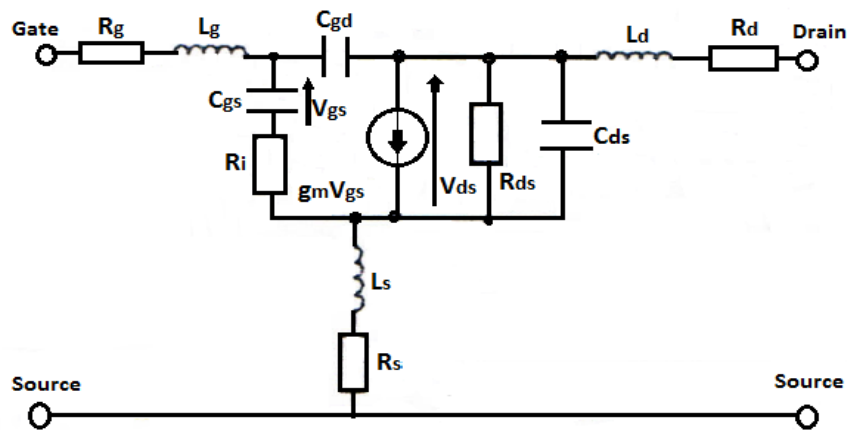


Figure I-2 : Circuit équivalent petit signal du MESFET [39].

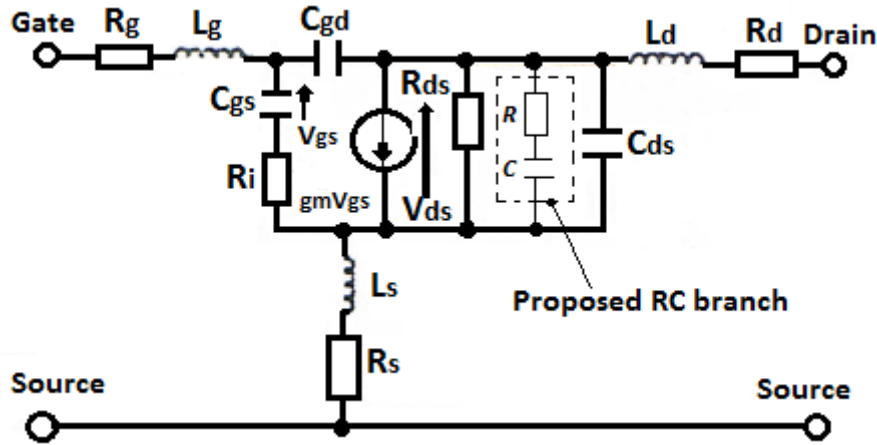


Figure I-3 : Circuit proposé petit signal du MESFET [39].

Notons que si $R_d + R_s \ll \frac{RR_{ds}}{(R + R_{ds})}$, ce qui est habituellement le cas dans la région de saturation,

$Z_d(f)$ peut être approximée par :

$$Z_d(f) \approx R_{ds} \left(\frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega C(R + R_{ds})} \right) \quad (1.6)$$

A partir de l'équation (1.6), on peut constater que :

$$Z_d(f=0) \approx R_{ds} \quad (1.7)$$

et,

$$Z_d(f) \approx \frac{RR_{ds}}{(R + R_{ds})} \text{ pour } f \gg \frac{1}{RC} \quad (1.8)$$

A ce moment-là, le comportement expérimental observé de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence du MESFET GaAs est identique à celui de la courbe simulée (figure I-1) à partir du modèle proposé au-dessus (figure I-3). La décroissance de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence observée dans le MESFET GaAs est probablement attribuée au piégeage d'électrons à l'interface couche enterrée/substrat. La constante du temps pour ce phénomène, dérivée du modèle proposé et donnée par RC , est approximativement 0,14 ms. Cette valeur est dans la gamme des constantes de temps typiques du piégeage en structure de GaAs.

b) Modèle de N. Scheinberg, R. Bayruns et R. Goyal

Ce modèle de circuit équivalent proposé par N. Scheinberg et al en 1988 [27] a été mis en application dans un programme d'analyse des circuits. Il permet des conceptions de circuits afin de prévoir les topologies qui seront plus ou moins sensibles aux anomalies de basses fréquences. Dans ce modèle la branche RC est placée entre la source et le drain. La résistance et la capacité de propagation sont induites dans le substrat. Les changements de tension au niveau du drain peuvent moduler la couche de déplétion de backgate par la résistance de propagation du substrat et par la constante du temps de la capacité C. Dans ce circuit équivalent, l'effet du substrat a été ignoré ainsi que les effets de modulation de backgate, β , où α ont été absorbés dans la R_{ds} .

Par conséquent, cette anomalie a été modélisée par l'utilisation de l'équation du courant de drain I_d suivante :

$$I_d = \beta (V_{gs} + \gamma V_{BS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1.9)$$

Où,

V_{BS} : Tension de backgate (grille arrière).

γ : Paramètre backgate de la transconductance.

Cette équation est semblable au modèle de Curtice [28] utilisé généralement pour un MESFET GaAs. Pour simplifier l'analyse du modèle linéaire des circuits équivalents, de petits signaux seront utilisés. Il est possible de montrer que l'impédance de sortie du MESFET soit :

$$Z_d(j\omega) = \frac{R_{ds}}{1 + g_{mb} R_{ds}} \left[\frac{j\omega + 1/(R_{BS} C_{BD})}{j\omega + 1/(R_{BS} C_{BD} (1 + g_{mb} R_{ds}))} \right] \quad (1.10)$$

La dérivation de l'équation (1.10) suppose que $R_{BS} \gg R_{ds}$.

Les résultats de la simulation à partir de l'équation (1.10) montrent une diminution de R_{ds} en fonction de la fréquence. Par conséquent, ces résultats peuvent être expliqués comme suit:

- L'impédance de sortie en continue, R_{dc} , est donnée par l'équation (1.10).

$$R_{dc} = R_{ds} ; \quad j\omega \rightarrow 0 \quad (1.11)$$

- L'impédance de sortie en alternative, R_{ac} , (au-dessus de l'anomalie de basses fréquences) est donnée par l'équation (1.12).

$$R_{ac} = \left(\frac{1}{g_{mb}} \right) // R_{ds} ; \quad j\omega \rightarrow \infty \quad (1.12)$$

Ce modèle peut être utilisé par des concepteurs de circuits pour prévoir exactement le comportement de leurs circuits. Le résultat de la simulation est calculé à partir du circuit proposé et présenté dans la figure (I-4), qui illustre une diminution de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence.

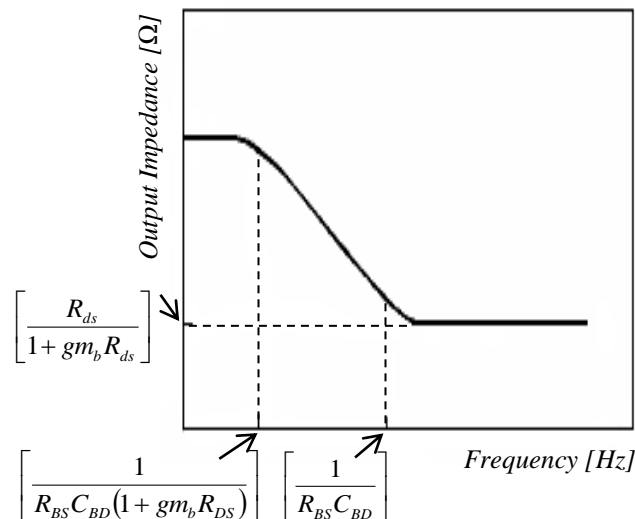


Figure I-4 : Évolution de l'impédance de sortie calculée en fonction de la fréquence [27].

Toutes les investigations citées dans les paragraphes précédents, ainsi que d'autres travaux [27, 37, 39, 52] ont noté l'importance de modéliser la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie pour obtenir des résultats en gain précis des circuits utilisés pour des applications analogiques et micro-ondes. Par contre, l'effet de la dispersion de Z_d en hautes fréquences pour l'exécution de la commutation de grille pour des applications numériques n'a pas beaucoup d'importance.

I-2 Variation fréquentielle de l'impédance de sortie

Les MESFETs GaAs sont affectés par des anomalies basses fréquences induites par la présence des pièges profonds dans le GaAs [12, 13, 15, 33, 39]. Ces phénomènes rendent les caractéristiques des dispositifs beaucoup plus compliquées. Ainsi, les caractéristiques électriques du MESFET GaAs sont généralement étudiées afin de déterminer leur comportement fréquentiel aux fréquences au-dessous de quelques MHz [52]. La dispersion fréquentielle des caractéristiques des MESFETs GaAs a été observé par plusieurs chercheurs utilisant différentes techniques de mesures [27, 31, 39, 50]. La modélisation des dispositifs grand signal exige une compréhension du phénomène de dispersion basses fréquences de l'impédance de sortie, Z_d . Notons que malgré les améliorations du processus de fabrication de GaAs ICs, cette anomalie est difficile à être évitée.

Les effets de la dispersion observés ont été attribués à plusieurs phénomènes physiques et aux piègeages d'électrons à l'interface canal/substrat [13, 17, 40, 43, 53, 54] qui ont été indiqués comme mécanismes responsables de la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie par plusieurs chercheurs [12, 13, 17, 40, 42, 43, 54]. Des mesures de la conductance de sortie en fonction de la fréquence pour des MESFETs GaAs ont été effectuées à différentes : tensions de polarisation de drain, V_{ds} , de grille, V_{gs} , température, T , et la concentration des pièges. Une comparaison de ces résultats expérimentaux à ceux des simulations de $g_d(f)$ obtenues par divers modèles proposés et édités par plusieurs chercheurs [12, 13, 17, 43, 44, 45, 54, 55] a été accomplie. De plus, pour bien interpréter les effets responsables à cette anomalie, qui est un problème sérieux pour beaucoup de circuits d'applications analogiques et numériques, nous menons une étude détaillée dont les résultats expérimentaux sont présentés dans les deux chapitres trois et quatre de cette thèse.

I-2.1 Influence de la tension de drain

La figure I-5 montre une dépendance typique de la conductance de sortie en fréquences à différentes tensions de polarisation du drain, V_{ds} , dans l'intervalle [0,5 - 4 V], constatée par plusieurs chercheurs [13, 17, 40, 42, 43]. Les résultats obtenus montrent qu'en régime ohmique, les valeurs de g_d restent presque stables en basses fréquences. Tandis qu'aux fréquences plus élevées et spécifiques pour chaque courbe présentée, le g_d commence à augmenter jusqu'à ce qu'il atteint sa valeur maximale approximativement pour $f = 1$ KHz.

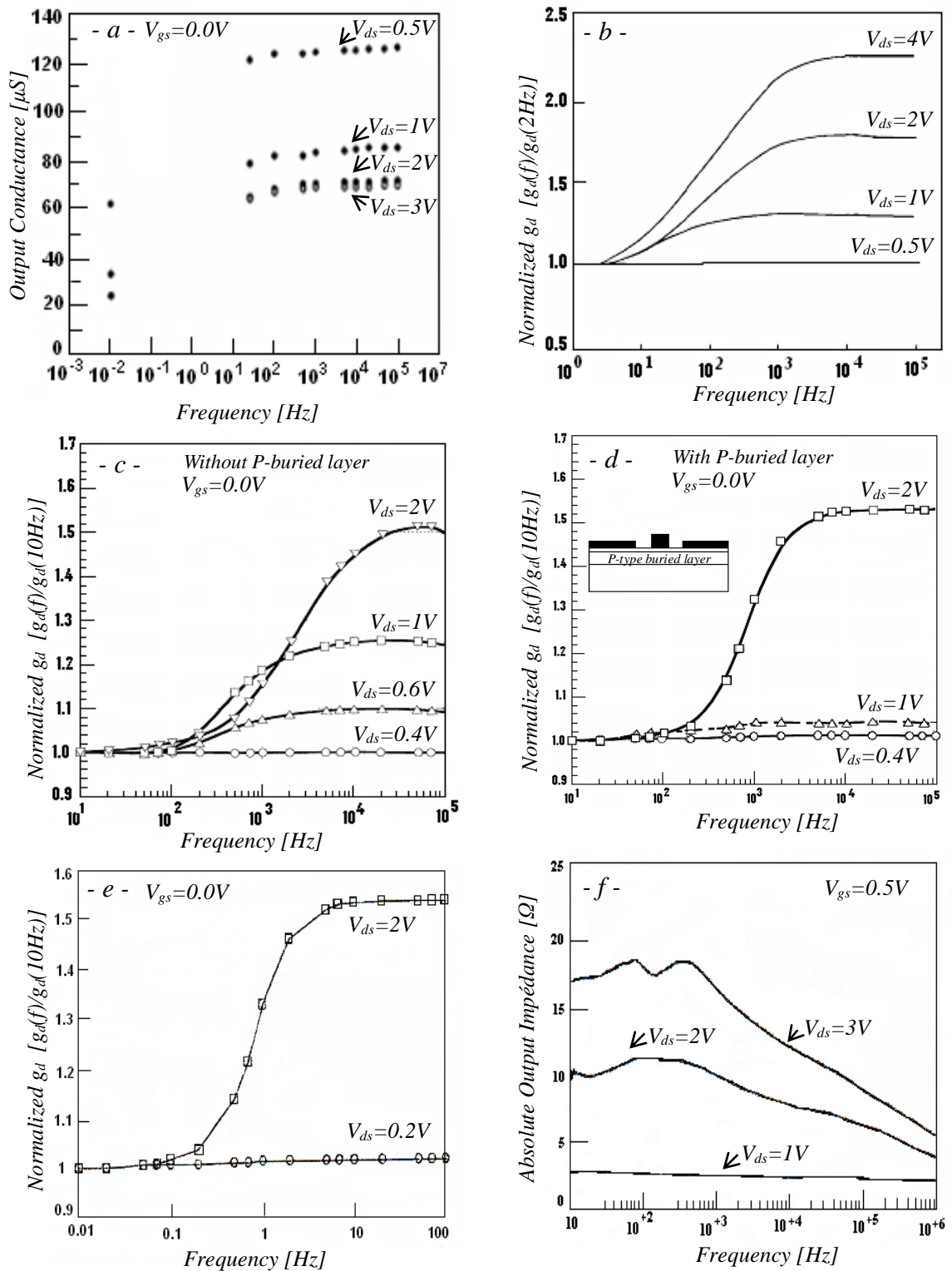


Figure 1-5 : Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes tensions de drain. a) [42], b) [43], c) [13], d) [13], e) [17], f) [40].

Il est clair que la dépendance de g_d en fréquence apparaît seulement quand le dispositif fonctionne en régime de saturation. Canfield et al [43] expliquent que cette variation à ce régime de fonctionnement, par le fait que le champ électrique dans le canal devient suffisamment élevé pour disperser assez d'électrons aux interfaces de piégeages canal/substrat et surface/canal, de sorte que le g_d possède une dispersion observable.

De plus, d'autres recherches [13, 17, 40, 53, 54] ont étudié l'effet des pièges profonds dans l'interface canal/substrat. Yumiko Hassumi et al [13] ont mené leur investigations sur deux MESFETs GaAs avec et sans la couche p-enterrée (figure I-5.c et I-5.d). La même dispersion a été observée, ce qui signifie que les pièges profonds sont la cause de ce comportement dispersif. Néanmoins, l'implantation d'une couche p-enterrée redonne une énergie d'activation égale à 0,76 eV dans les deux régimes : linéaire et saturation, tandis que l'énergie d'activation pour le MESFET GaAs sans la couche p-enterrée est de 0,4 eV.

D'après L .E. Larson [40], c'est l'interface canal/substrat qui est responsable de ce comportement de dispersion et non pas dans le canal lui-même, ni la surface du dispositif, puisque la dispersion se produit seulement quand le canal du MESFET est presque pincé à l'extrémité du drain. Dans ce cas, le champ électrique dans la direction perpendiculaire du flux de courant n'est pas négligeable et ne ressemble pas au cas de faibles polarisations.

I-2.2 Influence de la tension de grille

Plusieurs études étudient l'effet de la tension de grille, V_{gs} ; sur la variation fréquentielle de l'impédance de sortie [12, 40, 42, 44, 45]. Les figures I-6.a-f présentent des résultats expérimentaux de Z_d (f). On remarque que Z_d est relativement plus grande en basses fréquences, cela traduit que les pièges profonds dans le substrat sont remplis d'électrons [12]. Cette occupation des pièges peut suivre le signal appliqué permettant d'exciter les états quasi-stationnaire [42, 44]. Cependant, en hautes fréquences, les pièges dans le substrat ne peuvent pas répondre à la variation de la tension V_{gs} [12], alors les pièges ne peuvent pas poursuivre la même allure entraînant une décroissance de l'impédance de sortie [12, 42, 44].

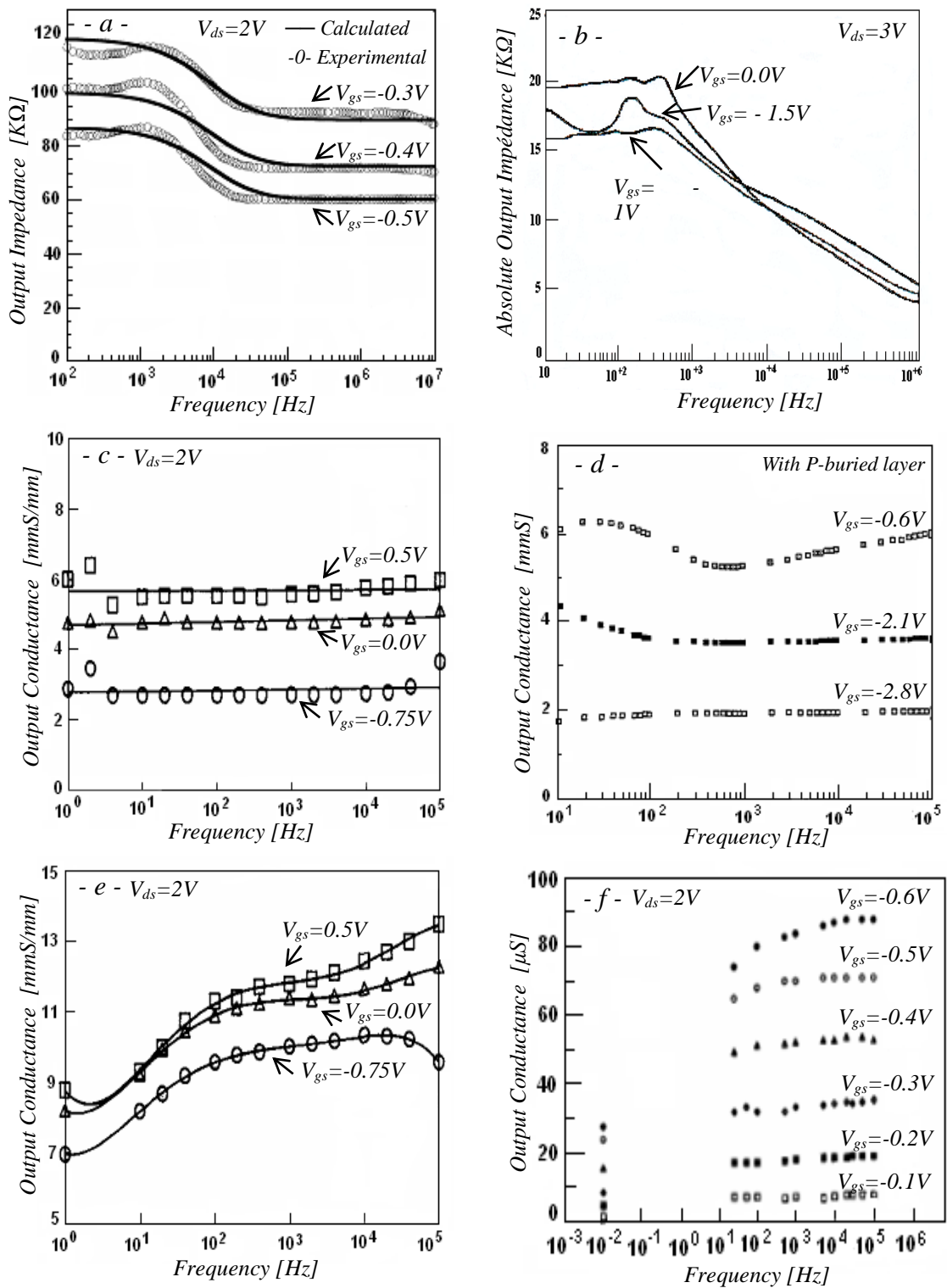


Figure 1-6 : Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille : a) [12], b) [40], c) [44], d) [45], e) [44], f) [42].

I-2.3 Influence de la température

Plusieurs études ont examiné l'effet de la température, T , sur le comportement fréquentiel de l'impédance de sortie. La figure I-7 montre un effet important de T sur Z_d . Il a été constaté que ce comportement est directement lié à la constante du temps d'émission d'électrons de EL_2 [43, 45, 54]. Les résultats expérimentaux obtenus par Canfield et al [43], à deux températures différentes $T_1 < T_2$, sont représentés par la figure I-7.a. Ces chercheurs suggèrent que le comportement fréquentiel est lié à la constante du temps d'émission des électrons des pièges dans le substrat semi isolant près de l'interface canal/substrat et l'interface canal/surface. Comme la constante du temps d'émission dépend de la température, un décalage de la courbe est observé à la température élevée T_2 . D'autre part, des résultats analytiques (figure I-7.b) [43] donnent un excellent accord avec les résultats expérimentaux présentés dans la figure I-7.a [43]. Également, pour les autres figures (I-7.c et I-7.d) $Z_d(f)$ diminue au fur et à mesure que la température augmente [45, 54]. Cependant, pour le MESFET à canal enterré, figure I-7.e [54], le phénomène de dispersion disparaît ; l'impédance de sortie est stable sur toute la gamme de fréquence utilisée aussi bien à l'ambiante qu'à $T = 110$ K.

Finalement, la figure I-7.f [56] confirme que la température du canal conducteur augmente avec la croissance des deux tensions V_{ds} et V_{gs} . Pour cela, la largeur des zones dépeuplées est réduite avec la croissance de la température ce qui induit une augmentation du courant de drain, I_d . Cependant, la mobilité des porteurs diminue, cela est un deuxième effet prépondérant des courants drains élevés où il n'y a pas de risque d'échauffement thermique pour les transistors à effet de champ.

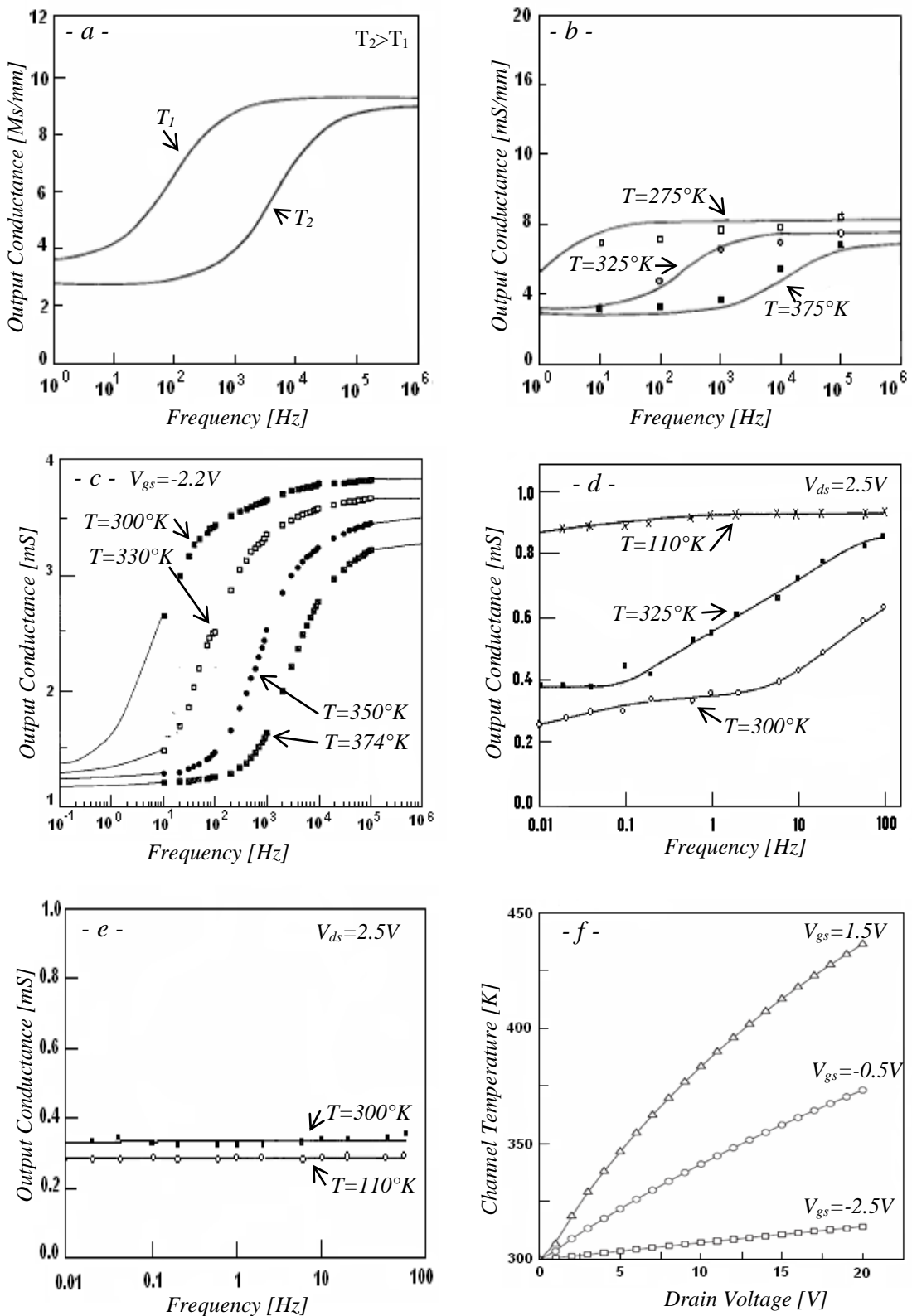


Figure 1-7: Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à différentes températures. a) [43], b) [43], c) [45], d) [54], e) [54], f) [56].

I-2.4 Influence de la concentration des pièges

Cinq dispositifs avec même rapports (N_T/N_A), mais différentes valeurs de concentration de EL_2 , N_T , et de concentration d'accepteur peu profonds, N_A , sont comparés à la température ambiante pour une tension de drain de 3 V (figure I-8) [55]. Comme la valeur de la conductance de sortie dépend fortement du niveau du courant continu [57, 58], le g_d diminue à mesure que les deux concentrations N_T et N_A augmentent. Ce phénomène peut être expliqué par la diminution du courant du substrat qui est une fonction forte de N_T et de N_A [59].

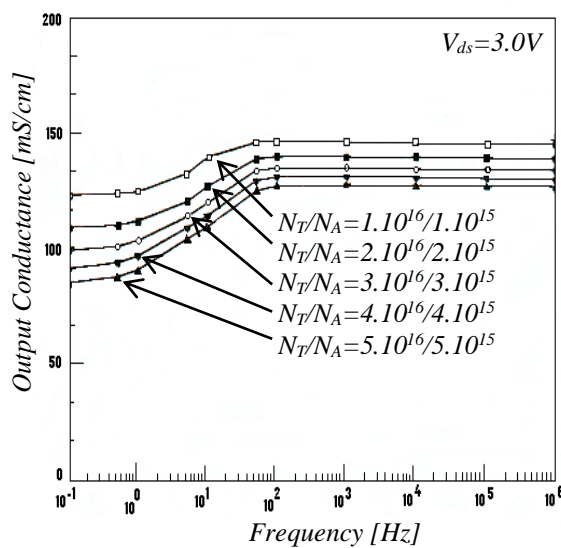


Figure I-8 : Influence de la concentration des pièges sur la variation fréquentielle de la conductance de sortie [55].

Tous les résultats précédemment présentés concernant la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie à différents paramètres: polarisation, température et concentration des pièges profonds, montrent que cette dispersion négative de Z_d en régime de saturation est induite par le retard de la capture des électrons due aux pièges de substrat en hautes fréquences, où le potentiel se dirige dans la même direction du changement de la tension de drain [17]. Un certain nombre d'auteurs ont noté que Z_d d'un MESFET GaAs en hautes fréquences peut être sensiblement plus faible que sa valeur en continue [39, 40]. Bien que ce comportement est d'une importance relativement secondaire pour les circuits micro-ondes et numériques, il peut affecter profondément le fonctionnement des circuits intégrés analogues, parce que l'impédance de sortie d'un MESFET détermine directement le gain en tension d'un amplificateur.

I-3 Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la polarisation

Afin d'analyser l'effet de la dispersion de Z_d pour le fonctionnement logique de la grille, plusieurs modèles ont été proposés. Un nombre important d'auteurs ont mesuré la variation de g_d sous diverses polarisations : drain, V_{ds} , grille, V_{gs} , et substrat, V_b , [12, 13, 16, 42, 43, 60, 61]. Pour cela, de nouvelles méthodes de modélisation de la dispersion de la conductance de sortie dans les MESFETs GaAs ont été présentées. Par conséquent, pour faire la simulation des différentes caractéristiques en hautes fréquences et pour différentes polarisations de grille et de drain, ils ont utilisés les paramètres des modèles proposaient pour les employer au programme de simulation. Par la suite, on va comparer ces valeurs de la réponse de g_d aux résultats expérimentaux [12, 13, 42, 43, 60].

I-3.1 Effet de la tension de drain

Les résultats regroupés dans la figure I-9 présentent les différentes courbes de la variation de l'impédance de sortie en fonction de la tension de drain V_{ds} effectuée sur divers MESFETs GaAs [12, 13, 42, 60].

La figure I-9.a regroupe des valeurs simulées et mesurées de $g_d(V_{ds})$ pour un MESFET GaAs submicronique [60]. On remarque une décroissance de g_d au fur et à mesure que la tension V_{ds} croît (région linéaire $V_{ds} < 1,5$ V) jusqu'à saturation à $20 \text{ mS}\cdot\text{mm}^{-1}$ (région de saturation $V_{ds} > 1,5$ V). Il a été trouvé un bon accord entre la variation expérimentale et celles simulées. Afin d'atteindre la modulation maximale du canal par la tension de grille, ils exigent toujours que la valeur de g_d soit aussi basse que possible en régime de saturation.

Les deux figures I-9.b et I-9.c donnent respectivement la variation de $g_d(V_{ds})$ en continue et en régimes alternatif à différentes tensions V_{gs} pour un même dispositif [42]. Un très bon accord des résultats de simulation et expérimentaux a été présenté au niveau de la région de saturation. Cependant, on note un faible décalage à la région linéaire, bien qu'il soit moins important pour les circuits numériques. Pour bien montrer et expliquer cette variation, une autre étude a été faite sur le même dispositif à $V_{gs} = 0$ V, d'où les courbes de dc ont été mesurées à environ de 0,01 Hz et les courbes dynamiques étaient mesurées approximativement de 15 Hz [42]. Pour la région linéaire, $V_{ds} \leq 0,5$ V, cette variation a été expliquée par le dépeuplement de la zone sous la grille puisque les pièges à la zone dépeuplée

à l'interface canal/substrat ne sont pas encore actifs. Par ailleurs, il a été constaté seulement une faible valeur de g_d (dc) par rapport à g_d (ac).

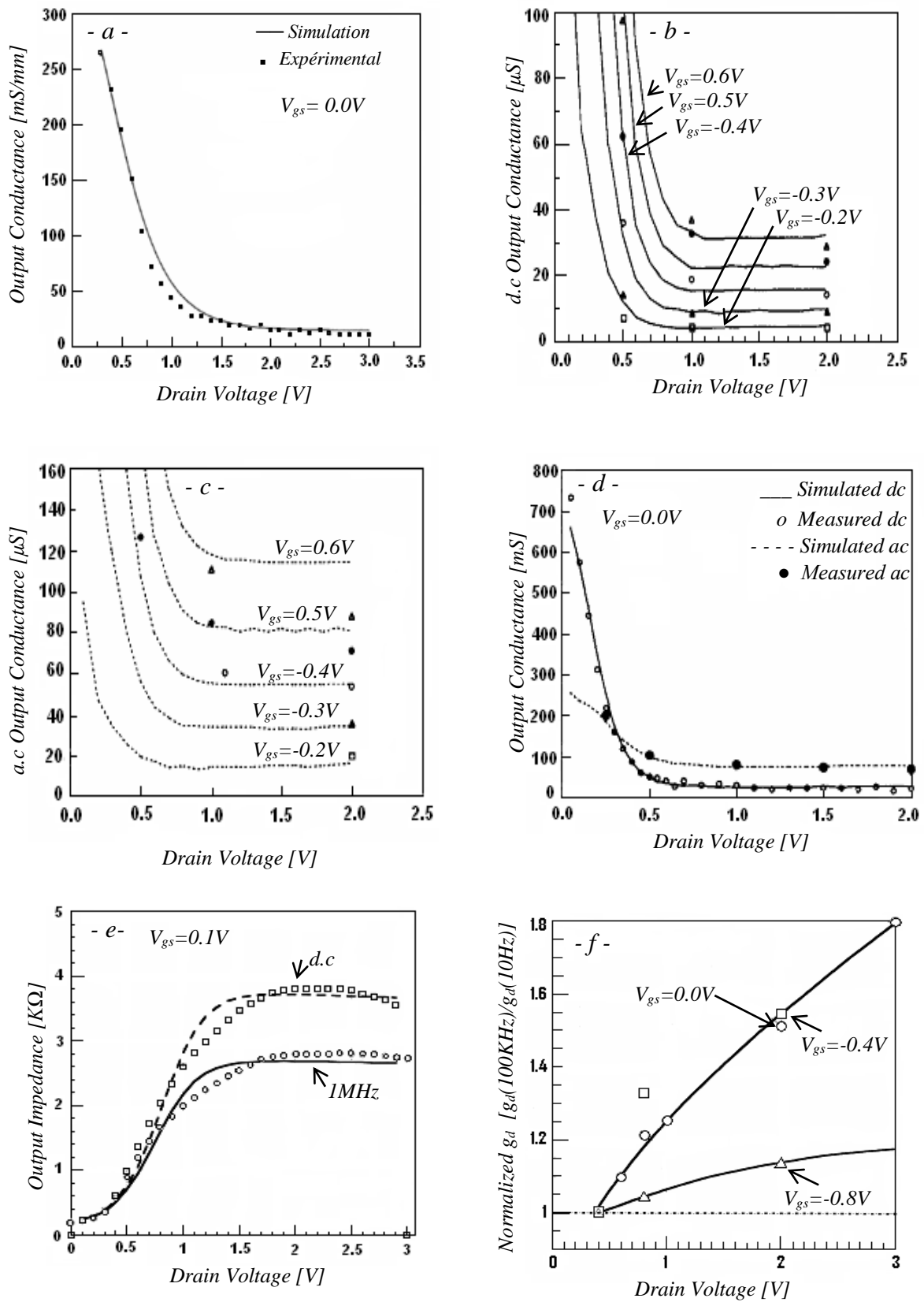


Figure 9 : Variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de drain. a) [60], b) [42], c) [42], d) [42], e) [12], f) [13].

De même la figure I-9.e [12], montre une augmentation de l'impédance de sortie avec la croissance de la tension V_{ds} , d'où les valeurs de Z_d (dc) sont plus élevées que de celles Z_d (1 MHz). Par conséquent, en basses fréquences, l'impédance de sortie est comparativement grande par ce que les pièges profonds dans le substrat sont remplis d'électrons. Cependant, en hautes fréquences les pièges dans le substrat ne peuvent pas répondre à la variation de la tension V_{ds} , par conséquent Z_d décroît.

En 2003 Y. Hasumi et al [13] ont étudié le rapport de g_d (100 KHz)/ g_d (10 Hz) en fonction de la tension V_{ds} (Figure I-9.f). Ils ont constaté que, la conductance de sortie augmente avec la fréquence en région linéaire et en saturation, et les quotients de deux valeurs normalisées de g_d s'accroissent aussi avec l'augmentation des deux tensions V_{ds} et V_{gs} .

I-3.2 Effet de la tension de grille

Pour examiner l'effet de la tension de grille V_{gs} , la figure I-10 regroupe plusieurs courbes des valeurs normalisées de $g_d(V_{gs})$ relevées par plusieurs chercheurs [12, 13, 43, 61]. Sur chaque courbe figurent des résultats de simulation et ceux expérimentaux pour comparaison. Il a été noté que lorsque la tension V_{gs} croît, le courant I_d augmente, ce qui provoque une grande dissipation de la puissance. Par ailleurs, dans ces conditions, le canal voit sa température montée suite à l'auto-échauffement (Self-heating). Comme la vitesse de saturation, v_s [62], la vitesse maximale, v_p [63], et la mobilité, μ [64] varient approximativement inversement avec la température et puisque les valeurs de l'impédance de sortie sont proportionnelles aux valeurs de ces paramètres, alors une augmentation de I_d conduit finalement à une diminution de Z_d [43].

Les deux modèles [43] dont les résultats sont représentés par les figures I-10.a et I-10.c ne donnent pas un bon accord entre l'expérience et la théorie des variations de $g_d(V_{gs})$. Par contre, les résultats montrés dans les figures I-10.b, I-10.d et I-10.e [61] présentent un bon accord entre les valeurs de g_d mesurées et simulées en dc et RF en fonction de la tension V_{gs} du dispositif.

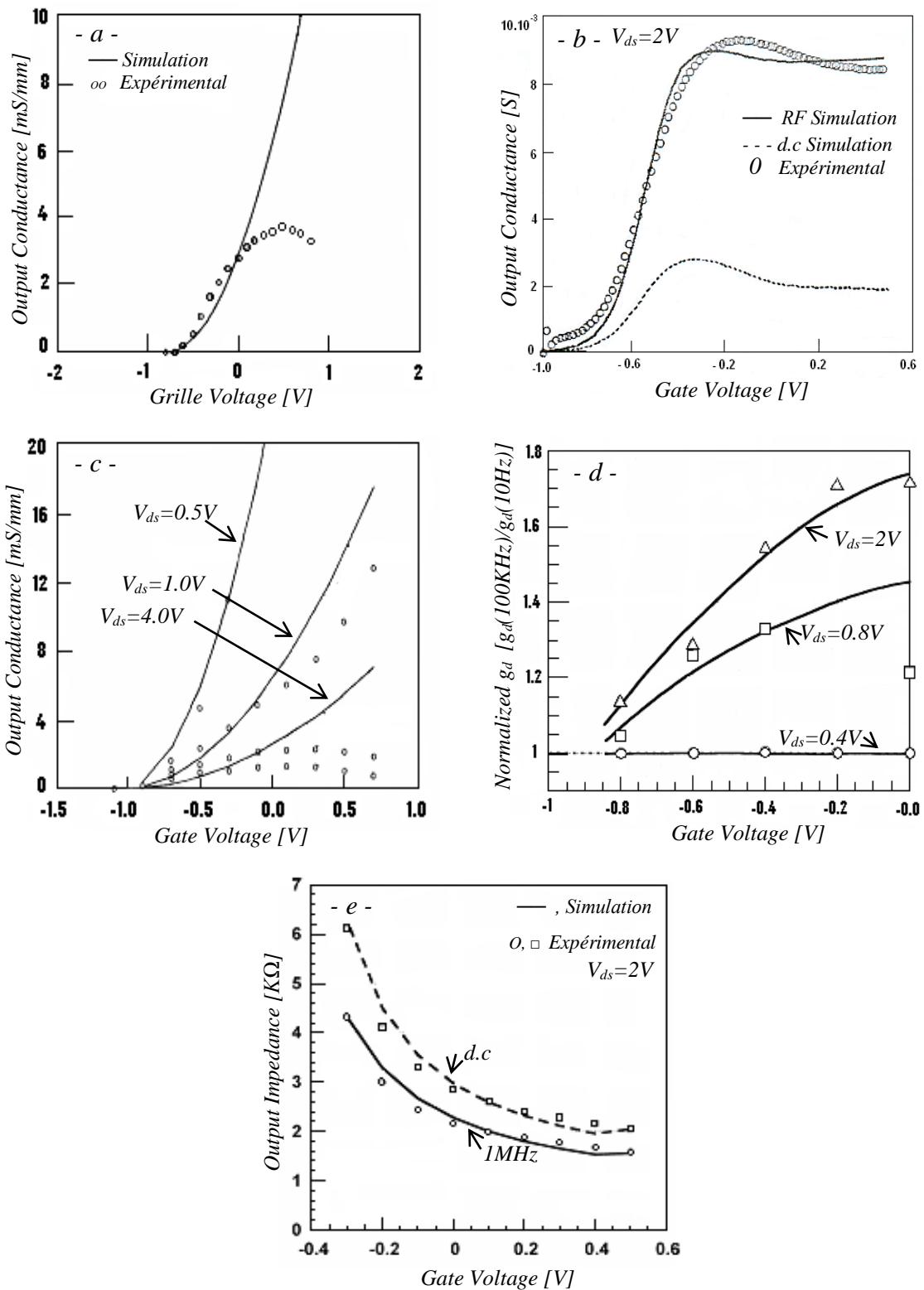


Figure 1-10 : Variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille.
 a) [43], b) [61], c) [13], d) [43], e) [12].

I-3.3 Effet de la polarisation du substrat

Il a été confirmé que le substrat contient des niveaux peu profonds (superficiels) et d'autres profonds [16]. Pour les substrats semi isolants typiques, la densité des niveaux profonds est habituellement plus grande que celle des niveaux peu profonds [65]. Les accepteurs profonds sont situés au milieu du gap d'énergie $E_v+0,75$ eV qui est une valeur typique pour des niveaux de Cr dans le GaAs semi isolant dopé par Cr, employée généralement comme substrat pour des FETs de GaAs. Tandis que des donneurs profonds sont situés à $E_c-0,75$ eV qui est une valeur typique pour les centres EL_2 bien connus [66]. Par conséquent, les accepteurs et les donneurs profonds influencent la variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de substrat.

a) Influence des accepteurs profonds

Certaines recherches [16] ont considéré uniquement la présence des accepteurs profonds dans le substrat, où la variation des valeurs normalisées de la conductance de sortie en fonction de la tension de polarisation du substrat présentées dans la figure I-11, montre que ces valeurs diminuent avec l'augmentation de la polarisation du substrat et aussi de la densité des accepteurs profonds.

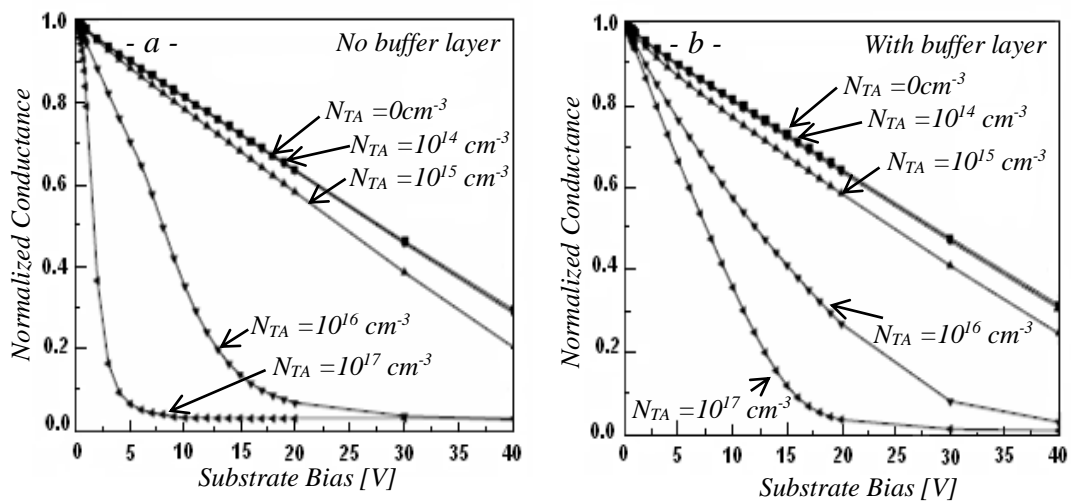


Figure I-11 : Influence des accepteurs profonds sur la variation de la conductance de sortie à différentes polarisations du substrat [16].

Par conséquent, une tension négative appliquée au substrat est une polarisation inverse. La région dépeuplée à l'interface canal/substrat s'élargie et cause une réduction de la largeur du canal, de même pour sa conductance de sortie.

b) Influence des donneurs profonds

En ajoutant des donneurs profonds au substrat, on aura la réduction de la conductance du canal, qui va avoir un seuil à une certaine polarisation. Si on augmente encore plus la densité des donneurs profonds, la valeur du seuil va augmenter selon les indications apparaissant sur la figure I-12 [16]. Par conséquent, pour une densité élevée des donneurs profonds la conductance demeure constante, mais au delà et pour une certaine valeur de la tension appliquée elle chute rapidement. A une tension plus élevée, l'interface canal/substrat cause la réduction de la conductance du canal, c'est le cas de backgating avec le voltage du seuil. Ainsi, les donneurs réduisent l'effet backgating, par conséquent ce dernier réduit l'effet des accepteurs profonds (responsables de backgating) et qu'ils sont compensés par les donneurs profonds, de ce fait augmente la densité des électrons et des trous et par conséquent la concentration des donneurs profonds diminuée dans le substrat. Ajouter une couche enterrée-p peut avoir un effet de Backgating, et ceci est montré dans la figure I-11.b à la création des accepteurs profonds et dans la figure I-12.b à la création des donneurs profonds. Par conséquent l'intégration de cette couche p-enterrée réduit l'effet des centres profonds dans le substrat dans la région dépeuplée à l'interface canal/substrat, qui est responsable de l'effet backgating. Les accepteurs profonds augmentent le backgating, et de ce fait là réduction de g_d .

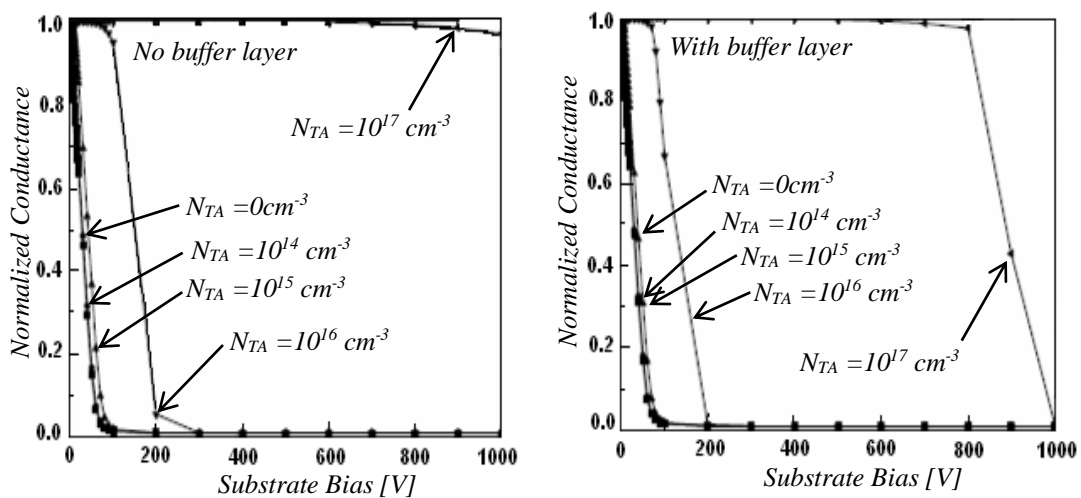


Figure I-12 : Influence des donneurs profonds sur la variation de la conductance de sortie à différentes polarisations du substrat [16].

I-4 Effet de l'épaisseur du canal sur l'impédance de sortie

Des variations de l'impédance de sortie du MESFET GaAs en fonction de l'épaisseur du canal conducteur, a , ont été simulées et présentées dans la figure I-13 [60] qui montre que la conductance de sortie augmente avec l'accroissement de l'épaisseur du canal conducteur et ceci pourrait être attribué (i) au flux des porteurs à travers le substrat [67] et (ii) à la modification de la hauteur de l'épaisseur du canal en fonction de la tension V_{ds} [68]. Assumant qu'il est dû à l'élargissement du canal dans le substrat sous un champ électrique intense, puis il devrait seulement être une fonction de V_{ds} comme suggéré par Eastman et Shur [67].

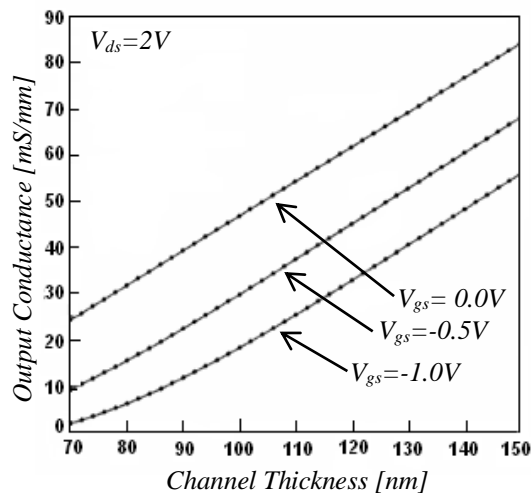


Figure I-13 : Effet de l'épaisseur du canal conducteur sur la variation de l'impédance de sortie à différentes tensions de grille [60].

Par conséquent, l'accroissement de g_d est directement proportionnel à l'épaisseur du canal, ceci pourrait être attribué au fait qu'il peut y avoir une polarisation en aval de la grille de barrière Schottky due à la charge ionique dans la zone dépeuplée prolongée vers le côté du drain du dispositif ; car l'élargissement de la zone dépeuplée dépend de V_{ds} , V_{gs} et I_d , également pour le g_d comme il est rapporté par M. Ahmed [11].

De plus, la diminution de la longueur du canal du transistor MESFET induit de nombreux effets, dont l'un est appelé *effet du canal court*. Il est dû aux zones de dépeuplement côtés source et drain qui viennent recouvrir partiellement la région de grille. Pour les transistors à canal « long », cet effet est faible par rapport à la zone de contrôle de la grille. Cependant, au fur et à mesure que la longueur de grille diminue, cet effet devient de plus en plus significatif [69].

L'effet du canal court s'explique par une perte de contrôle de la charge du canal par la grille, ce qui a pour conséquence de réduire la tension du seuil. Sachant que toute diminution de la taille de la zone active d'un transistor s'accompagne d'une réduction du nombre d'électrons participants au transport.

En outre, autres travaux ont considéré que la perte en gain du transistor, due aux grandes valeurs de la conductance de sortie [60], peut être compensée par d'importante optimisation de l'épaisseur du canal conducteur, dans la géométrie du dispositif.

I-5 Influence de la concentration d'accepteurs sur l'impédance de sortie

L'évolution de la conductance de sortie calculée en fonction de la concentration d'accepteurs pour deux fréquences : 0.1 Hz et 1 MHz, est illustrée dans la figure I-14 [55]. La différence de g_d pour ces deux fréquences est due à la concentration de EL_2 , N_T , et N_A , concentrations des accepteurs moins profonds, qui conduit à une diminution de la conductance de sortie. Au début, la position de l'interface canal/substrat pour le dispositif avec $N_T/N_A = 5.10^{16} \text{ cm}^{-3}/5.10^{15} \text{ cm}^{-3}$ est moins profonde que pour le dispositif avec $N_T/N_A=1.10^{16} \text{ cm}^{-3}/1.10^{15} \text{ cm}^{-3}$ en raison de la compensation du canal dopé par ces accepteur ajoutés. De plus, la perturbation a.c. de la concentration d'électrons côté substrat. Ceci explique pourquoi les dispositifs avec de plus petites valeurs de N_T et de N_A ont la plus grande conductance de sortie.

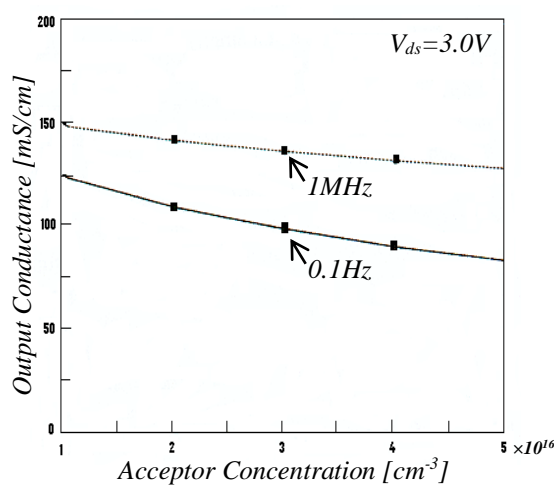


Figure I-14 : Variation de l'impédance de sortie en fonction de la concentration d'accepteurs [55].

I-6 Conclusion

Ce chapitre présente l'influence de différents paramètres sur la variation de l'impédance de sortie. Par conséquent, des mécanismes physiques qui expliquent des évolutions de l'impédance de sortie à faible signal et à différentes tensions de polarisation manifestent que beaucoup d'effets parasites du dispositif résultent directement de la présence des pièges EL₂ des donneurs profonds supplémentaires pendant la croissance du cristal pour réaliser un substrat SI de GaAs de haute résistivité.

La variation faible signal de l'impédance de sortie dans les MESFETs GaAs a été étudiée considérablement. Des analyses numériques confirmées par des études expérimentales confirment que les effets de : la fréquence, la polarisation, la température et la concentration des pièges et des accepteurs sur l'impédance de sortie qui sont influencés par les pièges profonds EL₂ contribuent de manière significative au comportement basse fréquence de Z_d.

La multiplication des applications du MESFET GaAs dans plusieurs domaines s'accompagne d'une utilisation de plus en plus intense du spectre hyperfréquence à des fréquences toujours plus élevées. Pour cela, il faut améliorer les performances des dispositifs électroniques utilisés dans la réalisation des circuits intégrés. De plus, les anomalies de basses fréquences sont provoquées par les pièges de niveaux profonds dans la GaAs devraient être considérées. En particulier, la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie qui affecte sérieusement les caractéristiques du dispositif. Ce phénomène est généralement intimement lié aux pièges de niveaux profonds à l'interface canal/substrat.

Aussi, la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie est apparente seulement quand le dispositif fonctionne en régime de saturation. Il a été démontré que les résultats expliquent qu'à des tensions de drain élevées, le champ électrique dans le canal est assez haut pour disperser assez d'électrons dans les régions de piégeage d'interface canal/substrat et d'interface surface/canal où la dispersion fréquentielle est observable. D'autres résultats, illustrent qu'à basses fréquences, les pièges peuvent suivre le signal appliqué permettant à un état quasi-stationnaire de devenir un état existé. Aux plus hautes fréquences, l'occupation des pièges ne peuvent pas poursuivre la même variation entraînant une décroissance de l'impédance de sortie.

De même l'effet de la température, T , sur le comportement fréquentielle de l'impédance de sortie confirme l'influence puissante de T , cette variation dépend de la constante du temps d'émission d'électrons du EL_2 dans le substrat semi isolant près de l'interface canal/substrat et à l'interface canal/surface. Également, la variation de l'impédance de sortie est interprétée par une croissance avec l'augmentation de la tension V_{ds} , d'où les valeurs de Z_d (dc) sont plus élevées que celles de Z_d (ac).

L'investigation de l'effet de la tension V_{gs} sur le Z_d montre que lorsque la tension V_{gs} accroît le courant I_d augmente, causant une grande dissipation de puissance, et dans ces conditions la température du canal augmente due à l'effet Self-heating et comme la vitesse de saturation, la vitesse maximale et la mobilité varient approximativement et inversement avec la température, et puisque les valeurs de la conductance de sortie sont proportionnelles aux valeurs de ces paramètres, alors, lorsque I_d augmente, il cause finalement une augmentation de l'impédance de sortie. Pareillement, l'étude des valeurs de l'impédance de sortie du MESFET GaAs en fonction de l'épaisseur du canal conducteur montre que l'impédance de sortie diminue avec l'élargissement du canal et ceci pourraient être attribués (i) au flux des porteurs à travers le substrat et (ii) à la modification de la hauteur d'épaisseur du canal.

Finalement, l'évolution de Z_d calculée avec la concentration d'accepteurs aux fréquences d.c et a.c, montre que la concentration de EL_2 et la concentration d'accepteurs profonds jouent des rôles importants dans la détermination de l'impédance de sortie et sa dépendance en fréquence. Avec des concentrations plus élevées de pièges et d'accepteurs, l'impédance de sortie est plus grande c'est due aux courants inférieurs du substrat, mais la plus haute dépendance de fréquence est due aux pièges d'électrons plus ionisés. Ceci explique pourquoi les dispositifs avec de plus grande valeurs de N_T et de N_A ont une plus grande conductance de sortie.

La dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie peut être interprétée souvent par la présence des défauts profonds dans la structure : (i) dans le domaine de basses fréquences, quand l'excitation a.c est lente par rapport au piégeage et au dépiégeage, (ii) pour l'excitation aux plus hautes fréquences, des variations de Z_d commencent à être observées. Ces variations sont maximales quand la période du temps de l'excitation est proche d'une constante du temps de remplissage ou de vidage des pièges. Par ce que, la perturbation a.c, de la concentration des pièges ionisés, la concentration des électrons et le potentiel électrostatique

se produisent autour du bord de déplétion Schottky et de la région dépeuplée à l'interface canal/substrat.

CHAPITRE -11-

MESFET GaAs OPTIQUEMENT CONTRÔLÉ

L'optoélectronique, définie comme une science qui résulte de l'union de l'optique et de l'électronique, est présente dans de multiples domaines et prend une place de plus en plus importante dans les systèmes utilisés tous les jours. En plus, des télécommunications par fibres optiques, on compte aussi le médical, le militaire, le micro-usinage, l'industrie automobile, l'aéronautique et la robotique, etc. Sans oublier le multimédia où chacun de nous peut aisément se rendre compte de la place occupée par les composants optoélectroniques. Notons que dans tous ces domaines, les progrès évoluent à un rythme extrêmement rapide.

Lorsque l'on évoque la miniaturisation des composants électroniques, on y associe systématiquement la montée en fréquence [1]. Pour les composants nanométriques, la frontière du Téra-Hertz devrait pouvoir être franchie. On atteint dans ce cas, en termes de longueurs d'onde, le domaine submillimétrique ($\lambda = 0,1 \mu\text{m}$). Aujourd'hui déjà, des dispositifs de l'électronique non linéaire, à base de diodes Schottky largement submicroniques, ont montré des performances au-delà 2 THz (application pour la radioastronomie) [2]. De l'autre côté du spectre, en optique, la longueur d'onde des télécommunications est de $1,55 \mu\text{m}$ [1]. Des applications en infrarouge, ou infrarouge lointain, basées sur les techniques de l'optique sont très nombreuses autour de $\lambda = 10 \mu\text{m}$ [1].

Depuis de nombreuses années, l'industrie des amplificateurs, oscillateurs [3-8] ainsi que les circuits monolithique micro-onde contrôlés optiquement, *MMICs* : *Monolithic Microwave Intergated Circuits*, [5, 8, 9-12] et les circuits intégrés optoélectroniques, *OEIC* : *Optoelectronic Integrated Circuit*, [13] utilisent le transistor MESFET GaAs [14-16]. De plus,

plusieurs chercheurs [17, 18] ont publié sur la détection optique très rapide en utilisant le *MESFET GaAs*. Ce composant est caractérisé par un changement efficace de gain. De plus, ses caractéristiques de fréquences de sorties sont contrôlées par simple changement au niveau de la radiation optique incidente [14]. Ainsi, les caractéristiques *d.c* et micro-ondes de ce composant, MESFET GaAs, peuvent être contrôlées d'une façon précise suite à une application d'une radiation optique [19-23]. Les différents mécanismes responsables de l'augmentation des propriétés finales du MESFET GaAs optiquement contrôlé sont [24]: *i*) le voltage induit à travers la barrière Schottky [25, 26], *ii*) les photos porteurs générés sous la grille [27, 28], *iii*) l'effet de la photoconductivité aux régions source-grille et drain-grille et *iv*) le changement de la largeur dépeuplée sous la grille [29].

Ce chapitre traite les variations des caractéristiques électriques des MESFET GaAs optiquement contrôlés. Ces composants sont très sensibles à la lumière de fréquences incluses dans le visible et l'infrarouge. Après une description de la structure typique et la présentation d'un modèle analytique de l'effet du dopage non uniforme, nous donnons les différentes évolutions des caractéristiques: courant de génération, l'effet de l'éclairage et la charge totale du canal conducteur en fonction de plusieurs paramètres. Enfin, l'étude de l'effet photonique sur la variation de l'impédance de sortie, Z_d , en fonction de la fréquence et de la polarisation. Il est important de signaler que ces variations de Z_d présentent un problème important dans la conception des circuits de précision, du fait que l'impédance de sortie influence fortement le signal faible gain.

II-1 Investigation théorique

II-1.1 Structure appropriée

Le premier travail théorique présenté par *Singh et al* [30] sur un transistor à effet de champ MESFET optiquement contrôlé a été rapporté sur un MESFET Si préparé par implantation ionique, utilisant la photo-génération des porteurs au-dessus d'une grille Schottky transparente/semi-transparente [24]. Ensuite, le travail était développé pour le MESFET GaAs avec une couche active préparée par implantation ionique, *OPFET GaAs*, incorporant l'effet des pièges de surface dans le canal conducteur [24]. Le premier model analytique a été

proposé par *Mishra et al* en 1990 [27] avec un profil du dopage non-uniforme. Ce model choisi pour ses performances [31] est nettement meilleur à comparer à d'autres profils proposés par *Chattopadhyay et Pal* [32], avec une grille Schottky éclairée transparente/semi-transparente. Cependant, l'analyse néglige deux aspects importants [31]: *i*) le photovoltage développé à travers la jonction Schottky et *ii*) la modulation de la largeur dépeuplée sous la grille. Récemment, ces effets on été pris en considération lors de l'analyse des caractéristiques du *MESFET GaAs* sous les conditions *d.c* [33].

La vue en coupe longitudinale de la structure du MESFET GaAs à grille opaque et optiquement contrôlé est schématisée dans la figure II –1. La structure est auto-alignée [24], dans laquelle les espacements entre grille-source et grille-drain sont plus larges que l'épaisseur de la couche active, a .

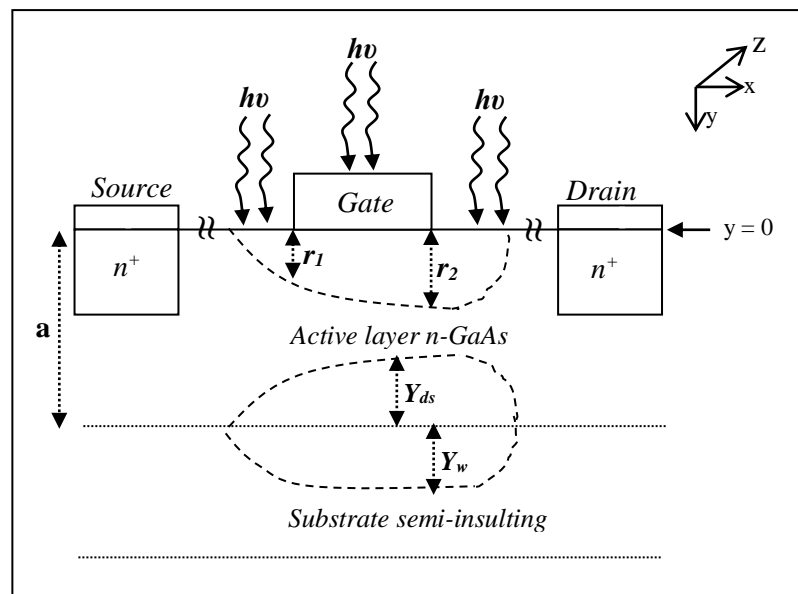


Figure II-1 : Vue en coupe de la structure appropriée du MESFET GaAs optiquement contrôlé.

Le rayonnement est incident sur le dispositif, comme la grille est opaque il pénètre par les régions de génération des porteurs en excès: *(i)* la région dépeuplée étendue sous la grille, *(ii)* la région active neutre et *(iii)* la région dépeuplée à l'interface couche active/substrat [15, 24, 31, 34, 35]. Ceci mène au développement de deux tensions optiques : une à travers la jonction Schottky et l'autre à travers la jonction p/n au niveau du substrat. Ces tensions modulent la largeur du canal conducteur de manière significative. De plus, les électrons en excès générés *(i)* dans la région neutre, dus à la diffusion et la recombinaison ou *(ii)* dans les

régions dépeuplées, dus à la dérive et la recombinaison, améliorent le courant et la conductance du dispositif [24].

Le model généralisé [31] présenté au dessus tient compte des mécanismes physiques qui déterminent les caractéristiques du dispositif dans des conditions lumineuses [31] :

- 1) l'effet de la recombinaison à la surface dans le MESFET GaAs, qui se déroule via les pièges profonds soit à la surface ou près de la surface.
- 2) le changement de la durée de vie des porteurs minoritaires en états lumineux.
- 3) l'effet photovoltaïque à la barrière Schottky qui affecte la tension appliquée sur la grille.
- 4) la modulation de la conductivité du canal par le rayonnement incident.
- 5) l'effet photovoltaïque à l'interface canal/substrat.
- 6) la nature semi isolante du substrat.

II-1.2 Modèle analytique de l'effet du dopage non-uniforme

Ces dernières années les études expérimentales indiquent que les caractéristiques électriques du *MESFET GaAs* sont très sensibles à la lumière de fréquences visibles et infrarouges [28]. Cette étude théorique est faite pour estimer le changement des caractéristiques *d.c* du *MESFET GaAs* quand la grille Schottky est illuminée avec une lumière de différentes intensités. L'étude analytique de l'effet du signal optique à fréquence modulée sur le *MESFET GaAs* à grille opaque montre que le profil du canal conducteur implanté par ion a été considéré être représenté par le profil Gaussien (figure II – 2) [36]. Quand le signal optique modulé est incident sur le dispositif, les porteurs générés à différentes régions sont également modulés à la même fréquence [15]. Ainsi, la génération de paires électron/trous n'est pas seulement localisée sous la grille. Les électrons en excès créés par la photogénération se déplacent vers le canal conducteur pour contribuer avec les électrons d'impuretés au courant drain-source. La photogénération des trous développe un photovoltage à travers les deux jonctions [15, 24, 31, 34].

Dans les conditions d'équilibre, les équations de continuité de *d.c* pour les électrons excessifs et les trous générés dans les régions dépeuplées du dispositif sont donnés par [24, 31, 34, 35] :

$$\frac{1}{q} \frac{dj_n}{dy} + G_n - [U_n + \frac{R_s}{a}] = 0 \quad (2.1)$$

$$-\frac{1}{q} \frac{dj_p}{dy} + G_p - [U_p + \frac{R_s}{a}] = 0 \quad (2.2)$$

Où J_n et J_p sont respectivement les densités des électrons et des trous, données par:

$$J_n = q\mu_y n + qD_n \frac{dn}{dy} \quad (2.3)$$

$$J_p = q\mu_y p - qD_p \frac{dp}{dy} \quad (2.4)$$

Dans les équations ci-dessus :

- G_n et G_p : taux de génération volumique.
- U_n et U_p : taux de recombinaison.
- D_n et D_p : coefficients de diffusion.
- a : épaisseur de la couche active.
- R_s : taux de recombinaison à la surface.
- n et p : concentrations excessives des électrons et des trous, respectivement.
- V_y : vitesse saturée par les porteurs à la direction y verticale assumée la même pour les électrons et les trous.
- q : charge de l'électron.

Cependant, pour le *MESFET GaAs* d'une couche active élaborée par implantation ionique, la constante de dopage équivalente, N_{de} , est représentée par la distribution Gaussienne via la relation suivante :

$$N_{de}(y_e) = \int_0^{y_i} \frac{Q}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{y - R_p}{\sqrt{2\sigma}}\right]^2 dy \quad (2.5)$$

Où :

- Q : dose implantée.
- R_p : gamme projetée.
- σ : straggles paramètre.
- y_i : profondeur de la jonction.

- y_e : distance équivalente d'un dopage constant N_{De} .

De plus, D_n , D_p , τ_n et τ_p sont fonctions de la concentration et puisque la concentration change avec y , ils deviennent également dépendants de y . Ils sont définis par :

$$\tau = \frac{\tau_0}{1 + \frac{N_{De}}{N_{Dr}}} \quad (2.6)$$

Où τ_n et τ_p sont les durées de vie des porteurs électrons et trous respectivement.

$$D = \frac{KT}{q} \mu = \frac{KT}{q} \cdot \frac{\mu_0}{1 + \sqrt{\frac{N_{De}}{N_{Dr}}}} \quad (2.7)$$

Avec

- N_{Dr} : concentration de référence égale à $6,77 \cdot 10^{22} m^{-3}$ [37].
- K : constante de Boltzmann.
- T : température absolue.
- μ_0 : mobilité dans le vide.

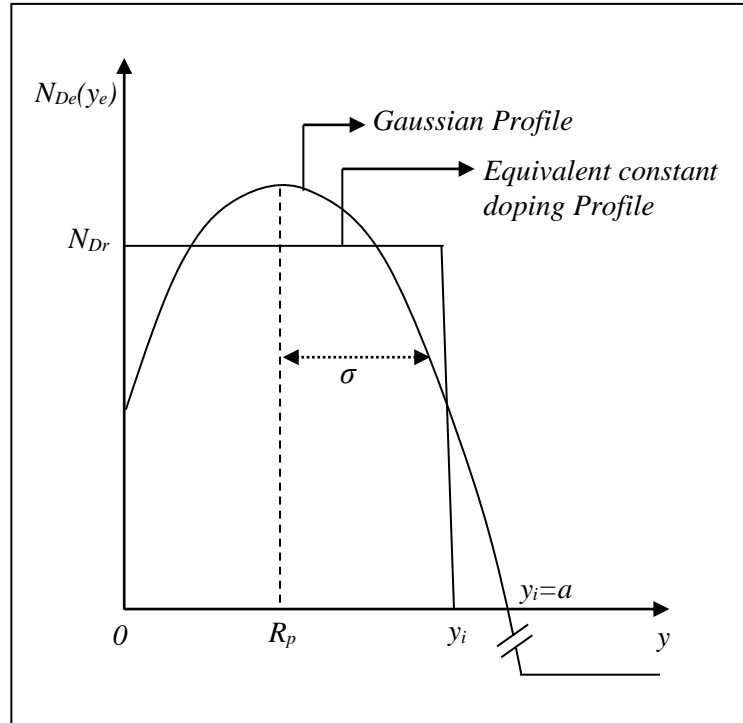


Figure 11-2 : Profil gaussien et sa distribution du dopage constant équivalent des impuretés dans la couche active [15, 34].

Dans les conditions d'obscurité, le courant de drain est supporté par les porteurs majoritaires (électrons) créés par les atomes d'impuretés dans le canal. Cependant sous illumination [34], la photogénération des électrons et des trous, dans le substrat, dans la région neutre du canal conducteur et dans les zones dépeuplées aux interfaces, est obtenue en résolvant les équations de continuités (2.1) et (2.2).

II-2 Caractéristiques du courant de génération

Le courant drain-source total, I_{ds} , qui circule dans le *MESFET GaAs* est composé de la somme de trois composantes : (i) I_{ion} (attribué aux porteurs dus à l'implantation ionique), (ii) I_{ch} (attribué à la génération optique des porteurs dans le canal conducteur) et (iii) I_{dep} (attribué à la génération des porteurs aux zones dépeuplées) [15, 24, 31, 34, 35], Ainsi :

$$I_{ds} = I_{ion} + I_{ch} + I_{dep} \quad (2.8)$$

$$I_{dep} = I_{dep1} + I_{dep2} \quad (2.9)$$

Où :

- I_{dep1} : courant attribué à la zone dépeuplée sous la grille Schottky.
- I_{dep2} : courant produit à la région dépeuplée à l'interface couche active/substrat semi-isolant.

La contribution réunis l'implantation ionique et la photogénération dans : la région neutre du canal conducteur, aux régions dépeuplées sous la grille Schottky et à l'interface couche active/substrat semi-isolant. Au moment où le courant I_{ds} flue à la direction horizontale x , néanmoins le rayonnement optique incident le long de la direction y dans le dispositif qui est le même que la direction dans laquelle les ions sont implantés [31]. La dépendance de I_{ds} par la fréquence apparaît en raison de la durée de vie $a.c$ et de la longueur de diffusion $a.c$ des électrons et des trous. La limitation de fréquence dépend de quelques conditions : si $\frac{1}{\tau_n}, \frac{1}{\tau_p} \gg \omega$. Cependant, si ω est grande à comparé à $\frac{1}{\tau_n}$ ou bien $\frac{1}{\tau_p}$ où les effets de fréquences dominants. Dans les caractéristiques $d.c$, le courant I_{ds} exprimé par la relation (2.8) est celui d'un *MESFET GaAs* à grille Schottky opaque. Pour un *MESFET GaAs* à

grille transparente ou semi-transparente, le courant I_{dep1} sera modifié, parce qu'il inclura également la génération des porteurs juste sous la grille et celle de la région étendue sous les surfaces libres [15]. Cette étude a été discutée de la part de *Saxena et al* [31] sous les conditions *d.c.*

II-2.1 Couche active neutre

La variation spatiale des taux de photogénération par les espaces libres par unité de volume est donnée par la relation suivante [31, 34, 35] :

$$G = \alpha\phi e^{-\alpha y} \quad (2.10)$$

Où :

- ϕ : densité du flux de photons par unité de surface par seconde.
- α : coefficient d'absorption des photons par unité de longueur.
- y : direction perpendiculaire à la surface.

Le canal conducteur étant neutre, en l'absence de tension drain-source, ($V_{ds} = 0V$), il n'y aura aucun champ dans cette région. Ainsi, le transport des porteurs sera seulement effectué par la diffusion et la recombinaison. En conséquence, la combinaison des équations (2.1) et (2.3) donne [24, 31, 34] :

$$\frac{d^2 n}{dy^2} = \frac{n}{D_n \tau_n} + \frac{R_s}{aD_n} - \frac{\alpha\phi e^{-\alpha y}}{D_n} \quad (2.11)$$

R_s est la recombinaison à la surface et définit pour les électrons à partir de la relation (2.3) par [15, 24, 34, 38] :

$$R_s = \frac{N_T k_n k_p (n_s p_s - n_i p_i)}{k_n (n_s + n_i) + k_p (p_s + p_i)} \quad (2.12)$$

Où n_s et p_s sont les concentrations des porteurs de surface respectivement pour les électrons et les trous et prennent les valeurs n_i et p_i quand le niveau de Fermi se trouve au même niveau des pièges. Ces densités sont données par les relations suivantes [38] :

$$n_s = \alpha\phi\tau_n \quad (2.13)$$

$$p_s = \alpha\phi\tau_p \quad (2.14)$$

Et

N_T est la densité des pièges par unité de surface.

k_n et k_p sont les facteurs de capture respectivement pour les électrons et les trous.

La recombinaison à la surface produit un courant de fuite de grille qui à son tour donne suite à un effet de feedback à travers la source ou le substrat [31].

Dans l'équation (2.11), les deux recombinaisons aussi bien à la surface qu'en volume ont été considérées. Cependant, la recombinaison due aux pièges dans la région dépeuplée à l'interface couche active/substrat a été négligée. Le rayonnement incident est modulé par un signal de fréquence ω , [15, 34, 35]. Par conséquent, pour les faibles signaux, on obtient:

$$\phi = \phi_0 + \phi_1 e^{j\omega t} \quad (2.15)$$

$$n = n_0 + n_1 e^{j\omega t} \quad (2.16)$$

$$p = p_0 + p_1 e^{j\omega t} \quad (2.17)$$

$$G = G_0 + G_1 e^{j\omega t} \quad (2.18)$$

Où *zéro* indique les valeurs continues et *l'unité* indique les valeurs alternatives. Cela seulement si les centres négatifs de pièges sont présents et que les pièges de la surface sont importants. Alors, pour les faibles injections, l'équation (2.11) a la solution de la formule suivante :

$$n = C_1 \exp\left[\frac{y}{\sqrt{D_n \tau_n}}\right] + C_2 \exp\left[\frac{-y}{\sqrt{D_n \tau_n}}\right] - \frac{\alpha\phi e^{-\alpha y}}{D_n \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n}\right]} - \frac{R}{aD_n} \quad (2.19)$$

Comme le taux de génération est supposé très faible dans l'espace, avec $C_1 = 0$ et C_2 est évalué en appliquant les conditions aux limites suivante: $y = 0$ et $n = \alpha\phi\tau_n$, il vient :

$$n = C_2 - \frac{\alpha\phi}{D_n \left(\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n}\right)} - \frac{R}{aD_n} \quad \text{avec } (a = y) \quad (2.20)$$

Alors,

$$C_2 = \alpha\phi \left[\tau_n + \frac{1}{D_n \left[\alpha^2 - \frac{1}{L_n^2} \right]} \right] \quad (2.21)$$

Où, $L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$ et τ_n est la durée de vie des électrons.

La substitution de C_1 et C_2 dans la relation (2.19), donne :

$$n = \alpha\phi \left[\tau_n + \frac{1}{D_n \left(\alpha^2 - \frac{1}{L_n^2} \right)} \right] \cdot \exp \left[\frac{-y}{L_n} \right] - \frac{\alpha\phi e^{-\alpha y}}{D_n \left(\alpha^2 - \frac{1}{L_n^2} \right)} - \frac{R_s \tau_n}{a} \quad (2.22)$$

Ainsi, la charge du canal due aux électrons excessifs produite dans la région neutre est donnée par :

$$Q_{ch} = \int_{y_{dg}}^{y_{ds}} n dy \quad (2.23)$$

Où :

y_{dg} est l'extension de la zone dépeuplée sous la grille à partir de la surface et donnée par :

$$y_{dg} = \left[\frac{2\mathcal{E}}{qN_{Dr}} (V_{bi} - \Delta + V(x) - V_{gs}) \right]^{1/2} \quad (2.24)$$

Et

y_{ds} représente l'extension de la zone dépeuplée de la jonction $p-n$ dans la couche active également a été mesurée en surface et donnée par :

$$y_{ds} = a - \frac{N_A}{N_{Dr}} \left[\frac{2\mathcal{E}}{qN_A} (V_{bi} + V(x) - V_{Bs}) \right]^{1/2} \quad (2.25)$$

Où :

N_A : Concentration de la couche p .

ϕ_B : Hauteur de la barrière de la jonction Schottky.

$V(x)$: Potentiel du canal conducteur.

- V_{gs} : Potentiel grille-source.
 V_{Bs} : Potentiel substrat-source.
 Δ : Niveau de Fermi sous la bande de conduction dans la région neutre.
 V_{Bi} : Champ interne de la jonction $p - n$.

Le courant du canal I_{ch} dû à la génération dans la région neutre du canal conducteur peut seulement être obtenu quand la tension V_{ds} est appliquée. Dans les faibles états d'impédance, le courant I_{ch} est donné par la relation suivante [15, 24, 31, 34, 35]:

$$I_{ch} = \frac{q\mu_z V_{ds}}{L} \int_0^{V_{ds}} Q_{ch} dv \quad (2.26)$$

Où :

$$Q_{ch} = \alpha\phi L_n \left[\tau_p + \frac{1}{D_n \left(\alpha^2 - \frac{1}{L_n^2} \right)} \right] \cdot \left[\exp\left(\frac{-y_{dg}}{L_n}\right) - \exp\left(\frac{-y_{ds}}{L_n}\right) \right] + \frac{\phi}{D_n \left(\alpha^2 - \frac{1}{L_n^2} \right)} \cdot \left[\exp(-\alpha y_{ds}) - \exp(-\alpha y_{dg}) \right] - \frac{R_s \tau_n}{a} [y_{ds} - y_{dg}] \quad (2.27)$$

II-2.2 Région dépeuplée sous la grille

Dans les régions d'arc de la zone dépeuplée sous la grille, le transport des porteurs est dû à la dérive et à la recombinaison [24, 31, 35]. Alors les équations pour les électrons et les trous sont :

$$\frac{dn}{dy} - \frac{n}{v_y \tau_n} = -\frac{\phi \alpha e^{-\alpha y}}{v_y} + \frac{R_s}{v_y a} \quad (2.28)$$

$$\frac{dp}{dy} + \frac{p}{v_y \tau_p} = +\frac{\phi \alpha e^{-\alpha y}}{v_y} - \frac{R_s}{v_y a} \quad (2.29)$$

Les solutions de ces équations sont :

$$n(y) = C \exp\left[\frac{y}{v_y \tau_n}\right] + \frac{\alpha \phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} e^{-\alpha y} - \frac{R_s \tau_n}{a} \quad (2.30)$$

Ils supposent que $C = 0$, comme coefficient croissant donc :

$$n(y) = \frac{\alpha \phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} e^{-\alpha y} - \frac{R_s \tau_n}{a} \quad (2.31)$$

Également,

$$p(y) = C \exp\left[-\frac{y}{v_y \tau_p}\right] + \frac{\alpha \phi \tau_p}{1 + \alpha v_y \tau_p} e^{-\alpha y} - \frac{R_s \tau_p}{a} \quad (2.32)$$

L'application des conditions aux limites suivantes : $y = 0$, $p = \alpha \phi \tau_p$ montre que :

$$p(y) = \frac{\alpha \phi \tau_p}{1 - \alpha v_y \tau_p} e^{-\alpha y} - \frac{R_s \tau_p}{a} + \left[\frac{R_s \tau_p}{a} - \frac{\alpha^2 \tau_p^2 \phi v_y}{1 - \alpha v_y \tau_p} \right] \exp\left[\frac{-y}{v_y \tau_p}\right] \quad (2.33)$$

Comme indiqué sur la figure II-1, r_1 et r_2 , qui représentent les rayons des régions arquées de la zone de charge d'espace sous la grille, sont donnés respectivement par :

$$r_1 = \left[y_{dg} \right]_{V(x)=0} \quad \text{et} \quad r_2 = \left[y_{dg} \right]_{V(x)=V_{ds}}$$

Les trous générés dans les arcs sont donnés par :

$$p_{ydep}(y) = \frac{\pi}{4} p(y) z (r_1^2 + r_2^2) \quad (2.34)$$

Ces trous produiront un photo-voltage additionnel à travers la grille opaque. Le courant additionnel du canal conducteur dû à la génération dans la région d'arc, à l'extrémité de la source est donné par :

$$I_{ds1} = q v_d z \frac{\pi r_1}{4} \int_0^{r_1} n(y) dy \quad (2.35)$$

Où

$$v_d = \mu E = -\mu \frac{dv}{dx} \quad (2.36)$$

Le courant dû à l'arc droit avec le rayon r_2 à l'extrémité de drain est :

$$I_{ds2} = qv_s z \frac{\pi}{4} \int_0^{r_2} n(y) dy \quad (2.37)$$

v_s : Vitesse de saturation des porteurs.

La contribution totale du courant dans le canal est :

$$I_{dep1} = I_{ds1} + I_{ds2} \quad (2.38)$$

Où :

$$I_{ds1} = -\frac{q\mu z \pi}{4r_1} \left\{ \frac{\phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} [1 - \exp(-\alpha r_1)] - \frac{R_s \tau_n}{a} r_1 \right\} V_{ds} \quad (2.39)$$

et

$$I_{ds2} = -qv_s z \frac{\pi}{4} \left\{ \frac{\phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} [1 - \exp(-\alpha r_2)] - \frac{R_s \tau_n}{a} r_2 \right\} V_{ds} \quad (2.40)$$

II-2.3 Région dépeuplée à l'interface couche active/substrat

Les équations régissant le transport des électrons et des trous, dans la région dépeuplée à l'interface canal conducteur/substrat – p , sont dues à la dérive et à la recombinaison [24, 31, 35] et elles sont données par:

$$\frac{dn}{dy} - \frac{n}{v_y \tau_n} = -\frac{\phi \alpha e^{-\alpha y}}{v_y} \quad (2.41)$$

$$\frac{dp}{dy} + \frac{p}{v_y \tau_p} = +\frac{\phi \alpha e^{-\alpha y}}{v_y} \quad (2.42)$$

Dont les solutions sont les suivantes:

$$n = A_1 \exp\left[\frac{y}{v_y \tau_n}\right] + \frac{\alpha \phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} e^{-\alpha y} \quad (2.43)$$

$$p = B_1 \exp\left[-\frac{y}{v_y \tau_p}\right] + \frac{\alpha \phi \tau_p}{1 + \alpha v_y \tau_p} e^{-\alpha y} \quad (2.44)$$

Dans l'équation ci-dessus, A_1 est envers zéro assumé aux conditions physiques, et par conséquent :

$$n = \frac{\alpha \phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} e^{-\alpha y} \quad (2.45)$$

La charge contribuant au courant du canal dû à la génération au niveau de la zone dépeuplée à l'interface canal/substrat est donnée par :

$$Q_{dep2} = \int_{y_{ds}}^{y_w} n dy \quad (2.46)$$

où y_w est la largeur de la couche dépeuplée dans le substrat p, figure II-1, mesurée à partir de la surface :

$$y_w - y_{ds} = \left[\frac{2\varepsilon}{qN_{eq}} (V_{bi} + V(x) - V_{bs}) \right]^{1/2} \quad (2.47)$$

De plus, N_{eq} et N sont donnés par :

$$N_{eq} = \frac{N_A N_{Dr}}{N_A + N_{Dr}} \quad \text{et} \quad \frac{1}{N} = \frac{N_A^{1/4}}{N_{Dr}} - \frac{1}{N_{eq}^{1/2}} \quad (2.48)$$

Le courant correspondant est :

$$I_{dep2} = \frac{q\mu_z V_{ds}}{L} \int_0^{V_{ds}} Q_{dep2} dv \quad (2.49)$$

Où :

$$Q_{dep2} = \frac{\alpha \phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} [\exp(-\alpha y_{ds}) - \exp(-\alpha y_w)] \quad (2.50)$$

Alors,

$$I_{dep2} = \frac{q\mu_z}{L} \left[\frac{q\phi \tau_n}{(1 + \alpha v_y \tau_n) \alpha \varepsilon} \left\{ \frac{N_{Dr}^2}{N_A} \left(e^D \left(\frac{D}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} - a \right) - e^{D1} \left(\frac{D1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} - a \right) \right) + \frac{1}{N^2} \left(e^E \left(\frac{E}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} - a \right) - e^{E1} \left(\frac{E1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} - a \right) \right) \right\} \right] \quad (2.51)$$

Où :

$$E = -\alpha(y_w)_{V=V_{ds}} \quad (2.52)$$

$$E_1 = -\alpha(y_w)_{V=0} \quad (2.53)$$

II-2.4 Courant dû à l'implantation ionique

Il considère que l'ion implanté soit présenté par le profil Gaussien [27], et la charge du canal due à l'implantation ionique [15, 24,31, 35] est donné par:

$$Q_{ion} = \frac{Q}{2} \left[erf\left(\frac{y'_{ds} - R_p}{\sqrt{2\sigma}}\right) - erf\left(\frac{y'_{dg} - R_p}{\sqrt{2\sigma}}\right) \right] \quad (2.54)$$

Où :

- y'_{ds} est la valeur modifiée de y_{ds} due au photo-voltage, V_{op2} à travers la jonction couche-
 p /couche active.
- y'_{dg} est la valeur modifiée de y_{dg} due au photo-voltage, V_{op1} dans les régions d'arc
étendues en-dessous de la grille.

y'_{ds} et y'_{dg} sont données par :

$$y'_{ds} = a - \frac{N_A}{N_{Dr}} \left[\frac{2\epsilon}{qN_A} (V_{bi} + V(x) - V_{Bs} - V_{op2}) \right]^{1/2} \quad (2.55)$$

$$y'_{dg} = \left[\frac{2\epsilon}{qN_{Dr}} (\phi_B - \Delta + V(x) - V_{gs} - V_{op1}) \right]^{1/2} \quad (2.56)$$

Ainsi, le courant dû à l'implantation ionique [15, 24, 31, 34, 35] est donné par la relation :

$$I_{ion} = \frac{q\mu z}{L} \int_0^{V_{ds}} Q_{ion} dv \quad (2.57)$$

II-2.5 Analyse et discussions

Différents modèles analytiques ont été utilisés dans des calculs numériques pour évaluer la variation du courant de drain I_{ds} du MESFET GaAs en fonction de différents paramètres : tension drain-source, V_{ds} , tension grille-source, V_{gs} , fréquence, f , intensité de l'éclairage, ϕ , pic de la densité du dopage, N_d , longueur d'onde, α , et l'épaisseur de la couche active, a . Nous avons représenté la variation de I_{ds} pour différents modèles communs publiés par divers chercheurs [3, 15, 19, 24, 28, 31, 34, 35, 39]. Cette analyse a été faite pour discuter et comparer les résultats obtenus. Ainsi, déterminer le ou les paramètre(s) qui influencent le plus la variation de I_{ds} .

a) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes intensités de l'éclairage

La figure II – 3 montre la variation des caractéristiques de sortie à différentes intensités de l'éclairage, ϕ , pour plusieurs modèles proposés des MESFETs GaAs optiquement contrôlés. La figure II – 3.a illustre l'évolution de $I_{ds}(V_{ds})$ à différents ϕ et $V_{gs} = 0V$, pour un MESFET GaAs préparé par implantation ionique à grille Schottky opaque [24]. On remarque que sous les conditions d'obscurité et faible illumination, le courant I_{ds} n'est pas assez important et tend vers la saturation. Cependant, I_{ds} croît linéairement avec une intense illumination, qui est due au non linéarité du profil d'impureté. La comparaison de ces résultats avec ceux de Mishra et al [27] et Lo et Lee [40], montre que I_{ds} est plus sensible à l'éclairage d'où Mishra et al [27], ont considéré que seulement l'existence de la génération des porteurs dans la région dépeuplée sous la grille avec la recombinaison à la surface. Cependant, Lo et Lee [40], considèrent l'effet photovoltaïque à travers l'interface canal/couche tampon en ajoutant la génération et la recombinaison due aux pièges présents dans la couche tampon. Dans ce calcul [24], Mishra et al [27] suggèrent les faibles injections et les grandes durées de vie des porteurs ($\tau_p \approx 10^{-8} s$) à comparer avec Lo et Lee [40] ($\tau_p \approx 10^{-9} s$), de plus, l'effet de l'éclairage est plus élevé. Également, la comparaison avec des résultats expérimentaux de Simons [22] montre que les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ sont en bon accord.

La variation des caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ d'un *OPFET GaAs* à différentes intensités d'éclairage est représentée dans la figure II-3.b [31], pour un modèle généralisé, grille transparente/semi-transparente, et également pour un modèle de grille opaque. Ces résultats montrent qu'au pincement, il y a un changement significatif du courant de drain en état lumineux pour le modèle généralisé par rapport à celui aux conditions d'obscurité. Le changement énorme du courant I_{ds} pour le modèle généralisé dans les conditions lumineuses est dû au fait que dans ce modèle l'éclairage est absorbé par la grille transparente/semi-transparente et également par les espacements entre source, grille et drain menant à deux photo-voltage. Le premier à travers la jonction Schottky et le second à travers la jonction couche active/substrat avec l'effet photoconducteur. Pareillement, ces caractéristiques sont semblables à ceux des résultats expérimentaux rapportés par *Simons* [22]. La comparaison avec des résultats obtenus par *Salles* [3] montrent que le courant trouvé [3] est plus élevé en raison du rapport très grand Z/L comparé à ce cas. En comparant, le modèle généralisé au modèle de la grille opaque, les résultats prouvent que le courant est plus significatif par renforcement dans le modèle généralisé comparé à celui dans le modèle de la grille opaque.

Les deux figures II-3.c et II-3.d montrent la variation du courant $I_{ds}(V_{ds})$ pour un *MESFET GaAs* préparé par implantation ionique, il a été supposé que la lumière est incidente sur une grille transparente/semi-transparente, et en raison de cet éclairage une absorption des paires électron/trous est générée juste au dessous de la grille dans la région dépeuplée [28]. L'étude a été faite sous les mêmes conditions : tension de pincement, $V_p = 3V$, pic de densité de dopage, $N_d = 5.10^{17} cm^{-3}$, et tension grille-source, $V_{gs} = 0,5 V$. Néanmoins, le changement a été produit au coefficient d'absorption α_p ($\alpha_p = 10^4 cm^{-1}$ et $\alpha_p = 5.10^4 cm^{-1}$), où la tensions V_{ds} peut être augmenté jusqu'à 2,7 V et au-delà le courant I_{ds} présente une saturation. Par conséquent, le courant de drain dépend fortement d'un ajustement simultané de ϕ , α_p et V_{ds} . Alors, la croissance de ces paramètres engendre une augmentation de I_{ds} .

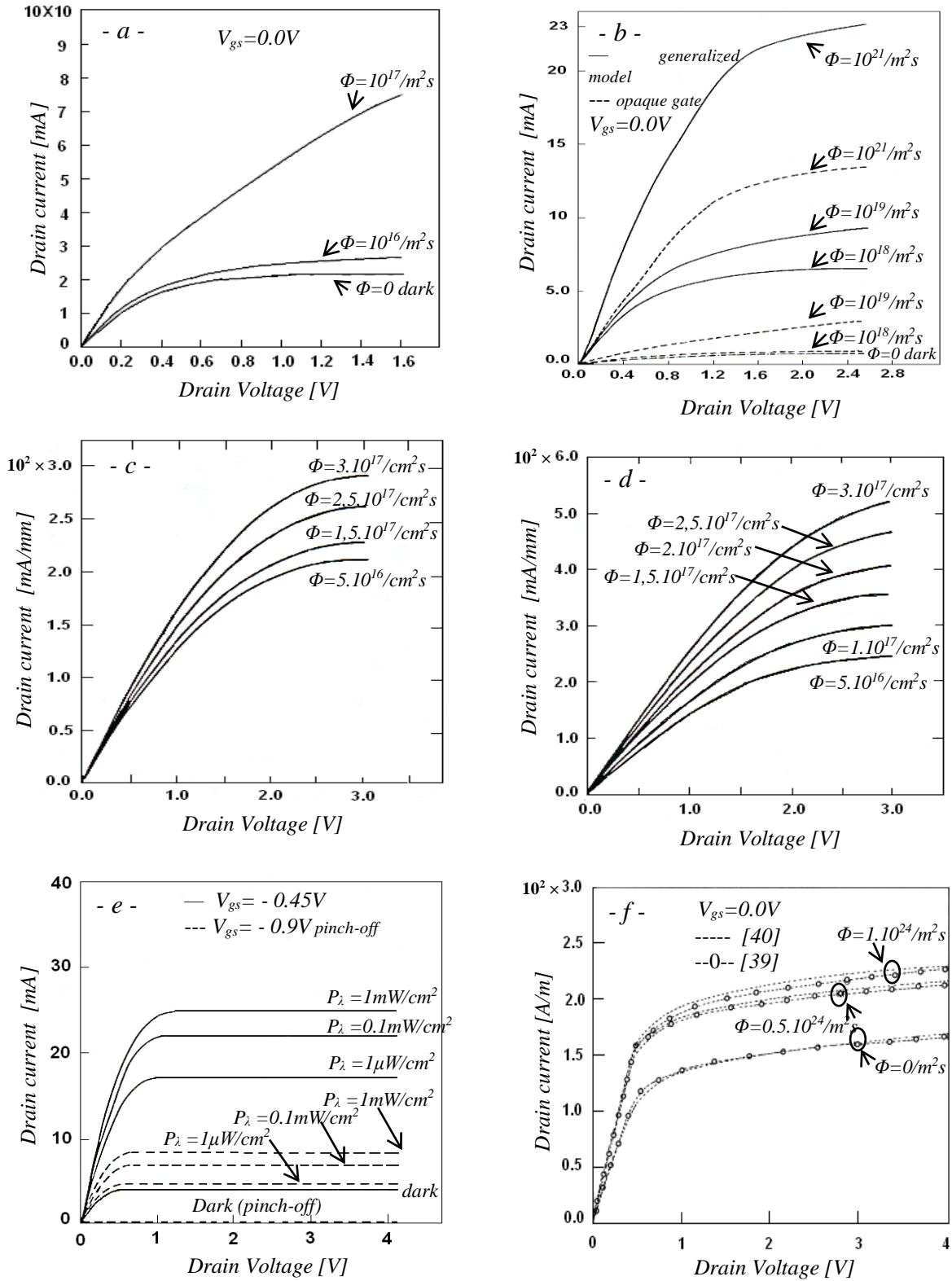


Figure 11-3 : Caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes intensités d'éclairage pour des MESFETs GaAs à différentes grilles.

- a) grille opaque sous les conditions d'obscurité et éclairée à $V_{gs} = 0V$ [24].
- b) grille semi-transparente/transparente et l'autre à grille opaque à $V_{gs} = 0V$ [31].
- c) grille semi-transparente/transparente au coefficient d'absorption $\alpha_p = 10^4 cm^{-1}$ [28].
- d) grille semi-transparente/transparente au coefficient d'absorption $\alpha_p = 5.10^4 cm^{-1}$ [28].
- e) grille transparente au régime de saturation à $V_{gs} = -0.45V$ et au pincement à $V_{gs} = -0.9V$ [19].
- f) courte grille non auto alignée, $L_g = 0.5\mu m$, et à $V_{gs} = 0V$ [39].

L'évolution de $I_{ds}(V_{ds})$ en régime de saturation à $V_{gs} = -0.45V$ et au pincement à $V_p = -0.9V$ a été obtenue pour un *MESFET GaAs* à grille transparente, sous des conditions d'obscurité et d'éclairage est représentée par la figure II – 3.e [19]. On peut voir qu'il y a un changement appréciable dans le courant I_{ds} en régime de saturation, même pour les faibles puissances incidentes environs de $1\mu W/cm^2$. De plus, il est clair que les grandes valeurs de I_{ds} figurent dans le régime de saturation.

En outre, la figure II – 3.f montre la même variation que précédemment du courant de drain, pour un *MESFET GaAs* non auto alignée de longueur de grille très courte, $L_g = 0,5 \mu m$, [39]. L'accroissance de la densité du flux ϕ engendre l'augmentation du courant; ces résultats sont similaires aux valeurs de $I_{ds}(V_{ds})$ présentées par *Lo* et *Lee* [40]. Par conséquent, le courant devient plus important car le nombre de porteurs libres croît. Durant cette étude [39], l'augmentation du courant I_{ds} a été remarqué lors de (i) la diminution de la longueur de grille et (ii) l'exposition du composant aux faibles rayonnements ayant une énergie de photon égale ou supérieure à l'énergie du gap du GaAs.

En dernier, la figure II – 4 représente une comparaison importante des résultats obtenus par trois modèles différents [34, 38 & 41], pour une même structure d'un *MESFET GaAs* préparée par implantation ionique, à une fréquence égale à 0,1 GHz et une intensité d'éclairage de $10^{21} m^{-2} s^{-1}$. Le modèle présenté par *Roy* et *Pal* [34] donne le courant le plus élevé à comparer aux ceux de *Mishra* et *al* [38] et *Zebda* et *al* [41]; car pour ces deux derniers [38] et [41], la modulation de la largeur du canal conducteur due au photo-voltage n'a pas été considérée. Cependant le modèle [34], prouve que la photo-génération dans la couche active est considérablement améliorée. Ceci est dû à l'amélioration de l'absorption dans la région active en absence de l'effet du substrat. Par conséquent, le model [34] d'*OPFET GaAs* avec éclairage en volume peut être considéré comme une méthode utile pour la conception des transducteurs à haute sensibilité optique, de détecteurs, préamplificateurs et des ordinateurs.

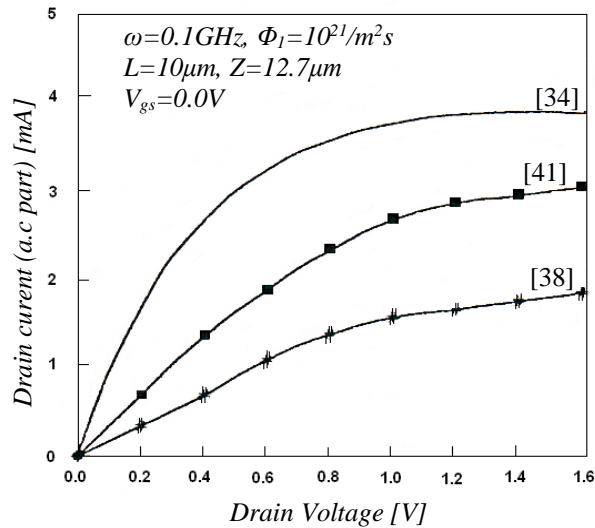


Figure 11-4 : Comparaison des caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ de trois modèles différents d'un MESFET GaAs de la même structure à ϕ constante [34], [38] et [41].

b) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes tensions de grille

La figure II – 5 regroupe quatre figures pour différents composants MESFETs GaAs [3, 24, 39]. Un changement du courant en fonction de la tension de drain V_{ds} est illustré pour différentes tensions de grille V_{gs} . On constate, une augmentation linéaire du $I_{ds}(V_{ds})$ au fur et à mesure que la tension V_{gs} croît (figure II – 5.a). Au sein du MESFET GaAs auto-alignée (figure II – 5.b) [39], un rayonnement faible qui éclaire seulement la grille. En conséquence, un photo-voltage est développé à la jonction Schottky, qui réduit la largeur de la barrière et la largeur de la zone dépeuplée. Ainsi, qu'une croissance de la largeur de la couche active et par conséquent du courant I_{ds} . De plus, le courant I_{ds} est plus grand lors de l'illumination [39] à comparer aux conditions d'obscurité [42].

Concernant un MESFET GaAs non auto-aligné (figure II – 5.c) [31], le faible rayonnement absorbé par la couche active du dispositif produit des porteurs libres, qui réduisent les résistances parasites de source et de drain, ce phénomène est connu comme un effet photoconducteur. Aussi, un photo-voltage est développé à travers la jonction Schottky qui réduit effectivement la hauteur de la barrière et la largeur de la zone dépeuplée et élargit à son tour la largeur du canal conducteur. Ce phénomène est connu en tant qu'effet photovoltaïque. En raison de l'augmentation de la largeur du canal, le nombre de porteurs qui traversent le canal augmente. Dans l'ensemble, en raison de l'effet photoconducteur et de

l'effet photovoltaïque, le courant de drain I_{ds} augmente. Dans ce cas là, la prédiction théorique de Bose et al [39] est en bon accord avec les données expérimentales exposés par Simons [22]. Les mêmes observations notées dans la figure II-5.d [3] avec et sans illumination, pour un MESFET GaAs à grille creusée.

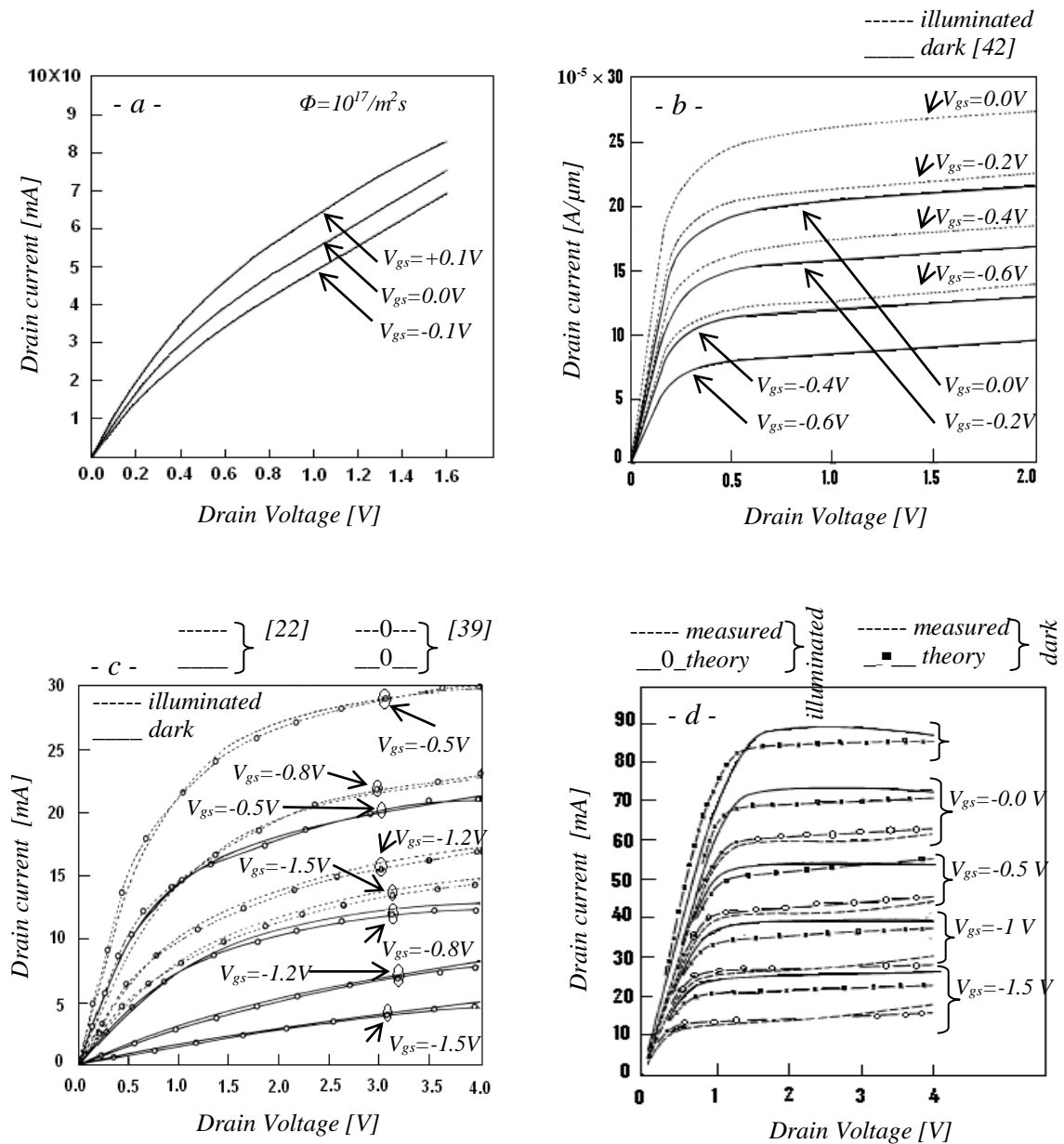


Figure 11-5 : Différentes caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$.

a) MESFET GaAs à grille opaque sous intensité d'éclairage constante, $\phi = 10^{17} / m^2 s$ [24].

b) MESFET GaAs auto-alignée avec [42] et sans illumination [39].

c) Comparaison de $I_{ds}(V_{ds})$ d'un MESFET GaAs non auto-alignée [39] avec des résultats expérimentaux [22].

d) MESFET GaAs à grille creusé avec et sans illumination [3].

c) $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes fréquences

L'étude de l'évolution du courant de drain I_{ds} , pour différentes fréquences est illustrée par la figure II-6 [15, 35, 41]. La figure II-6.a montre des résultats obtenus sous conditions d'obscurité et d'illumination [15], pour un MESFET GaAs à grille opaque et $V_{gs} = 0V$. On constate que lorsque la fréquence augmente le courant I_{ds} diminue, ce qui est semblable à une observation qui est rapportée déjà par Lee et al (figure II-6.b) [35].

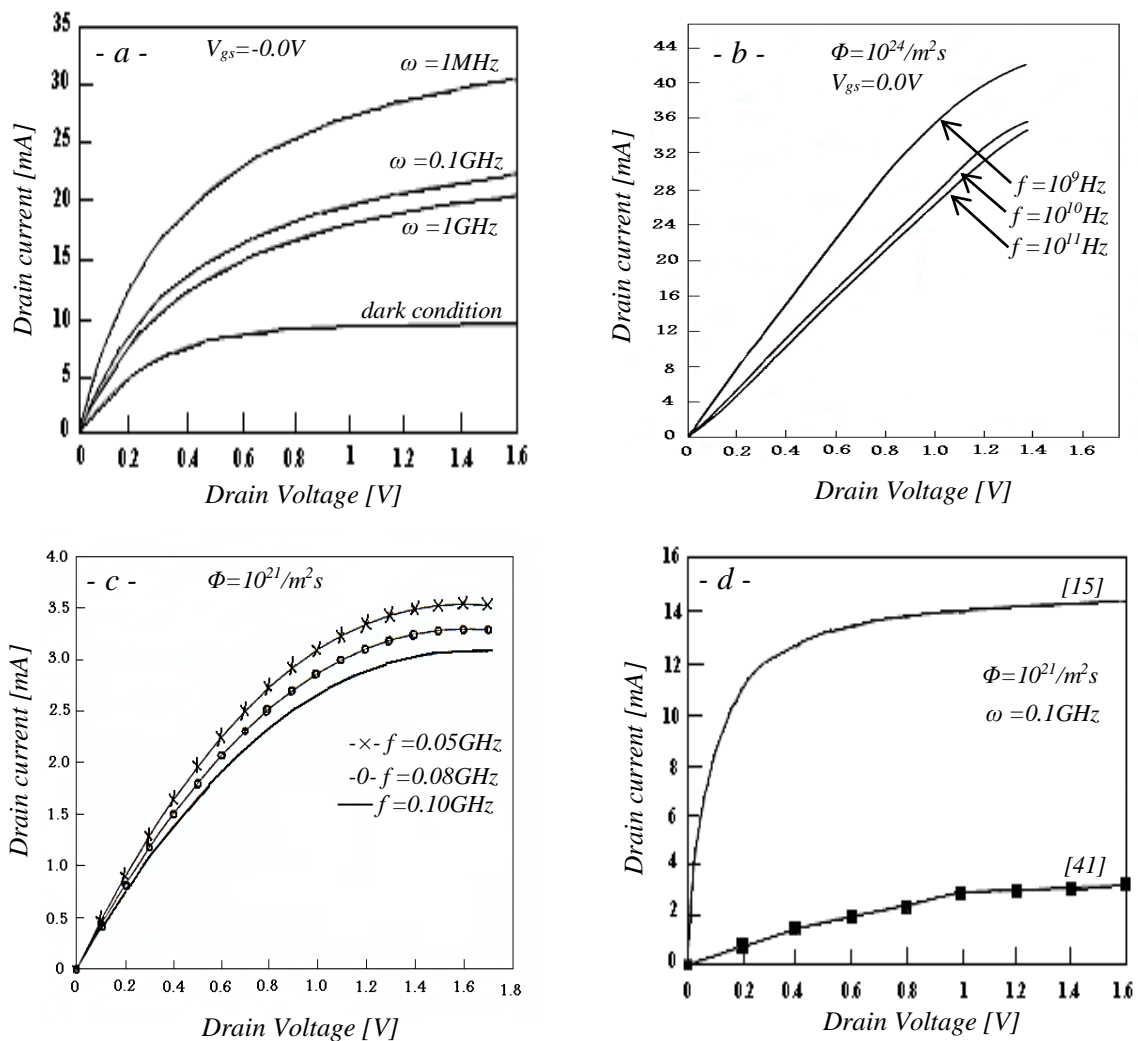


Figure II-6 : Caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ à différentes fréquences pour les MESFETs GaAs à différentes grilles.

- grille opaque sous les conditions d'obscurité et éclairée à $V_{gs} = 0V$ [15].
- préparé par implantation ionique à $V_{gs} = 0V$ et à une intensité $\phi = 10^{24}/m^2s$ [35].
- grille semi-transparente à $\phi = 10^{21}/m^2s$ [41].
- Comparaison à $f = 0,1GHz$ et $\phi = 10^{21}/m^2s$, pour une grille opaque [15] et une grille semi-transparente [41].

De plus, la valeur de I_{ds} est plus importante à l'éclairage à comparer à celle sous les conditions d'obscurité. Par conséquent la décroissance de I_{ds} lorsque la fréquence croît est due à la durée de vie *a.c* des porteurs [15]. La même observation a été formulée pour un *MESFET GaAs* à grille semi-transparente [41] (figure II – 6.c).

Une autre comparaison est représentée par la figure II – 6.d entre *Roy et al* [15] et *Zebda et al* [41], pour la même fréquence 0,1 GHz et pour une intensité d'éclairage égale à $10^{21} / m^2 s$. Le courant I_{ds} établi par *Roy et al* [15] est beaucoup plus élevée (presque 5 fois). Notons que *Zebda et al* [41], n'ont pas pris en considération l'effet du photo-voltage, qui contribue au perfectionnement du courant I_{ds} , en raison de la modulation de la largeur du canal conducteur.

d) $I_{ds}(f)$ à différentes intensités d'éclairage

Une dispersion fréquentielle du courant de drain I_{ds} a été observée pour différents *MESFETs GaAs*, à différentes intensités d'éclairage ϕ (figure II – 7) [15, 34, 35]. Le tracé de I_{ds} en fonction de la fréquence dans la figure II – 7.a [15] montre qu'avec l'augmentation de la fréquence, le courant de drain diminue graduellement, le changement étant de $0,44mA/décade$ pour la fréquence $10^9 Hz$. Par conséquent, ce model de grille opaque [15] est plus sensible à la fréquence comparé aux résultats qui sont présentés par *Pal et al* (figure II – 7.b) [35], où le changement est de $0,03mA/décade$. La meilleur sensibilité du dispositif aux changements de fréquences est donnée par le model de *Nandita et al* [15] introduisant l'effet du substrat non considéré par *Pal et al* [35]. Là où peut être l'effet prédominant de la densité excessive des électrons générés dans la région volumique du dispositif, où le transport des porteurs est dû à la diffusion et à la recombinaison en absence de champ externe.

La figure II – 7.c présente la variation fréquentielle du courant I_{ds} , pour un *MESFET GaAs* avec et sans effet du substrat [34] et pour une densité variable du flux de l'illumination incident. On constate que les valeurs de I_{ds} sont rapprochées et restent constantes jusqu'à 1 MHz, au delà I_{ds} diminue. On remarque que l'effet de la fréquence devient important

quand $\frac{1}{\tau_n} \leq \omega$, ce changement de I_{ds} avec la fréquence [34] est semblable à celui présenté par Pal et al [35]. La variation de I_{ds} dans deux dispositifs avec et sans l'effet du substrat [34], prouve que la photo-génération dans la couche active est dû significativement à la forte absorption dans cette dernière en absence de l'effet de substrat, et donc fait augmenter considérablement la photo-génération du courant.

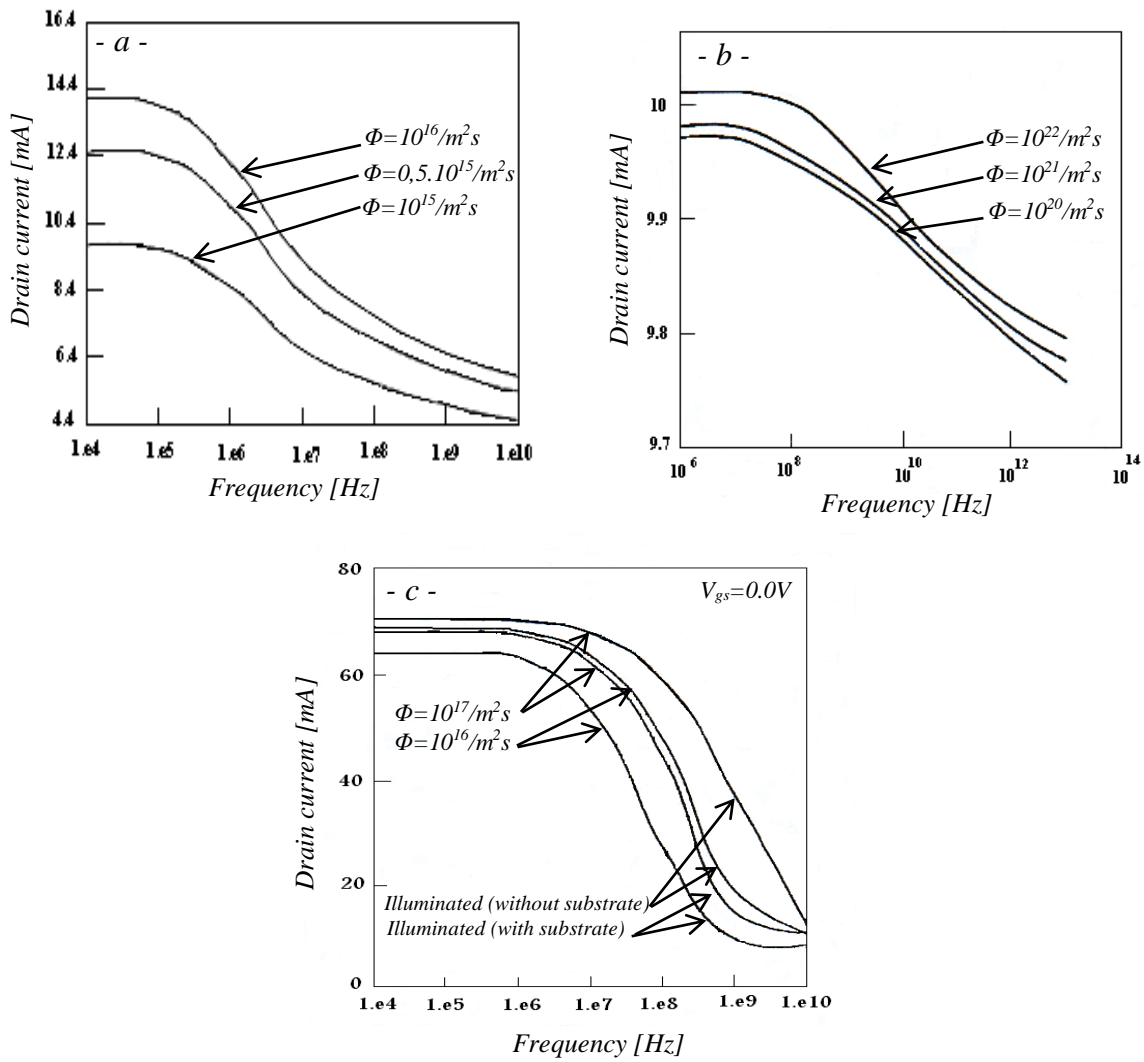


Figure 11-7 : Dispersion fréquentielle de I_{ds} à différentes intensités d'éclairage pour différents MESFETs GaAs.

a) à grille opaque [15].

b) préparé par implantation ionique [35].

c) préparé par implantation ionique avec et sans effet du substrat [34].

e) $I_{ds}(N_{d0})$ à différentes intensités d'éclairage

La théorie concerne un photo-MESFET GaAs préparé par implantation ionique à grille transparente/semi-transparente. L'étude a été réalisée sur deux MESFETs GaAs de différentes longueurs du canal en micromètre [28]. Les figures II-8.a et II-8.b, présentent la variation du courant de drain en fonction du pic de la densité du dopage, N_{d0} , pour différentes densités de flux, ϕ , respectivement pour un canal long, $L = 10 \mu\text{m}$ et un canal court, $L = 0,5 \mu\text{m}$.

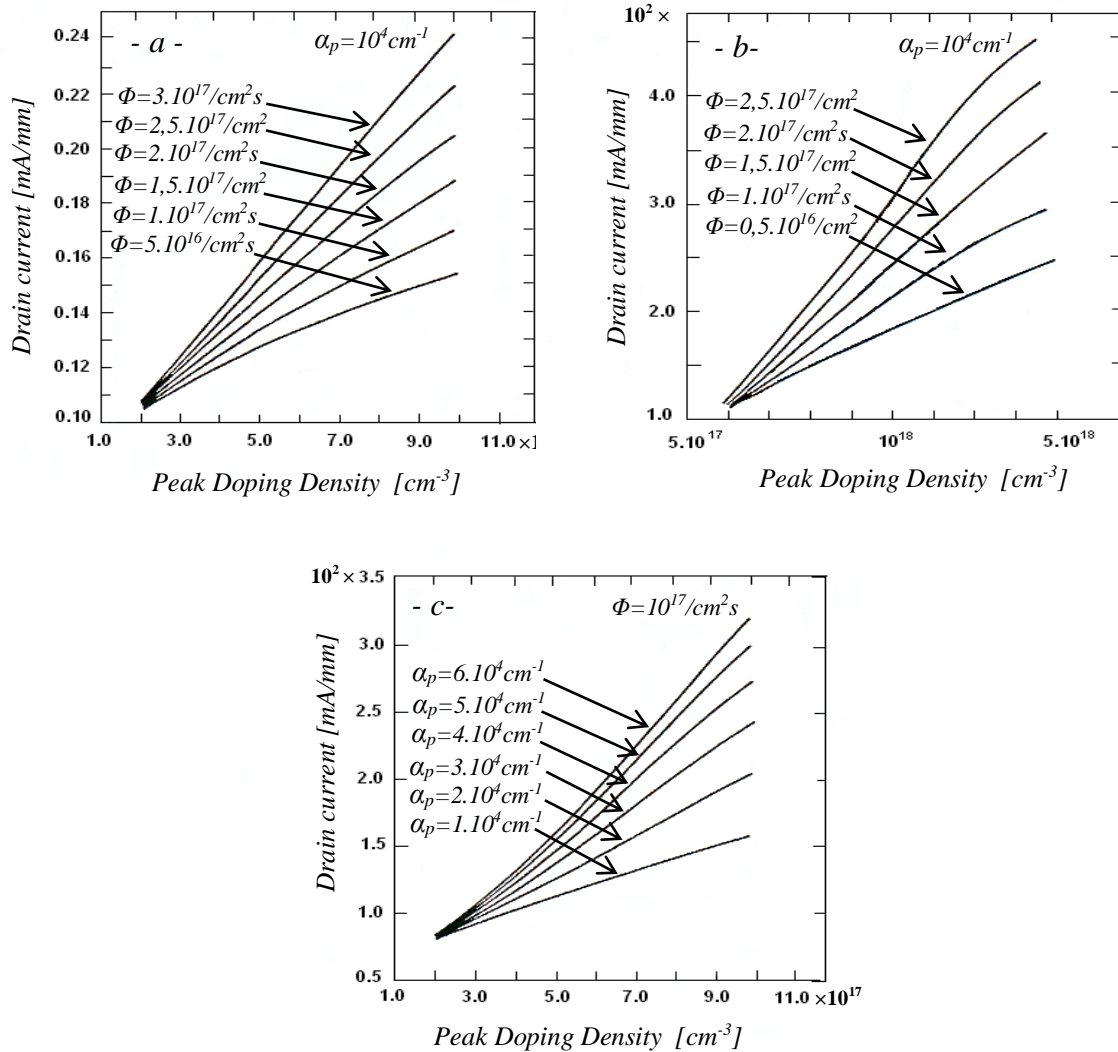


Figure II-8 : Variation de $I_{ds}(N_{d0})$ à différentes intensités d'éclairage et longueurs d'ondes pour un MESFET GaAs à grille transparente/semi-transparente [28].

- a) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes ϕ , à canal long, $L = 10 \mu\text{m}$ [28].
- b) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes ϕ , à canal court, $L = 0,5 \mu\text{m}$ [28].
- c) $I_{ds}(N_{d0})$ pour différentes longueur d'ondes α_p , à longueur du canal $L = 10 \mu\text{m}$ [28].

La figure II – 8.a montre une croissance linéaire du courant I_{ds} avec l'augmentation du pic de la densité du dopage N_{d0} quel que soit la valeur de ϕ correspondante. D'où l'effet de la densité du flux ϕ envers ces accroissements est identique à celui de la tension V_{gs} . Ceci indique qu'il est peu susceptible de mener un accroissement continu de ϕ pour une augmentation correspondante de I_{ds} . Le mécanisme physique du fonctionnement d'un photo-MESFET est la production des porteurs libres côté drain par l'absorption du photon d'énergie supérieur ou égal à l'énergie du gap du semi-conducteur. Pour le GaAs, le coefficient d'absorption optique est environ de 10^4 cm^{-1} (au bord de la bande $E_g = 1.424 \text{ eV}$) d'où ce coefficient croît avec la décroissance de la longueur d'onde pour les faibles intensités d'éclairage.

L'étude de $I_{ds}(N_{d0})$ à différentes densités de flux, pour un canal court, $L = 0,5 \text{ } \mu\text{m}$, (figure II – 8.b) [28] montre que la restriction du canal s'accompagne d'une grande amélioration du courant de drain I_{ds} .

L'effet de la longueur d'onde, α_p , sur la variation $I_{ds}(N_{d0})$ est illustré dans la figure II – 8.c [28], ce résultat obtenu pour un canal long, $L = 10 \text{ } \mu\text{m}$, exhibe que, pour la contrainte discutée ci-dessus, le α_p peut jouer un rôle positif pour que I_{ds} soit maximal. Pour un dopage N_{d0} supérieur de 10^{17} cm^{-3} , en général ce paramètre augmente avec l'accroissement de α_p jusqu'à ce qu'il atteigne le pic pour une valeur optimale de α_p . Comme α_p dépend de la longueur d'onde de la lumière incidente, un choix approprié de la nature de la lumière incidente adapté pour un semi conducteur particulier est important pour l'obtention d'un courant de saturation de drain plus élevé.

II-3 Effet de l'éclairage

En raison de l'illumination, le photovoltage développé est dû au flux des trous à travers : *i*) la jonction Schottky, V_{op1} , appelé le photovoltage externe et *ii*) la jonction couche active/substrat appelé : le photovoltage interne, V_{op2} . Le mécanisme du transport des porteurs dans les régions dépeuplées est dû à la dérive et à la recombinaison [15, 31, 34, 35].

II-3.1 Estimation du photovoltage à la jonction Schottky

La conception des trous dans la région dépeuplée sous la grille peut être déterminée par la substitution des équations (2.4) et (2.10) dans l'équation (2.2) [31], car le transport est dû à la dérive et la recombinaison à la surface [15, 24, 31, 34, 35].

$$\frac{dp}{dy} + \frac{p}{v_y \tau_p} = -\frac{R_s}{av_y} + \frac{\alpha \phi e^{-\alpha y}}{v_y} \quad (2.58)$$

Les conditions des états aux limites utilisées pour évaluer la constante p sont données par :

$$p = p_0 = \alpha \phi \tau_p \exp(-\alpha y_{dg}) \quad \text{à } y = y_{dg} \quad (2.59)$$

Alors, la concentration des trous est :

$$p(y) = p_0 \exp\left(\frac{y_{dg} - y}{v_y \tau_p}\right) + \frac{\alpha \phi \tau_p}{1 - \alpha v_y \tau_p} \left[\exp(-\alpha y) - \exp\left(-\alpha y_{dg} - \frac{y}{v_y \tau_p}\right) \right] - \frac{R_s \tau_p}{a} \left(1 - \exp\left(\frac{y_{dg} - y}{v_y \tau_p}\right) \right) \quad (2.60)$$

Ainsi, le photovoltage externe V_{op1} à travers la jonction Schottky est calculé par l'utilisation de la relation conventionnel suivante donnée par plusieurs chercheurs [15,24, 31, 34] :

$$V_{op1} = \frac{KT}{q} \ln \frac{J_p(0)}{J_s} \quad (2.61)$$

Où $J_p(0)$ est la densité du courant des trous à travers la jonction Schottky à $y = 0$ donnée par :

$$J_p(0) = qv_y p(0) \quad (2.62)$$

Ici $p(0)$ est la densité des trous traversant la surface à $y = 0$, donné par la relation :

$$P(0) = \frac{\pi}{4} p_g(y=0) Z(r_1^2 + r_2^2) \quad (2.63)$$

et J_s est la densité du courant des porteurs minoritaires donnée par :

$$J_s = \frac{qD_p P_{n0}}{L_p} \quad (2.64)$$

Où p_{n0} est la concentration des porteurs minoritaires et L_p est la longueur d'onde de diffusion pour les trous, donnée par :

$$L_p = (D_p \tau_p)^{1/2} \quad (2.65)$$

La substitution des équations (2.62) et (2.64) avec (2.60) dans l'équation (2.61) produit le photovoltage externe V_{op1} [31] :

$$V_{op1} = \frac{KT}{q} \ln \left[\left(\frac{\tau_p}{D_p} \right) \left(\frac{v_y}{p_{n0}} \right) \left\{ p_0 \exp\left(\frac{y_{dg}}{v_y \tau_p} \right) + \frac{\alpha \phi \tau_p}{1 - \alpha v_y \tau_p} (1 - \exp(-\alpha y_{dg})) + \frac{R_s \tau_p}{a} \left(\exp\left(-\frac{\alpha y_{dg}}{v_y \tau_p} \right) - 1 \right) \right\} \right] \quad (2.66)$$

II-3.2 Estimation du photovoltage à la jonction p-n côté substrat

La concentration des trous dans la zone dépeuplée à l'interface couche active/substrat est considérée à la dérive et la recombinaison [15, 31, 34] et elle est obtenue par la substitution de l'équation (2.2) et (2.10) dans l'équation (2.4). Alors l'équation différentielle pour le transport de trous est la suivante [31] :

$$\frac{dp}{dy} + \frac{p}{v_y \tau_p} = + \frac{\alpha \phi e^{-\alpha y}}{v_y} \quad (2.67)$$

Cette région dépeuplée peut être divisée en deux parties, d'abord une région dépeuplée dans le canal conducteur, où ils appliquent pour le calcul les états aux limites :

$$y = y_{ds} \text{ et } p = p_c = \alpha\phi\tau_p \exp(-\alpha y_{ds}) \quad (2.68)$$

Alors,

$$p_c(y) = p_c \exp\left(\frac{y_{ds} - y}{v_y \tau_p}\right) + \frac{\alpha\phi\tau_p}{1 - \alpha v_y \tau_p} \left\{ \left[\exp\left(\frac{y_{ds}}{v_y \tau_p}\right) \exp(-\alpha y_{ds}) \right] \cdot \left[\exp\left(\frac{-y}{v_y \tau_p}\right) - \exp(-\alpha y) \right] \right\} \quad (2.69)$$

La valeur constante dans la relation $p_c(y)$ est évalué à $y = a$ et $p_c = N_d$ à l'équilibre.

La deuxième partie concerne la région dépeuplée dans le substrat, donc ils appliquent ici les états aux limites :

$$y = y_w \quad \text{et} \quad p_s = \alpha\phi\tau_p \exp(-\alpha y_w) \quad (2.70)$$

Donc,

$$p_s(y) = p_s \exp\left(\frac{y_w - y}{v_y \tau_p}\right) - \frac{\alpha\phi\tau_p}{1 - \alpha v_y \tau_p} \left\{ \left[\exp\left(\frac{y_w}{v_y \tau_p}\right) \cdot \exp(-y_w \alpha) \right] \cdot \left[\exp\left(\frac{-y}{v_y \tau_p}\right) - \exp(-\alpha y) \right] \right\} \quad (2.71)$$

La valeur constante dans la relation de $p_s(y)$ est évaluée à $y = y_w$ et $p_s = p_{n0}$ à l'équilibre. Par conséquent, le total du photovoltage des trous dans la région dépeuplée à l'interface couche active/substrat à $y = a$ est donné par :

$$p(a) = p_c(a) + p_s(a) \quad (2.72)$$

Le photovoltage à travers la jonction couche active/substrat est calculé par l'utilisation de la relation suivante [15, 31, 34] :

$$V_{op2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{J_p(a)}{J_s} = \frac{KT}{q} \ln \frac{qv_y p(a)}{J_s} \quad (2.73)$$

Là où $J_p(a)$ est la densité excessive des trous croissant dans la jonction à $y = a$ et $p(a)$ est la concentration correspondante de trous [24].

La substitution des équations (2.67) et (2.71) dans l'équation (2.72) produit le photovoltage interne V_{op2} [31] :

$$\begin{aligned}
 V_{op2} = & \frac{KT}{q} \ln \left[\left(\frac{\tau_p}{D_p} \right)^{1/2} \frac{\alpha v_y \tau_p \phi}{N_D (1 - \alpha v_y \tau_p)} \left\{ (1 - \alpha v_y \tau_p) \left[\exp \left(\frac{y_{ds} - a}{v_y \tau_p} \right) \cdot \exp(-\alpha y_{ds}) \right] \right. \right. \\
 & + \left[\exp \left(\frac{y_w - a}{v_y \tau_p} \right) - \exp(\alpha y_w) \right] - \left[\exp \left(-\frac{y_{ds}}{v_y \tau_p} + \alpha y_{ds} - \frac{a}{v_y \tau_p} \right) - \exp(-\alpha a) \right] \\
 & \left. \left. + \left[\exp \left(\frac{y_w}{v_y \tau_p} - \alpha y_w - \frac{a}{v_y \tau_p} \right) - \exp(-\alpha a) \right] \right\} \right] \quad (2.74)
 \end{aligned}$$

II-3.3 Analyse et discussions

L'étude théorique du photovoltage est développée à travers deux jonctions dans le MESFET GaAs. Elle a été accomplie numériquement à base des mêmes formules théoriques obtenues. L'analyse de la variation du photovoltage a été réalisé à différents variables : fréquence, f , intensité de l'éclairage, ϕ , et tensions de polarisation, pour différents *MESFET GaAs* [15, 16, 23, 31, 34, 35].

a) Evaluation du photovoltage en fonction de la fréquence

La figure II-9 illustre l'évolution du photovoltage externe, V_{op1} , et interne, V_{op2} , en fonction de la fréquence à différentes intensité de l'éclairage [15, 34, 35]. Les figures II-9.a et II-9.b, montrent que les deux photovoltages V_{op1} et V_{op2} sont constants jusqu'à 100GHz [15]. Cependant, dans les figures II-9.c et II-9.d, les deux photovoltage V_{op1} et V_{op2} restent constants jusqu'à 1 MHz [34]. Au dessus de ces fréquences les valeurs de V_{op1} et V_{op2} dans les quartes figures diminuent avec l'augmentation de la fréquence. Ces variations des photovoltages sont semblables à ceux rapportées par *Shubha et al* [35], qui sont exposées dans les figures II-9.e et II-9.f. La comparaison entre les deux photovoltages montre que V_{op2} est plus grand que V_{op1} , pour chaque fréquence et intensité d'éclairage, c'est par ce que le courant de saturation dans la jonction couche active/substrat est moins important à celui pour la jonction Schottky.

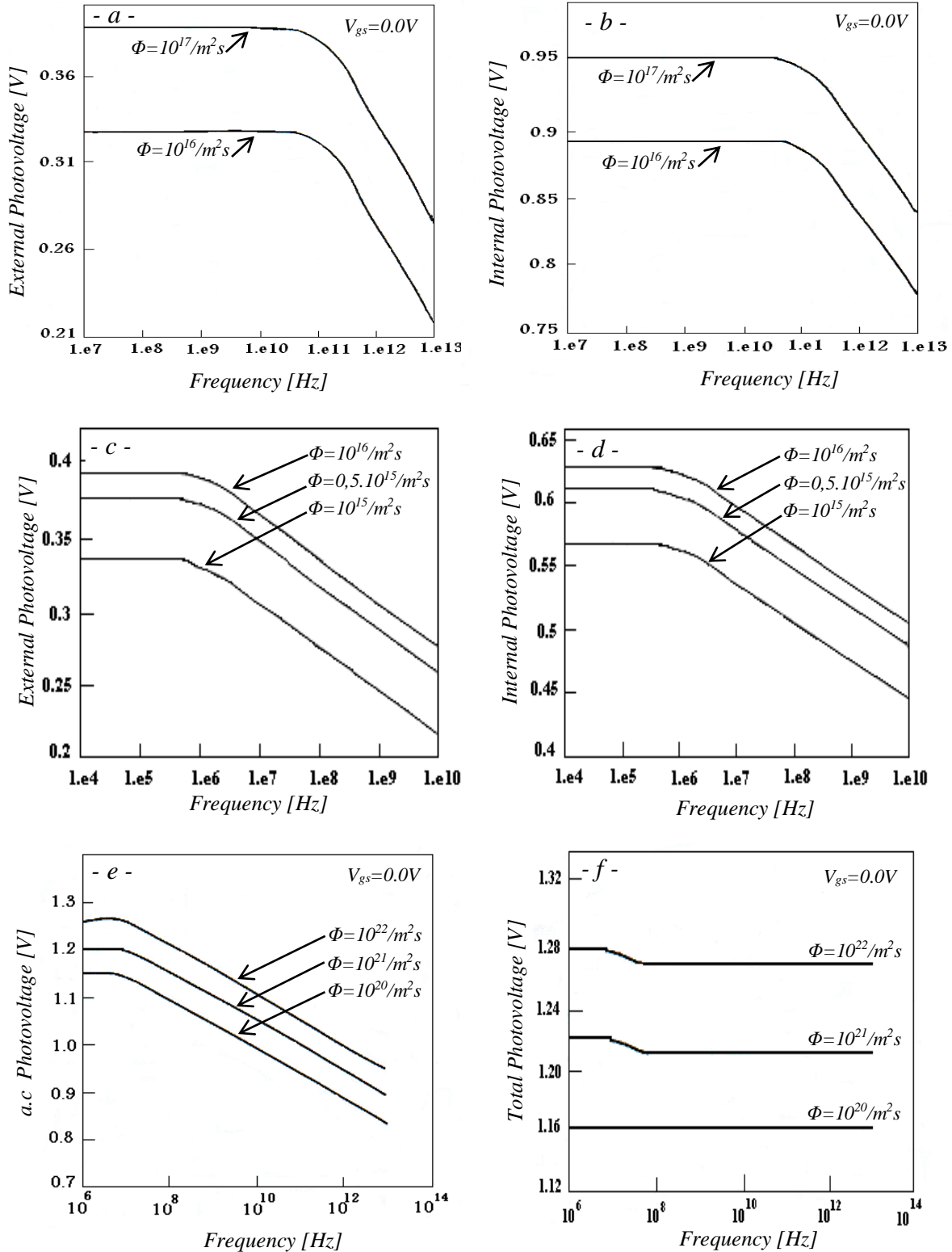


Figure 11-9 : Évolution du photovoltage en fonction de la fréquence, pour différentes intensités d'éclairage.

- a) $V_{op1}(f)$ à $V_{gs}=0V$ et $V_{ds}=0,4V$ [34]. b) $V_{op2}(f)$ à $V_{gs}=0V$ et $V_{ds}=0,4V$ [34]. c) $V_{op1}(f)$ [15].
 d) $V_{op2}(f)$ [15]. e) a.c. photovoltage à $V_{gs}=0V$ et $V_{ds}=0,4V$ [35].
 f) total photovoltage (d.c et a.c) à $V_{gs}=0V$ et $V_{ds}=0,4V$ [35].

De plus, le nombre de trous générés dans les parois latéraux de la région dépeuplée sous la grille Schottky est beaucoup plus inférieur que ceux produit dans la région dépeuplée à la jonction p-n [15, 34].

Shubha et al [35] ont étudié le *a.c* photovoltage (figure II – 9.e) et le photovoltage total (*d.c* et *a.c*) (figure II – 9.f). La figure II – 9.e confirme les mêmes observations du changement du photovoltage que précédemment. Cependant, pour le *a.c* photovoltage reste constant jusqu'à 10^7 Hz, au-delà, on a une décroissance avec l'augmentation de la fréquence. Pour le photovoltage (*d.c* et *a.c*) total, la figure II – 9.f montre qu'il est presque indépendant de la fréquence et surtout pour la faible intensité d'éclairage ($\phi = 10^{20} / m^2.s$). Néanmoins, pour des intensités plus élevées de l'éclairage, la sensibilité de la fréquence apparaît pour des fréquences comprises entre $10^7 - 10^8$ Hz ; au-delà desquelles, le photovoltage devient indépendant de la fréquence, car dans cette gamme de fréquence la contribution de la composante *a.c*, n'est pas significative à comparer à la composante *d.c*.

b) Evaluation du photovoltage en fonction de l'intensité de l'éclairage

L'évaluation du photovoltage en fonction de l'intensité de l'éclairage et de la puissance optique est présentée dans la figure II – 10 [16, 23, 31]. On note une augmentation du photovoltage avec l'accroissance de l'intensité de l'éclairage (figure II – 10.a) [31]. Dans la figure II – 10.b, on observe une croissance linéaire du photovoltage externe avec l'augmentation de l'intensité de l'éclairage [16]. De plus, le photovoltage atteint une intensité de $0.3mW$ qui est approximativement $0.346V$, ce qui est très proche à la valeur expérimentale de $0.35V$ [21]. La précision dans le photovoltage externe est cruciale en modélisant des effets photoniques, puisque elle facilite beaucoup le mécanisme de détection de photo [16].

La figure II – 10.c montre la variation du photovoltage interne qui est développé à travers la jonction couche active/substrat [16]. On observe que la nature de la variation est beaucoup semblable à celle de la figure II – 10.a. De plus, cette modulation du photovoltage interne a été comparée avec des résultats expérimentaux schématisés dans la figure II – 10.d [23]. Un

bon accord est obtenu entre les deux, en particulier pour des puissances d'entrée plus élevées qui sont en générale utiles pour la commande optique d'un MESFET.

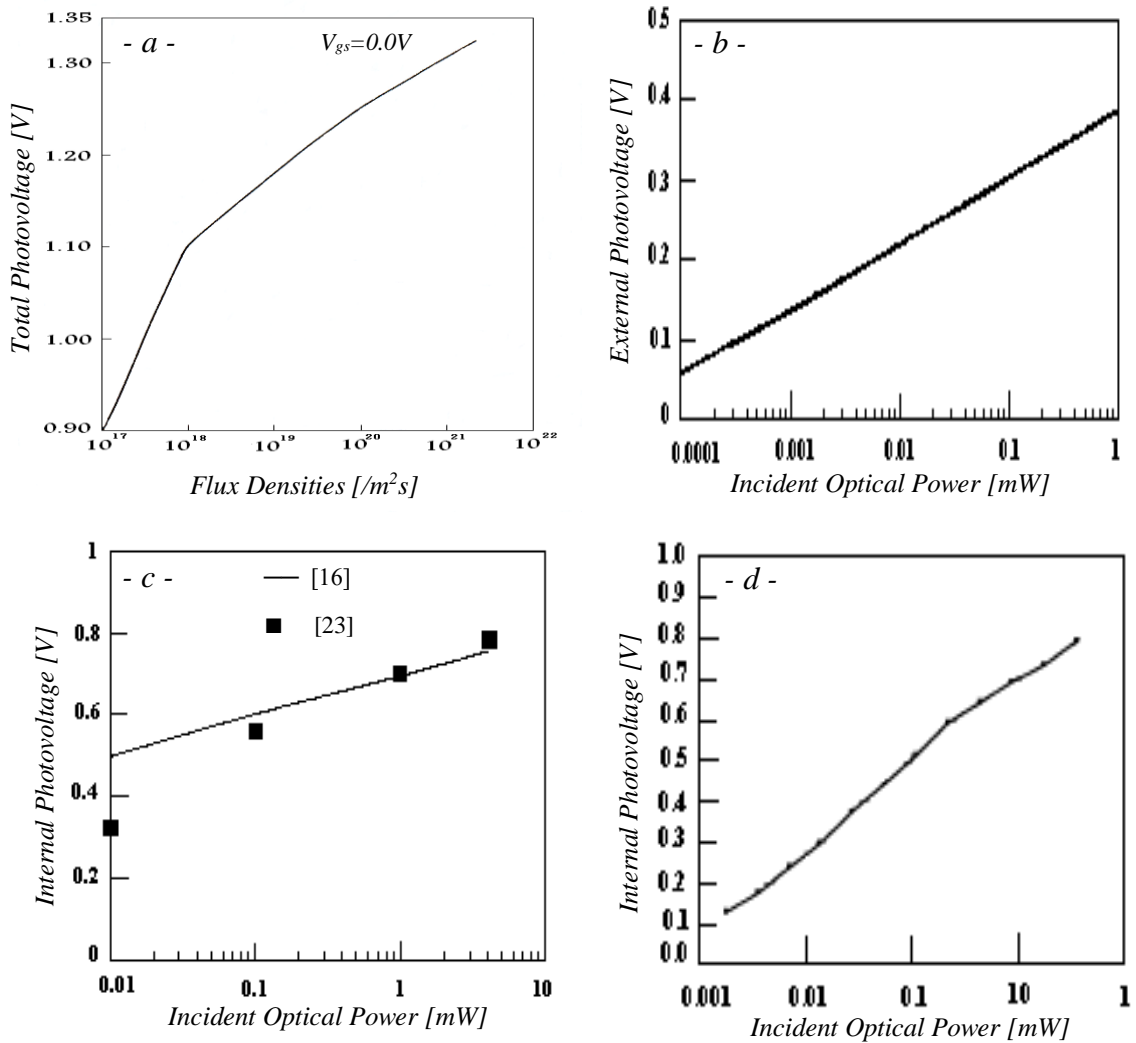


Figure 11-10 : Variation du photovoltage en fonction de l'intensité de flux d'éclairage et de la puissance optique.

- a) V_{op} à différente ϕ à $V_{ds}=0,4$ V et $V_{gs}=0V$ [31]. b) V_{op1} à différentes puissances optiques [16].
 c) comparaison du V_{op2} [16] avec des résultats expérimentaux [23]. d) résultat expérimental V_{op2} [23].

II-4 Charge totale du canal conducteur

II-4.1 Détermination de la charge totale

La charge totale du canal conducteur est due aux porteurs présents en raison de l'implantation ionique et de la génération optique [15] c'est-à-dire :

$$Q_{Total} = Q_{ion} + Q_{illumination} \quad (2.75)$$

Où

$$Q_{illumination} = Q_{ch} + Q_{dep1} + Q_{dep2} \quad (2.76)$$

La charge du canal conducteur due à l'implantation ionique est donnée par l'équation (2.54). De plus, la charge due à l'illumination est la somme des charges données par les équations (2.27), (2.50) et l'équation en dessous (2.77) qui présente la charge développée dans la région dépeuplée sous la grille Q_{dep1} [15] :

$$Q_{dep1} = qz \frac{\pi}{4} \left\{ \frac{\phi \tau_n}{(1 + \alpha v_y \tau_n)} [1 - \exp(-\alpha r_1)] + \frac{\phi \tau_n}{1 + \alpha v_y \tau_n} [1 - \exp(-\alpha r_2)] \right\} \quad (2.77)$$

II-4.2 Analyse de la variation fréquentielle de la charge totale

La figure II – 11 illustre la variation de la charge totale du canal conducteur avec la fréquence, pour différentes intensités de l'éclairage ϕ [15].

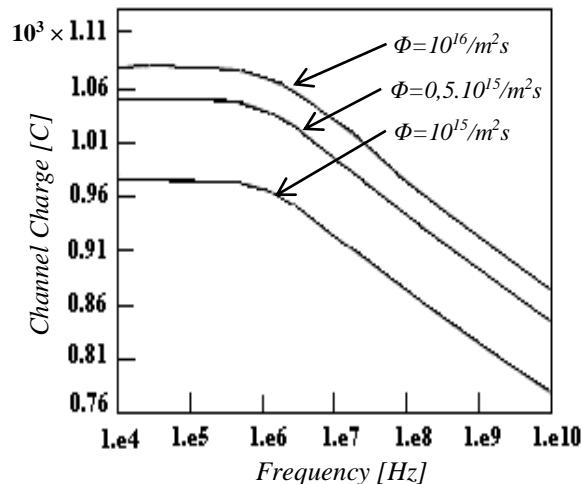


Figure II-11 : Variation fréquentielle de la charge du canal conducteur à différentes intensités d'éclairage [15].

A une fréquence donnée, la charge du canal croît avec l'augmentation de l'intensité de l'éclairage. Cependant, pour chaque intensité spécifique de l'éclairage incidente, la charge du canal reste sans changement jusqu'à 0,1 MHz. Ensuite, elle diminue avec l'accroissement de la fréquence. Notons que la durée de vie *a.c* des électrons, τ_n , joue un rôle important : la charge est constante pour $1/\tau_n \gg \omega$ et quand $\omega \geq 1/\tau_n$ elle commence à diminuer quand la fréquence augmente [15].

II-5 Impédance de sortie du canal conducteur

L'impédance de sortie, Z_{ds} , du canal est l'inverse de la conductance de sortie, g_d , où g_d est le quotient de la variation ΔI_{ds} du courant de drain-source, I_{ds} , produit par une faible variation ΔV_{ds} de la tension drain-source, V_{ds} , lorsque la tension grille-source, V_{gs} , reste constante. D'où, la conductance de sortie g_d traduit sa variation par une diminution avec l'augmentation de la tension drain-source, V_{ds} , et de la fréquence. Néanmoins, un accroissement avec l'agrandissement de la tension grille-source, V_{gs} , et de l'intensité de l'éclairage ϕ [15, 24, 31, 35].

II-5.1 Estimation de la conductance de sortie

La conductance de sortie du canal conducteur peut être exprimée par la relation suivante :

$$g_d = \left(\frac{dI_{ds}}{dV_{ds}} \right)_{V_{gs}=cte} \quad (2.78)$$

Ainsi, il suffit de considérer l'équation (2.8) du courant drain-source total, I_{ds} , qui circule dans le *MESFET GaAs* et la relation précédente [24, 31] pour obtenir g_d :

$$g_d = \left[\left(\frac{dI_{ion}}{dV_{ds}} \right) + \left(\frac{dI_{ch}}{dV_{ds}} \right) + \left(\frac{dI_{dep1}}{dV_{ds}} \right) + \left(\frac{dI_{dep2}}{dV_{ds}} \right) \right]_{V_{gs}=cte} \quad (2.79)$$

Le courant I_{dep} aux zones dépeuplées est indépendant de la tension grille-source, V_{gs} , et par conséquent $\frac{dI_{dep}}{dV_{gs}} = 0$, dans ces conditions, le photovoltage joue un rôle important et il est calculé par l'utilisation de l'équation (2.61) du photovoltage externe, V_{op1} , à travers la jonction Schottky et l'équation (2.73) du photovoltage interne, V_{op2} , à travers la jonction couche active/substrat [24].

II-5.2 Analyses et Discussions

a) Influence de la polarisation et de l'intensité de l'éclairage sur le g_d

L'effet de l'intensité de l'éclairage, ϕ , et de la tension grille-source, V_{gs} , sur la variation de la conductance de sortie, g_d , en fonction de la tension de drain, V_{ds} , pour différents MESFETs GaAs est présenté par la figure II – 12 [24, 31]. Les trois figures partielles (a), (b) et (c) de la figure II – 12 montrent que la conductance de sortie diminue avec la croissance de la tension V_{ds} , jusqu'à la saturation pour les fortes tensions V_{ds} [24, 31]. De plus, l'effet des intensités de l'éclairage sur le g_d est important en faibles tensions V_{ds} quelque soit la tension de grille V_{gs} considérée. Ceci parce qu'aux plus hautes tensions V_{ds} , le canal conducteur, à l'extrémité de drain-grille, atteint le pincement conduisant à conductance de sortie presque stable. Ainsi, le g_d devient indépendant de la polarisation après du pincement. Ce résultat est bien illustré dans la figure II – 12.c, où on note une saturation de g_d au-delà de 1V et ses valeurs sont presque identiques quelque soit la tension V_{gs} appliquée.

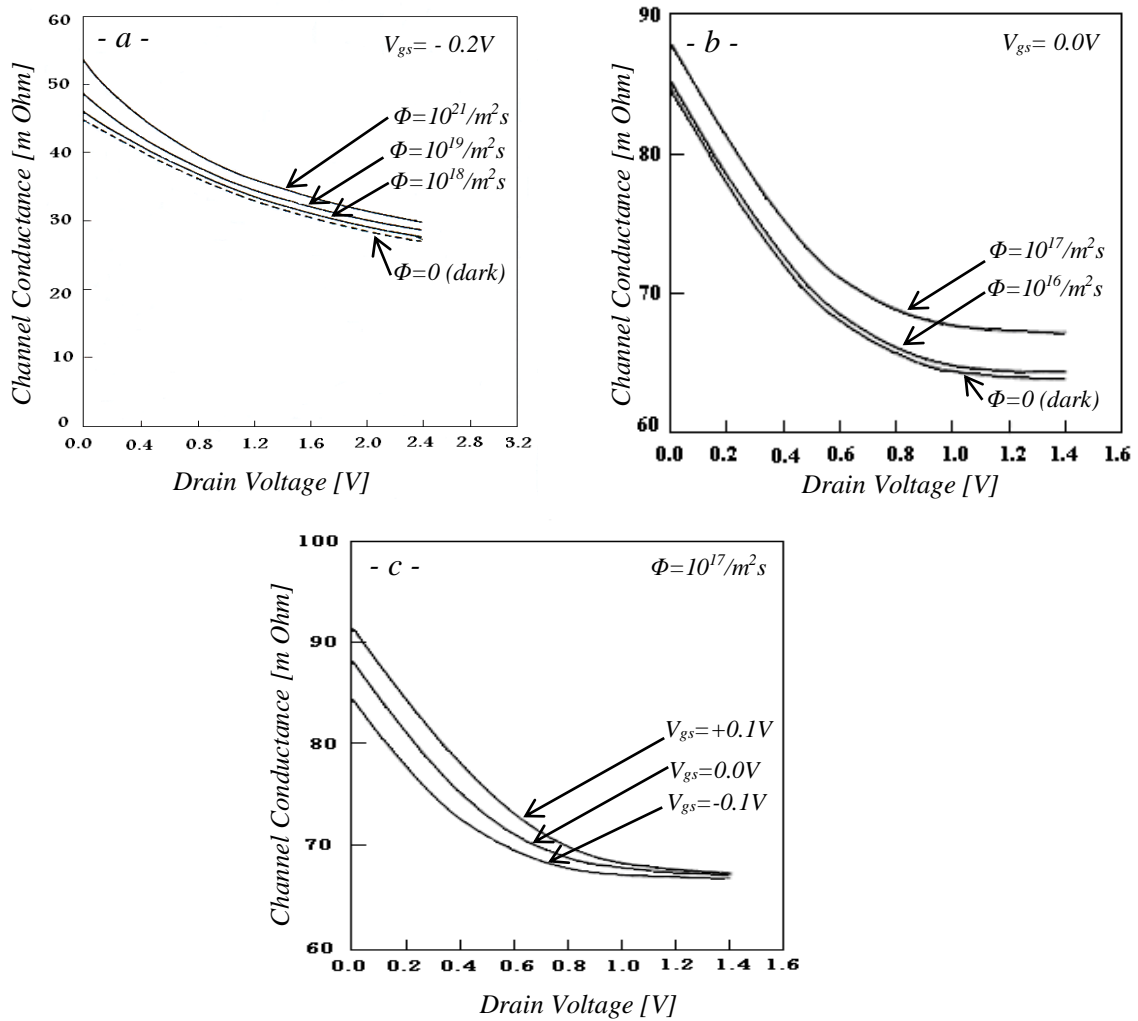


Figure 11-12 : Évolution de la conductance de sortie en fonction de la tension V_{ds} , à différentes intensités d'éclairage et tensions de grille, pour différents MESFET GaAs.

a) à grille semitransparente/transparents: influence de la densité de flux à $V_{gs} = -0.2V$ [31].

b) à grille opaque : influence de la densité de flux à $V_{gs} = 0V$ [24].

c) à grille opaque : influence de la tension V_{gs} à $\Phi = 10^{17}/m^2s$ [24].

b) L'effet photonique sur la variation fréquentielle de g_d

Les résultats énoncés [15, 35] montrent l'effet significatif de la fréquence sur la conductance de sortie. La variation fréquentielle de la conductance de sortie à différentes intensités de l'éclairage est représentée dans la figure II – 13. Les résultats sont approximativement semblables, néanmoins ces études ont été faites pour deux gammes de fréquences différentes [10^4 Hz – 10^{10} Hz] (figure II – 13.a) [15] et [10^6 Hz – 10^{14} Hz] (figure II – 13.b) [35].

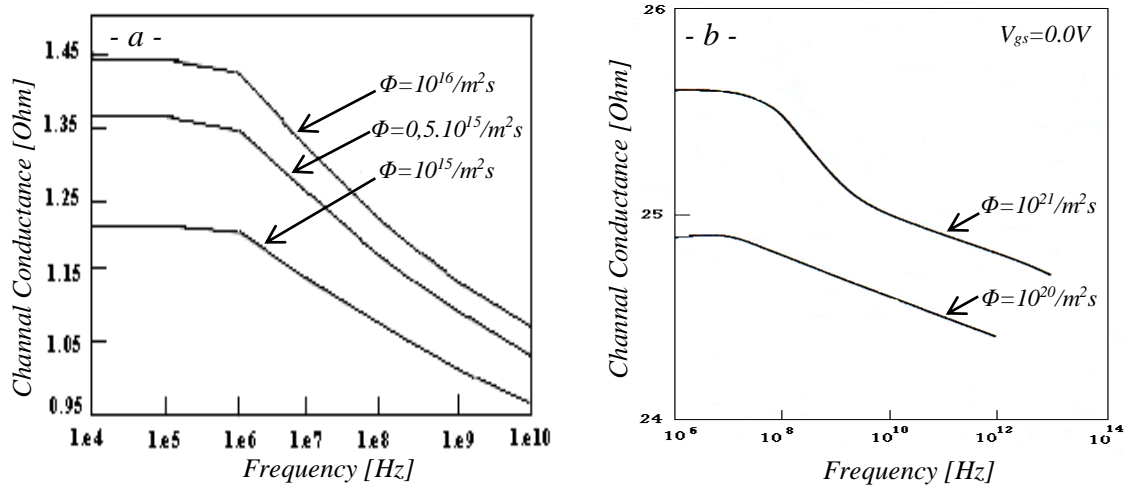


Figure 11-13 : Variation fréquentielle de g_d à différentes intensités d'éclairage pour les MESFETs GaAs.

a) à grille opaque [15].

b) préparé par implantation ionique à $V_{ds}=0V$ [35].

La variation de g_d est traduite par une diminution lorsque la fréquence augmente. Cependant, au-dessous de $0.1MHz$ et $10MHz$ pour les deux figures partielles (a) et (b) respectivement, le g_d est presque saturé, pratiquement indépendant de la fréquence. Par conséquent, les paramètres intrinsèques du dispositif demeurent non affectés par la fréquence du signal [15] et au-dessus de ces fréquences quand $\omega \geq \frac{1}{\tau_n}$ les paramètres intrinsèques commencent à diminuer avec la fréquence.

II-6 Conclusion

Ce chapitre concerne l'évolution des caractéristiques du courant de sortie, du photo-voltage, de la charge totale du canal conducteur et de la conductance de sortie d'un photo-MESFET GaAs. Les études présentées sont basées sur diverses hypothèses et les résultats obtenus ont montré l'effet significatif de l'illumination sur les caractéristiques du composant. Aussi bien les résultats théoriques et expérimentaux présentent une augmentation importante du courant I_{ds} suite à l'illumination. De plus, une croissance de $I_{ds}(V_{ds})$ au fur et à mesure que la tension V_{gs} croît, alors que des études théoriques sont en bon accord avec les données expérimentaux. De plus, une dispersion fréquentielle de I_{ds} a été remarquée dans toutes les études présentées, cette variation est due peut être à l'effet prédominant des densités excessives des électrons générés dans la région volumique du composant, où le transport des porteurs est dû à la diffusion et à la recombinaison. D'autres chercheurs expliquent que la décroissance de I_{ds} lorsque la fréquence croît est due à la durée de vie *a.c* des porteurs.

Par ailleurs, la comparaison de la variation de I_{ds} pour un composants avec et sans l'effet du substrat, illustre que la forte photogénération dans la couche active est significativement due à la forte absorption, quand aucun effet du substrat n'est présent et l'effet des intensités de l'éclairage sur le I_{ds} est identique à celui de la tension V_{gs} . Une décroissance en fonction de la fréquence pour les deux photovoltages V_{op1} et V_{op2} , où on remarque que le V_{op2} est plus grand que V_{op1} , pour chaque fréquence et intensité d'éclairage considérée, c'est par ce que la densité du courant de saturation dans la jonction couche active/substrat est moins importante à comparer à celle pour la jonction Schottky. De plus, le nombre de trous générés dans les parois latéraux de la région dépeuplée sous la grille Schottky est beaucoup moins que cela produit dans la région dépeuplée à la jonction $p-n$.

De plus, ces études montrent que la charge du canal accroît avec l'augmentation de l'intensité de l'éclairage pour une fréquence donnée. Cependant, pour une spécifique intensité de l'éclairage incident, la charge du canal diminue avec l'accroissement de la fréquence, ici la durée de vie *a.c* pour les électrons joue un rôle important. Finalement, L'analyse de l'effet photonique et l'effet de la polarisation sur la variation de l'impédance de sortie, Z_{ds} , montre que Z_{ds} augmente avec la croissance de la tension V_{ds} , suite à une saturation pour les fortes

tensions V_{ds} . De plus, l'effet des intensités de l'éclairage sur le Z_{ds} est observable en faibles tensions V_{ds} quelque soit la tension de V_{gs} considérée, cependant qu'il est négligeable à des tensions V_{ds} plus élevées. Ceci par ce qu'aux plus hautes tensions V_{ds} , le canal conducteur à l'extrémité du drain-grille atteint le pincement, offre de ce fait une impédance de sortie presque stable. Ainsi, le Z_{ds} devient indépendante de la polarisation après le pincement. Particulièrement, La variation de la conductance de sortie g_d est traduite par une diminution lorsque la fréquence augmente et à partir d'une certaine fréquence le g_d est presque saturé, elle reste plus ou moins indépendante de la fréquence. Par conséquent, les paramètres intrinsèques du dispositif demeurent non affectés par la fréquence du signal.

CHAPITRE -III-

DISPERSIONS POSITIVE ET NÉGATIVE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE EN BASSES FRÉQUENCES

Les rapides développements de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. Au cours des dernières années, ils ont conduit à une recherche de technologies robuste et fiables, à des coûts relativement raisonnables dans le domaine de l'électronique. Les études développées dans le cadre des nouveaux marchés militaires et civils sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activités de l'électronique radiofréquence (RF) et hyperfréquence (HF). Cette évolution a essentiellement poussé les concepteurs vers la recherche de nouvelles architectures de circuits électroniques fiables, très performants et intégrables à faible coût. Ainsi, pour répondre aux besoins croissants de circuits RF et HF de plus en plus performants et répondant à plusieurs contraintes technologiques et économiques, plusieurs ingénieurs et scientifiques sont mobilisés pour leur développement. Il faut noter qu'un nombre important de ces chercheurs s'intéresse exclusivement à l'étude de la fiabilité du transistor MESFET GaAs [1-9]. Ainsi, des phénomènes basses fréquences, associées aux dégradations des performances du composant, ont été mis en évidence et ils ont fait l'objet de plusieurs études [10-17]. Un de ces phénomènes est la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie, Z_d , du MESFET GaAs [4, 5, 7, 18-20]. Cette anomalie s'accroît spécialement en régime de saturation [4, 5, 7, 18-26].

De même, les effets de pièges [27, 28], introduits par la présence d'impuretés et de défauts cristallins [13], génèrent des états intermédiaires d'énergie dans le gap du GaAs qui peuvent

être occupés par des porteurs [12]. Les temps de capture et d'émission de ces porteurs sont compris entre 1 ns et plusieurs secondes. Ces pièges génèrent des courants transitoires avec des constantes de temps non négligeables. Ces défauts sont principalement les pièges localisés au niveau de la surface et du substrat [12, 21-26, 29]. L'ensemble des mécanismes physiques qui sont liés aux pièges de surface n'est pas encore bien expliqué [30].

Nos travaux expérimentaux ont porté sur quatre types des transistors MESFETs GaAs dans la gamme de fréquence [10 Hz – 10 MHz], à différentes tensions de polarisation drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} . Nous nous sommes intéressés à l'influence de la fréquence sur l'impédance de sortie origine de difficultés rencontrées dans la conception de plusieurs composants et circuit intégrés analogiques et digitales pour différentes applications. Ainsi, nous avons considéré la variation de $Z_d(f)$ en régime de saturation ainsi que la dispersion fréquentielle positive et négative. Notre objectif est de quantifier ces deux dispersions, pour faciliter la comparaison de $Z_d(f)$ dans un même régime ou bien entre deux régimes de fonctionnement différents.

III-1 Conditions de mesures de l'impédance de sortie

Des investigations expérimentales ont été effectuées pour caractériser différents types de MESFET GaAs disponibles dans le commerce (Types : A, B, C et D). Des mesures ont été réalisées, à la température ambiante, pour différentes polarisations de drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} , dans des conditions faible signal dans la gamme de fréquence [10 Hz - 10 MHz]. Les valeurs de V_{ds} varient de 0,1 V à 2 V et les valeurs de la tension V_{gs} sont comprises entre $-0,2$ V et $-0,7$ V.

III-2 Caractéristiques de sortie et de transfert

La figure III-1 représente les caractéristiques de transfert $I_d(V_{gs})$ à gauche (figure III-1.a), et de sortie $I_d(V_{ds})$ à droite (figure III-1.b) du MESFET GaAs de type D. La caractéristique de transfert résume bien les limites du MESFET étudié : un courant de drain, I_d , nul pour une tension $V_{gs} = -0,7$ V égale à la tension de pincement, V_p , et un courant de drain maximal $I_{dss} = 40.13$ mA pour une tension V_{gs} nulle.

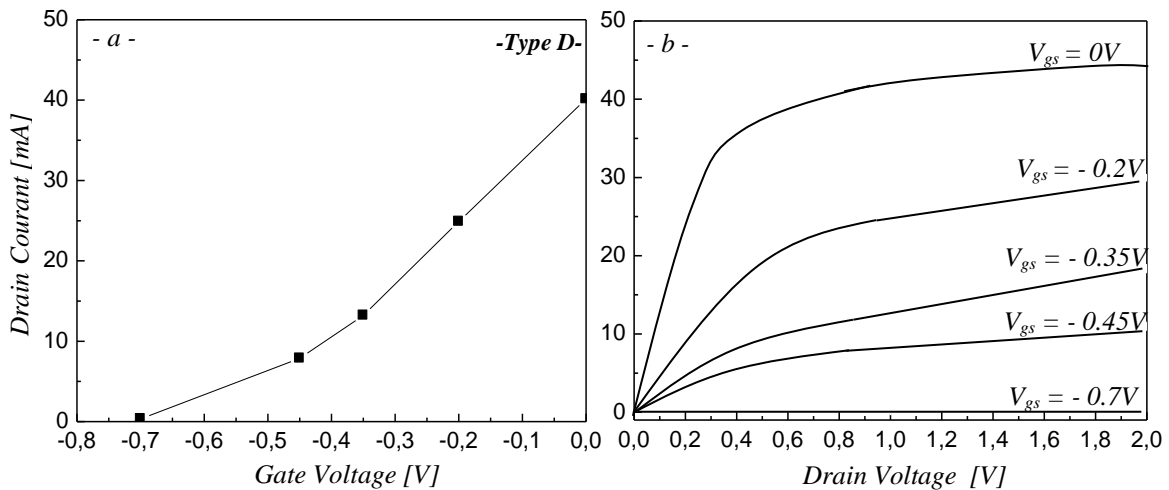


Figure III-1 : Caractéristiques de sortie et de transfert du MESFET GaAs de type D.

Les caractéristiques de sortie $I_d(V_{ds})$ donne l'évolution du courant I_d circulant entre le drain et la source lorsqu'on fait croître la tension V_{ds} en maintenant la tension de la grille V_{gs} à une valeur constante. On note un régime linéaire pour les faibles valeurs de la tension de drain ($V_{ds} \leq 0,5 V$); la densité des porteurs dans le canal reste sensiblement uniforme sous la grille. Dans ce régime la composante du champ électrique, E , est faible et la vitesse moyenne des électrons est proportionnelle au champ électrique. Par conséquent, le canal se comporte comme une conductance contrôlée par la tension V_{gs} . Des applications telles que les mélangeurs nécessitent souvent ce régime de fonctionnement linéaire. A partir d'une certaine tension V_{ds} , le courant I_d tend vers une valeur constante. En effet, deux phénomènes contradictoires s'équilibrent :

- (i) L'augmentation de V_{ds} devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal. Mais, cette augmentation conduit à un accroissement de la tension côté drain, qui aura pour effet d'élargir la zone de déplétion et entraîner une diminution de la largeur du canal (figure III-2), donc, de sa résistivité.
- (ii) L'augmentation de la tension V_{ds} n'entraîne pas une augmentation du courant I_d dans le canal, mais une augmentation de sa résistivité. Le courant I_d tend vers une valeur constante et dans ce cas, le régime de saturation s'établit ($V_{ds} \geq 0,5 V$).

Ainsi, en régime de saturation, le courant de drain est indépendant de la tension V_{ds} et il est transporté par les porteurs majoritaires qui circulent dans le canal. Ces porteurs sont ensuite injectés dans la zone de charges d'espace où ils sont soumis à un champ favorable qui les propulse vers l'électrode de drain. Ce comportement met en jeu un ensemble de phénomènes :

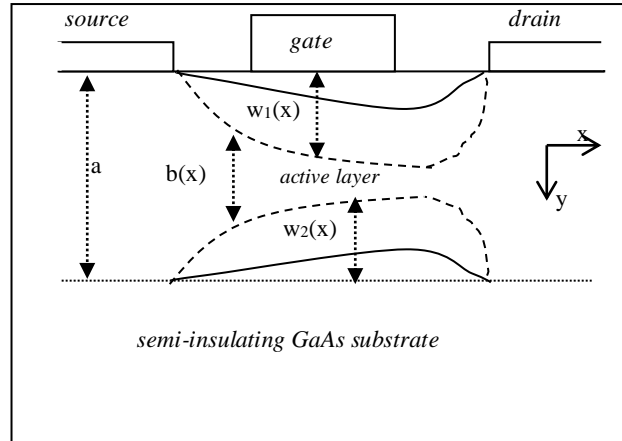


Figure III-2 : Vue en coupe d'un MESFET GaAs conventionnel polarisé.

Lorsque la tension V_{ds} croît, l'effet du champ électrique s'accroît à la sortie de la grille, extension de la zone de charge d'espace, (figure III-2). Cela provoque le ralentissement de la croissance du courant de drain. Trois mécanismes sont alors susceptibles de provoquer la saturation du courant I_d , (i) le pincement du canal, (ii) la saturation de la vitesse en régime de transport stationnaire et (iii) le transfert après régime de survitesse.

D'autre part, pour $V_{gs} = V_p = -0,7$ V, appelée tension de pincement, la zone de déplétion ferme le canal, il n'y a plus de porteurs et la résistance entre source et drain tend vers l'infini, le courant I_d serait nul. Il en résulterait en cet endroit, un champ électrique très intense qui règne dans le canal. En fait, il se produit un équilibre entre la largeur limite du canal et l'intensité du champ électrique qui maintient le courant I_d constant. Ce phénomène appelé effet de champ permet d'expliquer l'allure des caractéristiques $I_d(V_{ds})$. Le réseau des caractéristiques de sortie et de transfert nous a permis de définir les régimes de fonctionnement ohmique et saturation, la tension de pincement et le courant de saturation de drain des transistors que nous avons étudiés et par conséquent, il nous a facilité le choix de polarisation afin de déterminer son influence sur la dispersion de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence, $Z_d(f)$.

La figure III-2, montre un schéma de principe d'un MESFET GaAs conventionnelle indiquant la répartition de deux régions de charge d'espace asymétriques : en régime linéaire (—) et proche du pincement (---). La charge stockée dans la région 1 (—) est caractérisée par une progression linéaire dans le canal en fonction des tensions V_{gs} , et V_{ds} .

Près du pincement, la région du canal sous la grille est pincée. Par conséquent, la largeur du canal conducteur, $b(x)$, aussi bien que ceux des régions dépeuplées $W_1(x)$ et $W_2(x)$ dépendent des conditions de polarisation du transistor qui jouent un rôle important dans ses caractéristiques. Notons que dans de tels dispositifs, tous les mécanismes de conduction se produisent dans une région nanométrique près de la surface et aux interfaces entre diverses parties du dispositif.

Les résultats obtenus pour les trois autres MESFETs GaAs étudiés de types A, B et C sont regroupés dans la figure III-3, qui illustre les caractéristiques de sortie et de transfert. On note pratiquement les mêmes régimes de fonctionnement. Dans la zone ohmique, pour $V_{ds} \leq 0,5$ V, le courant de drain atteint respectivement les valeurs : 39,29 mA, 29,76 mA et 39,87 mA. Également, le régime de saturation s'établit dans le même intervalle de tension : $0,5 \text{ V} \leq V_{ds} \leq 2 \text{ V}$. De plus, la même tension de pincement $V_p = -0,7$ V est relevée pour tous les transistors étudiés.

III-3 Dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie

L'étude de la dispersion de l'impédance de sortie, Z_d , en fonction de la fréquence a été menée expérimentalement. En régime ohmique, il a été constaté : (i) très faibles valeurs de $Z_d(f)$ à comparer aux autres régimes [31], (ii) dispersion négligeable dans toute la gamme de fréquence utilisée [10 Hz – 10 MHz], pour tous les types de MESFETs GaAs étudiés, (iii) pseudo-dispersion qui reste négligeable apparaît lorsque la tension V_{ds} est élevée. En plus, une très grande dispersion, trois fois plus élevée, apparaît à la zone de transition entre le régime ohmique et celui de saturation. Par ailleurs, nous nous sommes également intéressés à l'étude de la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie en régime de saturation. Notre objectif est d'analyser et discuter ce phénomène de dispersion pour une meilleure compréhension des effets de surface et d'interface.

III-3.1 Quantification de la dispersion négative

La variation de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence, $Z_d(f)$, du MESFET GaAs est mesurée et utilisée pour l'étude de la dispersion fréquentielle négative. Les mesures de $Z_d(f)$ ont été effectuées sur les différents MESFETs GaAs, dans la gamme de fréquence

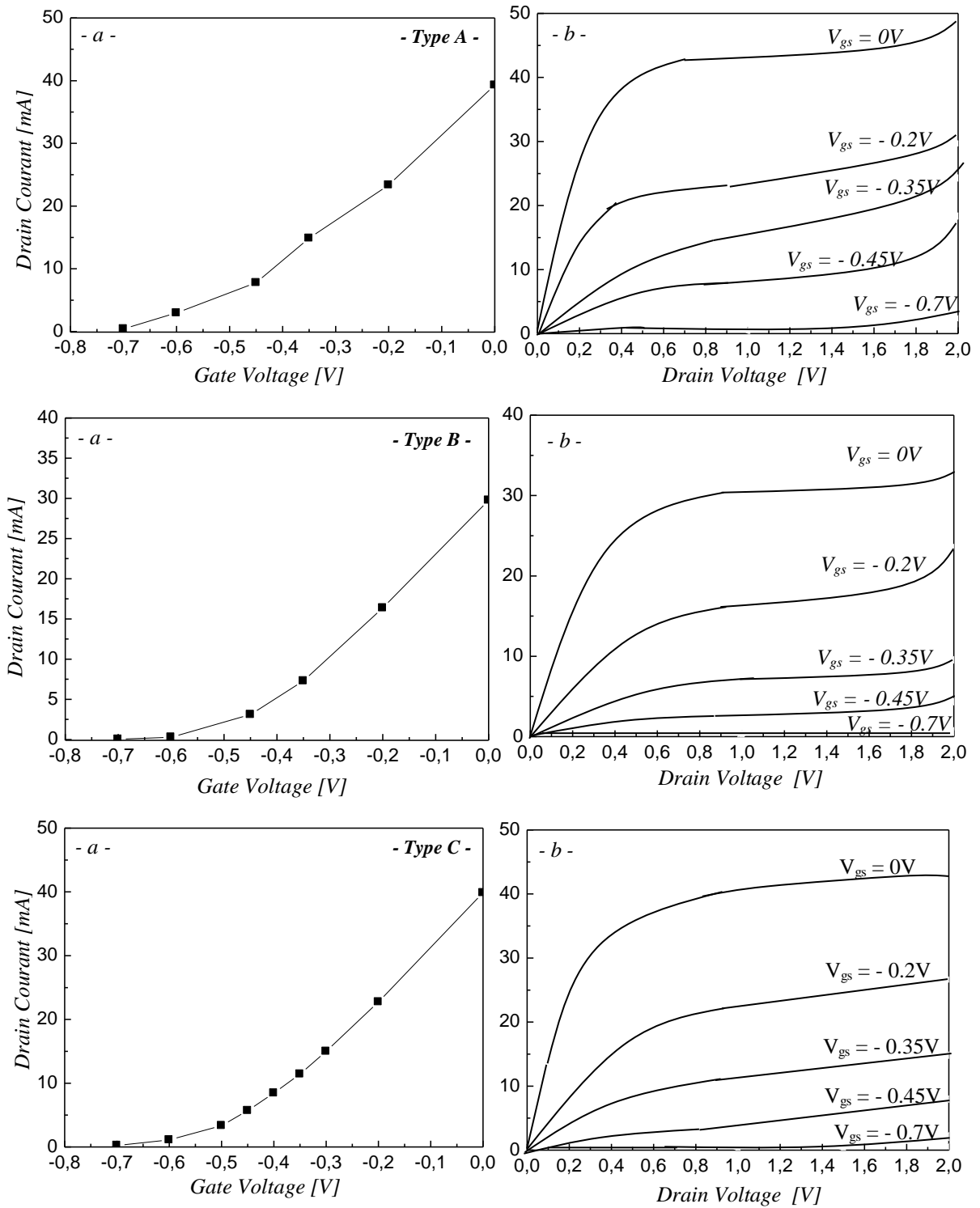


Figure III-3 : Caractéristiques de sortie et de transfert des MESFETs GaAs de type A, B et C.

[10 Hz – 10 MHz] à différentes tensions de polarisation grille-source, V_{gs} , et drain-source, V_{ds} , afin de déterminer leur influence sur la dispersion de Z_d dans différents régimes de fonctionnement : ohmique, saturation et même à la zone de transition entre les deux (au coude des caractéristiques de sortie) et enfin, près de la tension de pincement, V_p .

Pour faciliter la comparaison de Z_d dans un même régime ou bien entre deux régimes de fonctionnement choisis, nous introduisons la dispersion relative négative de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence, ΔZ_{d-} , exprimée en décibel via la relation suivante [22] :

$$\Delta Z_{d-} = 20 \log \left| 1 + \left(\frac{\Delta Z_{d1}}{Z_{d\min}} \right) \right| \quad (3.1)$$

Avec $\Delta Z_{d1} = Z_d(f_1) - Z_{d\min}$; où $f_1 = 10$ Hz est la fréquence de la première mesure et $Z_{d\min}$ est l'impédance de sortie minimale qui est variable pour chaque tension de polarisation.

III-3.2 Comportement statique

L'évolution de la variation fréquentielle de l'impédance de sortie, $Z_d(f)$, en faibles tensions de polarisation V_{ds} et à tension V_{gs} nulle, est présentée dans la figure III-4, pour les quatre transistors étudiés. Toutes les courbes de la figure III-4 montrent une variation stable de $Z_d(f)$ quelque soit la tension V_{ds} considérée, ce qui indique l'absence de la dispersion fréquentielle sur toute la gamme de fréquence utilisée. Cependant, l'augmentation de la tension V_{ds} de 5 fois pour le type C manifeste une croissance de la valeur de $Z_d(f)$ de 12 fois à $f = 10$ Hz corrélée à une légère dispersion qui reste négligeable. Notons que pour des faibles tensions V_{ds} , la section du canal est pratiquement uniforme et les largeurs des zones de charges d'espace, ZCE, sont négligeables. Dans ce cas, on suppose que l'absence de la dispersion de $Z_d(f)$ peut être attribuée à la faible extension des ZCE.

Les résultats obtenus de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie, ΔZ_{d-} , en faibles tensions V_{ds} , pour les quatre MESFETs GaAs considérées sont représentés dans le tableau III-1 ; ainsi que les valeurs de l'impédance de sortie à la plus faibles fréquence 10 Hz et la valeur de l'impédance de sortie minimale, $Z_{d\min}$, relevée à la $f = 10$ KHz. On constate : (i) quel que soit la fréquence considérée, les valeurs de $Z_d(f)$ sont d'autant plus importantes que la tension V_{ds} est élevée, (ii) de très faibles valeurs de $Z_d(f)$ et (iii) la dispersion fréquentielle négative est pratiquement négligeable, elle se manifeste légèrement à $V_{ds} = 0,5$ V avec un ΔZ_{d-} qui n'excède pas 0,67 dB, pour le type C.

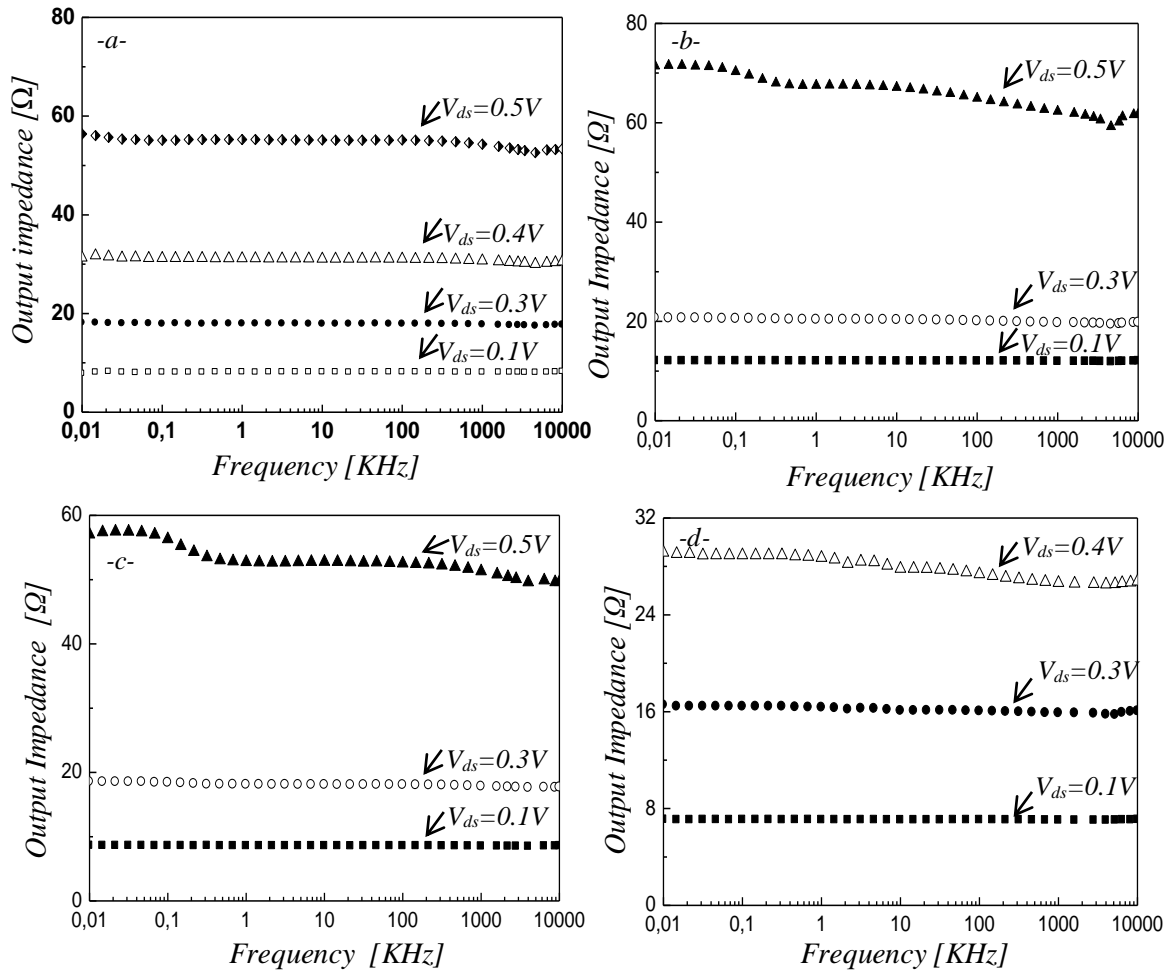


Figure III-4 : Variation fréquentielle de l'impédance de sortie à $V_{gs} = 0 V$ et à faibles tensions V_{ds} . : a) MESFET GaAs Type D, b) MSFET GaAs Type B. c) MESFET GaAs Type C. et d) MESFET GaAs Type A.

Type de Transistors	V_{ds} (V)	$Z_d(10 \text{ Hz})$ (Ω)	$Z_{dmin}(10 \text{ KHz})$ (Ω)	ΔZ_{d-} (dB)
Type D	0,1	7,79	8,13	/
	0,3	18,10	17,90	0,09
	0,4	31,32	31,09	0,06
	0,5	56,38	55,14	0,19
Type B	0,1	12,06	11,99	0,04
	0,3	20,67	20,30	0,15
	0,5	71,43	67,12	0,54
Type C	0,1	8,59	8,54	0,05
	0,3	18,55	18,07	0,23
	0,5	57,03	52,78	0,67
Type A	0,1	7,09	7,05	0,05
	0,3	16,54	16,08	0,24
	0,4	29,14	27,81	0,40

Tableau III-1 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} à $V_{gs} = 0 V$ et à faibles tensions V_{ds} , pour les différents types de MESFETs GaAs.

III-3.3 Coude de séparation

Le réseau des caractéristiques de sortie explicite deux régimes de fonctionnement principaux : ohmique et celui de saturation limités par une zone appelée, coude de séparation. Les mesures de $Z_d(f)$ à deux tensions V_{ds} égales à 0,5 V et 0,7 V choisies à la zone de transition (figure III-5) pour les MESFETs GaAs de types B, C et D à $V_{gs} = 0$ V, et le type A à $V_{gs} = -0,2$ V, montrent qu'une augmentation de 40 % de V_{ds} peut introduire un accroissement plus que deux fois de $Z_d(f)$ (tableau III-2), associée à une dispersion ΔZ_d très importante.

Ainsi, le tableau III-2 regroupe les valeurs de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie pour les deux tensions au coude de séparation, où la dispersion de $Z_d(f)$ augmente fortement lorsque la tension V_{ds} croît et peut atteindre 4,62 dB pour le type A, dans la gamme de fréquence [10 Hz – 10 KHz].

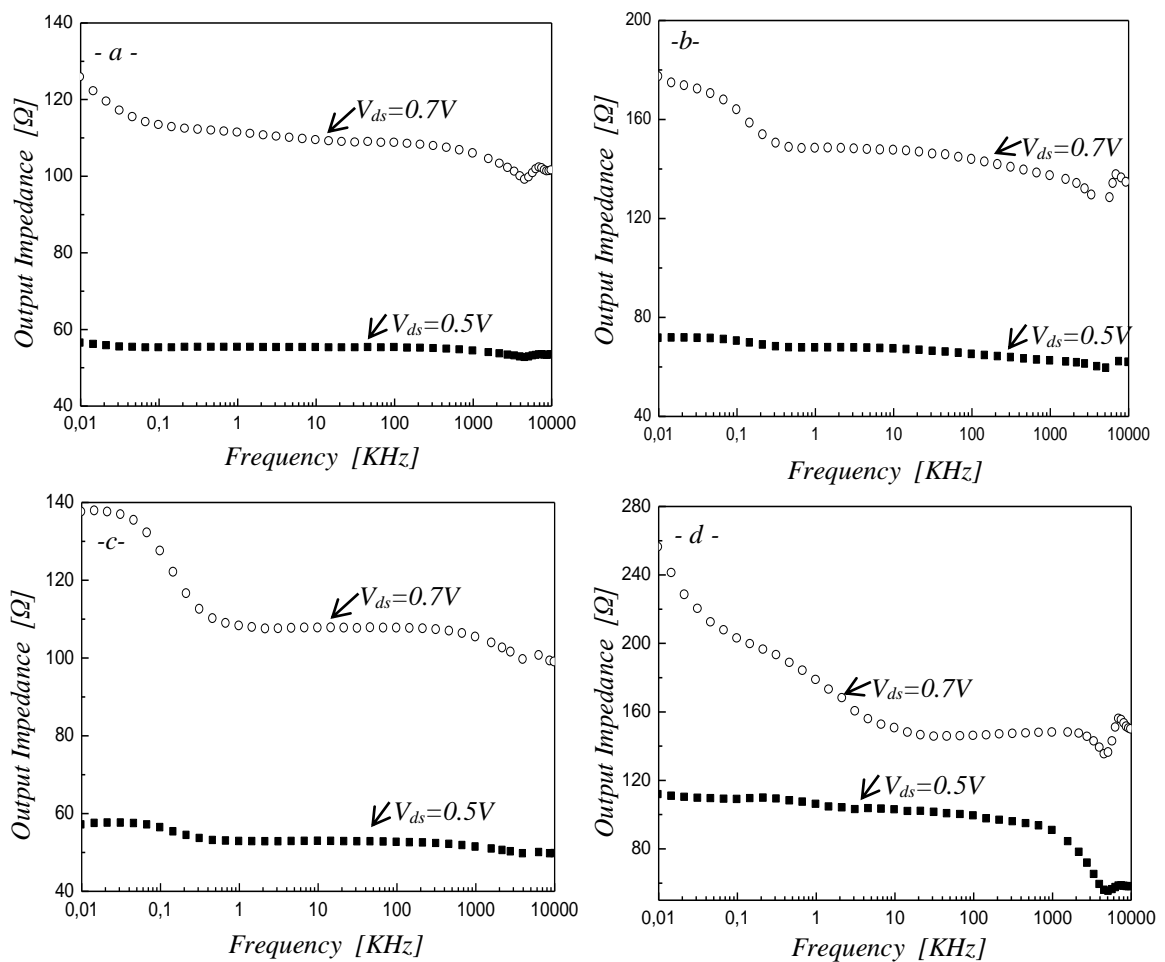


Figure III-5 : Variation de $Z_d(f)$ à deux tensions V_{ds} choisies au coude de séparation.

- a) MESFET GaAs Type D, à $V_{gs} = 0$ V.
- b) MESFET GaAs Type B, à $V_{gs} = 0$ V.
- c) MESFET GaAs Type C, à $V_{gs} = 0$ V.
- d) MESFET GaAs Type A, à $V_{gs} = -0,2$ V.

Type de Transistors	V_{ds} (V)	Z_d (10 Hz) (Ω)	Z_{dmin} (10 KHz) (Ω)	ΔZ_d (dB)
Type D	0,5	56,39	55,14	0,19
	0,7	125,77	109,31	1,24
Type B	0,5	71,43	67,12	0,54
	0,7	177,14	147,40	1,59
Type C	0,5	57,03	52,78	0,67
	0,7	137,48	107,64	2,12
Type A	0,5	111,46	102,61	0,71
	0,7	255,92	150,30	4,62

Tableau III-2 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_d à deux tensions V_{ds} choisies au coude de séparation, pour les différents types des MESFETs GaAs étudiés.

Par conséquent, la tension V_{ds} influence la dispersion fréquentielle de Z_d à une fréquence donnée à partir de laquelle, on note une stabilité des valeurs de $Z_d(f)$ qui se traduit par une dispersion fréquentielle pratiquement négligeable.

III-3.4 Près de la tension de pincement

Les mesures ont été effectuées dans la même gamme de fréquences, pour trois composants choisis MESFETs GaAs de type A, B et C, polarisés sous tension près du pincement, $V_{gs} = -0,7$ V, et sous tensions drain V_{ds} variables. Les résultats obtenus pour les trois types sont regroupés dans La figure III-6. Ces réseaux de courbes illustrent la variation fréquentielle de l'impédance de sortie.

Pour le MESFET GaAs de type B (figure III-6.a), une grande dispersion de $Z_d(f)$ apparaît presque dans la gamme de fréquence [10 Hz - 100 Hz], (tableau III-3), accompagnée d'une diminution de l'impédance de sortie lorsque la tension V_{ds} croît. A partir de 100 Hz, les valeurs de $Z_d(f)$ sont presque stables et la dispersion est pratiquement négligeable. Les variations de $Z_d(f)$ près du pincement à $|V_{gs}| = 0,7$ V pour le type C et sous tension V_{ds} variable et égales à 1 V, 1,5 V et 2 V sont illustrées par la figure III-6.b. On note de très grandes valeurs de $Z_d(f)$ à comparer au comportement statique, cette augmentation est de l'ordre de 35 fois à $f = 10$ Hz. De même, une forte dispersion apparaît dans l'intervalle

[10 Hz – 1 KHz], $2,38 \text{ dB} \leq \Delta Z_{d-} \leq 3,31 \text{ dB}$, corrélée à une diminution de Z_d lorsque la tension V_{ds} croît (tableau III-3).

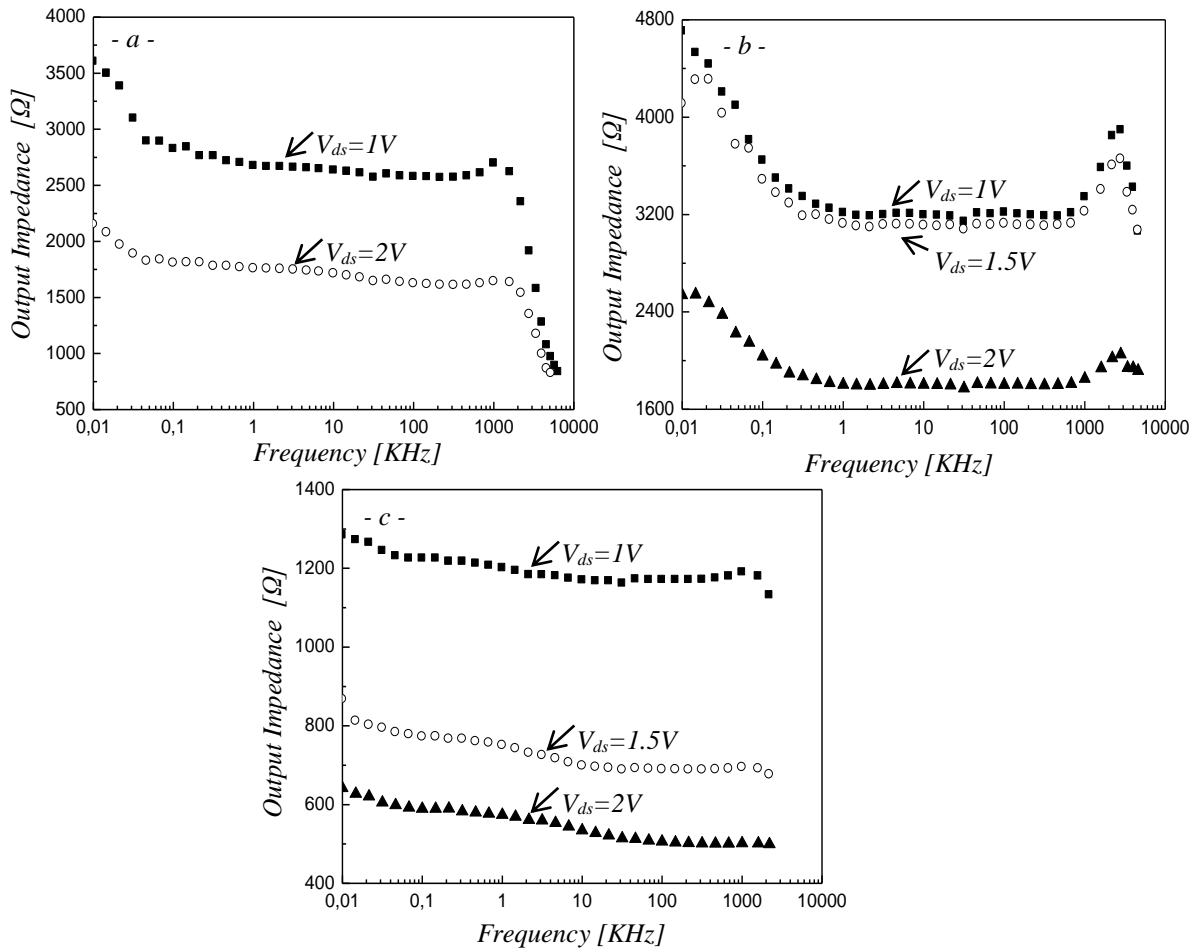


Figure III-6 : Dispersion de $Z_d(f)$ près de la tension de pincement $|V_{gs}| = 0,7 \text{ V}$ et à différentes tensions V_{ds} .

- a) MESFET GaAs Type B.
- b) MESFET GaAs Type C.
- c) MESFET GaAs Type A.

Type de Transistors	V_{ds} (V)	Z_d (10 Hz) (Ω)	Z_{dmin} (10 KHz) (Ω)	ΔZ_{d-} (dB)
Type B	1	3604,27	2633,99	2,72
	2	2151,01	1713,58	1,97
Type C	1	4706,76	3214,31	3,31
	1,5	4109,52	3124,38	2,38
	2	2537,9	1802,37	2,97
Type A	1	1284,60	1169,89	0,81
	1,5	867,15	698,71	1,87
	2	641,61	534,33	1,59

Tableau III-3 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} près de la tension de pincement V_{gs} , pour les différents types des MESFETs GaAs étudiés.

Nous pensons qu'en plus du type de polarisation considéré, il existe peut être d'autres effets responsables de cette croissance comme l'existence de pièges.

Dans la gamme de fréquence [1 KHz – 7.10^{+2} KHz], les valeurs de $Z_d(f)$ sont presque stables et la dispersion est négligeable. Ainsi, on note que les valeurs de $Z_d(f)$, pour les deux tensions V_{ds} , 1 V et 1,5 V, sont approximativement identiques. A partir de $f = 7.10^2$ KHz, pour les différentes tensions V_{ds} un autre phénomène apparaît, c'est une croissance de $Z_d(f)$ suivi d'une diminution formant un pic qui peut être attribué à un signal de bruit. Par conséquent la variation de la tension V_{ds} conduit à une décroissance de $Z_d(f)$ et une forte dispersion fréquentielle négative ΔZ_{d-} (tableau III-3).

III-3.5 Régime de saturation

L'étude l'influence de la tension V_{ds} sur la variation de $Z_d(f)$, à $|V_{gs}| = 0,2$ V et $|V_{gs}| = 0,45$ V pour deux MESFETs GaAs de types D et C (figure III-7), montre une forte dispersion qui se manifeste dans les gammes de fréquences [10 Hz – 10 KHz] et [10 Hz – 1 KHz] respectivement. L'étude du MESFET GaAs de type C (figure III-7.b) montre que ΔZ_{d-} peut atteindre 3,40 dB à $V_{ds} = 1,5$ V (tableau III-4) et les valeurs de $Z_d(f)$ sont 11 fois plus faibles que celles mesurées près du pincement à $V_{ds} = 1$ V. Par contre, les dispersions fréquentielles négatives, ΔZ_{d-} , sont assez comparables. Dans la gamme de fréquence [1 KHz – 10 MHz], la dispersion presque négligeable, mais on note une légère augmentation de $Z_d(f)$ à $V_{ds} = 1$ V.

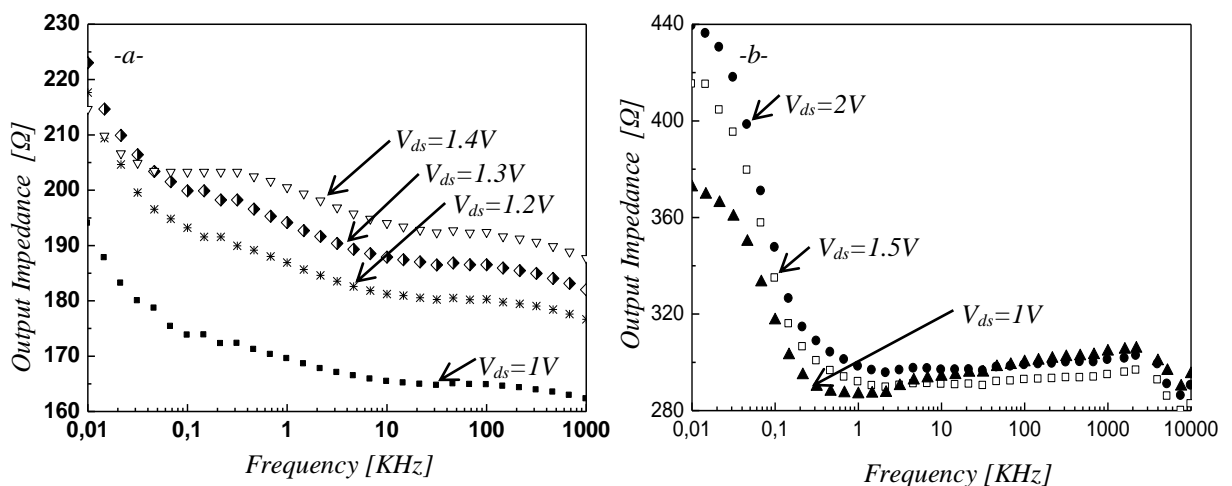


Figure III-7 : Dispersion fréquentielle négative de $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{ds} en régime de saturation, pour deux type de MESFET GaAs.

- a) MESFET GaAs Type D, à $V_{gs} = -0,2$ V.
- b) MESFET GaAs Type C, à $V_{gs} = -0,45$ V.

Type de Transistors	V_{ds} (V)	Z_d (10 Hz) (Ω)	Z_{dmin} (10 KHz) (Ω)	ΔZ_{d-} (dB)
Type D	1	193,99	165,38	1,39
	1,2	217,67	181,24	1,59
	1,3	223,05	187,91	1,49
	1,4	214,67	194,02	0,88
Type C	1	415,16	290,78	3,09
	1,5	439,21	296,79	3,40
	2	372,49	294,03	2,05

Tableau III-4 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} en régime de saturation, à différentes tensions V_{ds} , pour deux types de MESFETs GaAs étudiés.

Les résultats des mesures de $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{gs} et à $V_{ds} = 2$ V pour le MESFET GaAs de type C sont regroupés dans la figure III-8. On note, une dispersion élevée dans la gamme de fréquence [10 Hz – 4.10² Hz]. De plus, au fur et à mesure que la valeur absolue de la tension appliquée sur la grille augmente on note : (i) une dispersion fréquentielle négative ΔZ_{d-} presque stable (tableau III-5) et (ii) une forte croissance des valeurs de $Z_d(f)$ de l'ordre de 75 %. Par contre, dans la gamme de fréquence [400 Hz – 3 KHz], on remarque une stabilité de $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{gs} . Cependant, à partir de la fréquence de 3 KHz, on observe l'apparition d'une petite vallée.

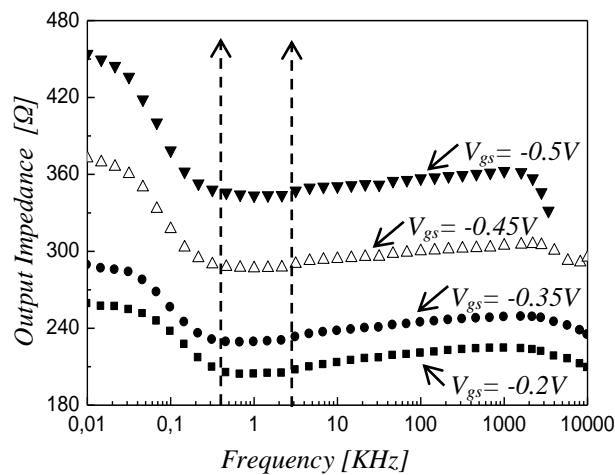


Figure III-8: Dispersion fréquentielle de Z_d à $V_{ds} = 2$ V et à différentes tensions V_{gs} , pour le MESFET GaAs de type C.

En régime de saturation, les deux tensions de polarisation aussi bien de la grille, V_{gs} , que celle du drain, V_{ds} , influencent la dispersion de $Z_d(f)$. Notons que, la variation de V_{ds} à une tension V_{gs} constante se traduit par une forte dispersion ΔZ_{d-} , qui peut atteindre la valeur de 3,40 dB. Cependant, lorsque la tension V_{gs} varie et V_{ds} est maintenue constante, ΔZ_{d-} , qui n'excède pas la valeur de 2,37 dB, est presque stable quelle que soit la tension V_{ds} considérée.

$ V_{gs} $ (V)	Z_d (10 Hz) (Ω)	Z_{dmin} ($4 \cdot 10^{+2}$ KHz) (Ω)	ΔZ_{d-} (dB)
0,2	258,92	205,15	2,02
0,35	289,11	229,13	2,02
0,45	372,49	287,85	2,24
0,5	454,04	345,85	2,37

Tableau III-5 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} en régime de saturation à $V_{ds} = 2$ V et à différentes tensions V_{gs} , pour le MESFETs GaAs de type C.

III-3.6 Analyses et Discussions

Les mesures et l'analyse de la variation de l'impédance de sortie montrent un seul comportement, soit une décroissance de l'amplitude de Z_d lorsque la fréquence augmente, communément appelée dispersion fréquentielle négative. Ce phénomène est souvent attribué à la présence des pièges profonds dans la structure. Notons, qu'en basses fréquences, les valeurs de l'impédance de sortie sont relativement grandes car les pièges profonds peuvent suivre les variations alternatives de la tension V_{ds} . Cependant, en hautes fréquences ces pièges ne donnent pas une réponse aux changements du signal et l'impédance de sortie décroît.

Au comportement statique, correspondant aux faibles tensions de polarisation, le champ électrique régnant dans le canal est faible et la dispersion fréquentielle l'est également [21-26]. Par contre, en régime de saturation, le courant dans le canal, est contrôlé non seulement par l'extension de la zone de charge d'espace, ZCE, sous la grille mais également par la région de déplétion à l'interface canal/substrat. Ainsi, toute modulation de la tension de drain V_{ds} influence directement la largeur de ZCE à l'interface induisant une grande dispersion.

De plus, les grandes valeurs de V_{ds} facilitent la capture des électrons par les pièges localisés dans le substrat diminuant le courant de drain en basses fréquences, impliquant une dispersion positive et par conséquent, il en résulte une dispersion négative de $Z_d(f)$. En conséquence, la dépendance de l'impédance de sortie par la fréquence est simplement liée à la constante de temps des états localisés dans le substrat. Notons que le piège dominant dans le GaAs est EL_2 qui a une constante du temps, à température ambiante, approximativement de 17 ms. En basses fréquences, où les pièges peuvent suivre le signal appliqué, l'impédance de sortie est

plus faible; la profondeur du canal sera ainsi plus grande. Pour les hautes fréquences, les pièges ne pourront pas suivre le signal, les électrons seront dispersés dans la région du substrat où ils resteront emprisonnés. Cette charge négative renforce le pincement du canal, par conséquent l'impédance de sortie se trouve réduite.

III-4 Oscillation entre dispersion fréquentielle négative et positive de Z_d

Depuis de nombreuses années, plusieurs chercheurs [4, 5, 7, 18-20] s'intéressent, dans le domaine des hyperfréquences, à la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie des MESFETs GaAs. Effectivement, ce phénomène de dispersion a été relevé dans tous les composants étudiés. De plus on observe une variation très importante sous forme d'oscillation a été observée dans certains composants. Ce phénomène enregistré pour la première fois fait l'objet des paragraphes suivants.

III-4.1 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,2$ V

La figure III-9 montre la variation de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence pour deux MESFETs GaAs étudiés, type B et type D, en régime de saturation à $V_{gs} = -0,2$ V, pour différentes tensions V_{ds} . Pour les deux composants, les résultats trouvés montrent qu'il y a presque deux formes de dispersion dont l'amplitude est plus accentuée dans le MESFET GaAs type D. La figure III-9.a (MESFET GaAs type B) montre une dispersion négative de $Z_d(f)$ suivie d'une légère augmentation à la plus forte tension $V_{ds} = 2$ V ; d'où l'existence éventuelle d'une autre allure des variations de $Z_d(f)$. Cependant ce phénomène n'apparaît pas suffisamment dans le type B. Par contre, cet inversement de l'évolution de $Z_d(f)$ est bien illustré dans la figure III-9.b (type D), qui présente une oscillation entre une dispersion négative et une autre positive pour les trois tensions V_{ds} appliquées sur le drain : 1,45 V, 1,48 V et 1,49 V ; où les variations de $Z_d(f)$ oscillent autour d'une valeur moyenne égale à 200 Ω . On peut penser que les deux types de dispersion peuvent même coexister. Nous avons attribué la pente de transition de la valeur minimale à celle maximale à la réponse des pièges au signal alternatif et son amplitude à la structure même du composant.

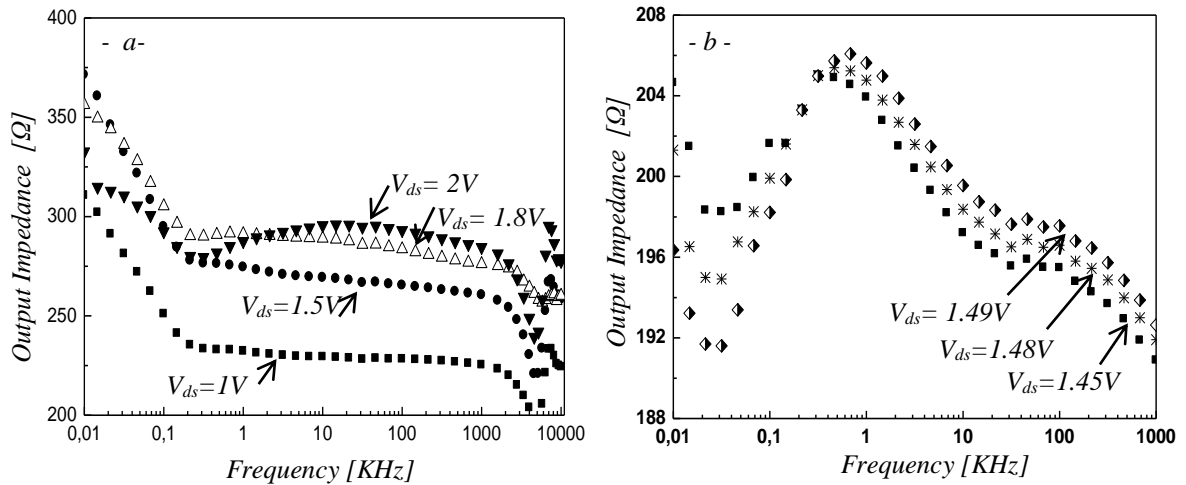


Figure III-9 : Coexistence des deux dispersions fréquentielles négative et positive de l'impédance de sortie à $|V_{gs}| = 0,2$ V et à différentes tensions V_{ds} .

- a) MESFET GaAs Type B.
- b) MESFET GaAs Type D.

III-4.2 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = - 0,35$ V

L'inversement de la variation de l'impédance de sortie dans le MESFET GaAs de type B devient plus claire lorsque la tension $|V_{gs}|$ croit à $V_{ds} = 2$ V, par rapport à la tension $V_{gs} = - 0,2$ V. Par conséquent, l'augmentation des deux tensions V_{ds} et $|V_{gs}|$ sont à l'origine de ce phénomène.

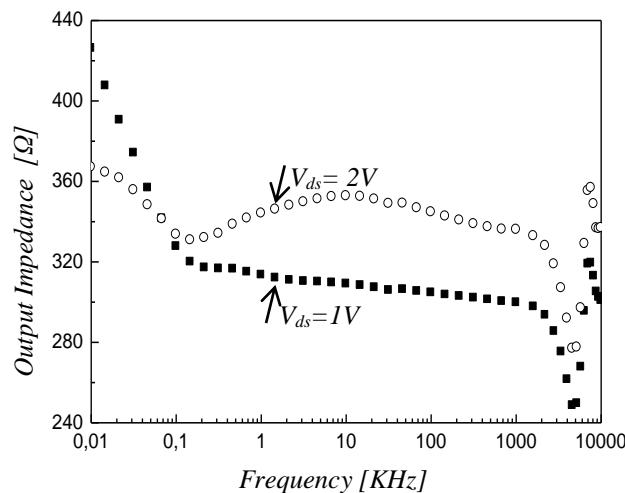


Figure III-10 : Début de la dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie à $|V_{gs}| = 0,35$ V, pour le MESFET GaAs type B.

III-4.3 Analyse et Discussion

L'allure de l'impédance de sortie en régime de saturation lorsque la tension V_{ds} augmente à $V_{gs} = -0,2$ V (figure III-9) par rapport aux mesures de $Z_d(f)$ effectuées dans un même régime de saturation à $V_{gs} = -0,35$ V (figure III-10), montre une variation opposée de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence $Z_d(f)$ lorsque la tension V_{ds} augmente. La figure III-9 illustre une décroissance de $Z_d(f)$ pour V_{ds} comprise entre 1,45 V et 1,49 V pour f appartenant à l'intervalle [1 kHz – 1 MHz]. Notons que l'origine de la dispersion négative a été étudiée par plusieurs chercheurs, qui se sont intéressés particulièrement à l'influence de l'interface canal/substrat semi-isolant et aux pièges profonds localisés à cette interface. Autres, se dirigeaient vers la dépendance de la dispersion de $Z_d(f)$ par le bruit basse fréquence, LF [32]. Cependant, cette nouvelle variation qui se produit dans le transistor MESFET GaAs est attribuée à d'autres analyses et met en évidence l'effet des pièges localisés aux interfaces surface/canal conducteur et canal conducteur/substrat. Ces pièges génèrent des états d'énergie intermédiaires dans le gap du semi-conducteur, GaAs, pouvant être occupée par des porteurs.

III-5 Dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie

Les performances en fréquence des transistors MESFETs GaAs sont conditionnées par la polarisation de drain et de la grille. Une dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie est bien détectée dans les MESFETs GaAs depuis plusieurs années [21-26]. Cependant, dans cette étude, nous avons mesuré une dispersion positive dans le composant Type D [21]. Particulièrement, dans ce composant les deux dispersions fréquentielles : négative et positive se manifestent. Ce phénomène est nouveau pour les transistors MESFETs GaAs. La présence des deux dispersions à la fois dans un même composant prouve la possibilité d'existence de deux types de pièges qui sont responsables.

III-5.1 Quantification de la dispersion fréquentielle positive

Afin de mieux apprécier le rôle des pièges profonds aux interfaces du canal conducteur, nous avons mené une étude expérimentale sur le comportement dispersif de l'impédance de sortie Z_d en basses fréquences. L'effet des tensions de polarisation, V_{ds} et V_{gs} , est également pris en

considération. L'analyse faible signal montre que la fiabilité du MESFET GaAs est contrôlée par la capture et l'émission des porteurs dans les régions d'interface du canal conducteur.

Afin de mieux analyser ce phénomène, de coexistence d'une dispersion négative et autre positive dans un même composant et montrer l'effet des pièges localisés aux niveaux des interfaces, nous avons quantifié les deux types de dispersions relatives de $Z_d(f)$, pour différentes tensions V_{ds} . Ainsi, la dispersion relative positive a été calculée via la relation (3.2) :

$$\Delta Z_{d+} = 20 \log \left| 1 + \left(\frac{\Delta Z_d(f)}{Z_d(f_1)} \right) \right| \quad (3.2)$$

Avec $\Delta Z_d(f) = Z_{dmax} - Z_d(f_1)$, où f_1 est la fréquence de la première mesure et Z_{dmax} est l'impédance de sortie maximale.

III-5.2 Influence de la tension V_{ds}

En régime de saturation, les deux tensions de polarisation aussi bien de la grille, V_{gs} , que celle du drain, V_{ds} , influencent la dispersion de $Z_d(f)$.

a) $V_{gs} = -0,2 \text{ V}$

La variation de l'impédance de sortie pour le MESFET GaAs de type D en fortes tensions de polarisation V_{ds} et $V_{gs} = -0,2 \text{ V}$ (régime de saturation), manifeste une dispersion positive, augmentation de $Z_d(f)$, qui devient plus observable lorsque les deux tensions V_{ds} et $|V_{gs}|$ s'accroissent.

La figure III-11 illustre la variation de $Z_d(f)$ pour V_{ds} comprise entre 1,45 V et 2 V à $|V_{gs}| = 0,2 \text{ V}$. On remarque pour les trois tensions V_{ds} respectivement égale à 1,45 V, 1,48 V et 1,49 V une légère diminution de $Z_d(f)$ jusqu'à $f = 30 \text{ Hz}$. A partir de cette fréquence, on note une faible augmentation de $Z_d(f)$ qui ne dépasse pas 7 %. Néanmoins, pour $V_{ds} = 2 \text{ V}$, on observe une inversion de 80 % de la dispersion de $Z_d(f)$: c'est une dispersion fréquentielle positive où le maximum de la valeur relative, ΔZ_{d+} , atteint pratiquement 5 dB.

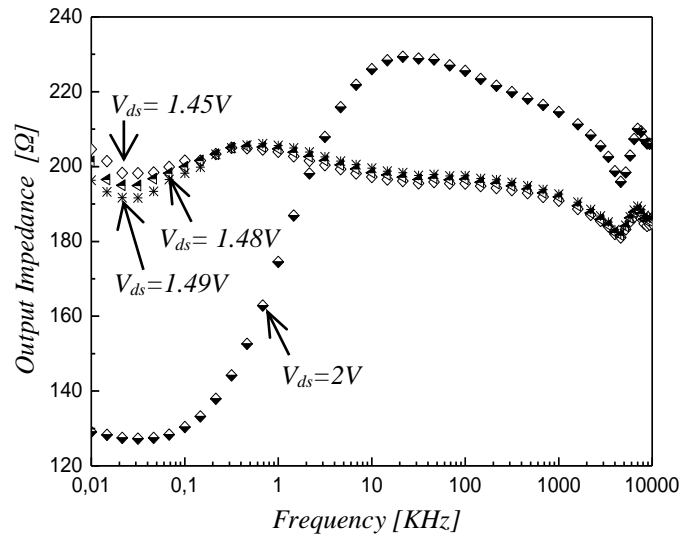


Figure III-11 : Coexistence de dispersions négative et positive de l'impédance de sortie à $|V_{gs}| = 0,2 \text{ V}$, pour le MESFET GaAs de type D.

b) $V_{gs} = -0,45 \text{ V}$

Les mesures de $Z_d(f)$, à des tensions V_{ds} variables entre 1,5 V et 2 V et à $|V_{gs}| = 0,45 \text{ V}$, sont présentées dans la figure III-12. On remarque une forte dispersion fréquentielle positive qui se produit à différentes tensions V_{ds} . Cette dispersion se manifeste jusqu'à $f = 4 \text{ kHz}$ et peut atteindre 5,72 dB à $V_{ds} = 2 \text{ V}$. A partir de $f = 4 \text{ kHz}$, la variation de $Z_d(f)$ forme un plateau de courbes uniforme. Par conséquent, l'étude de $Z_d(f)$ en régime de saturation se traduit par :

- Pour $V_{ds} \in [1 \text{ V} - 1,4 \text{ V}]$ on observe une dispersion négative de $Z_d(f)$, se traduisant par diminution des valeurs de $Z_d(V_{ds})$ de l'ordre de 60 %.
- Pour $V_{ds} \in [1,45 \text{ V} - 2 \text{ V}]$ on note une dispersion positive de $Z_d(f)$, conduisant à une diminution des valeurs de $Z_d(V_{ds})$ de l'ordre de 80 %.

En régime de saturation, le canal ne peut plus être considéré comme équipotentiel, les zones de charges d'espace évoluent tout au long du canal, ce qui entraîne une augmentation de la résistance du canal conducteur et le champ électrique est très important. Dans ce cas, les pièges existants à l'interface surface/canal-conducteur deviennent dominants et peuvent produire la dispersion positive de $Z_d(f)$.

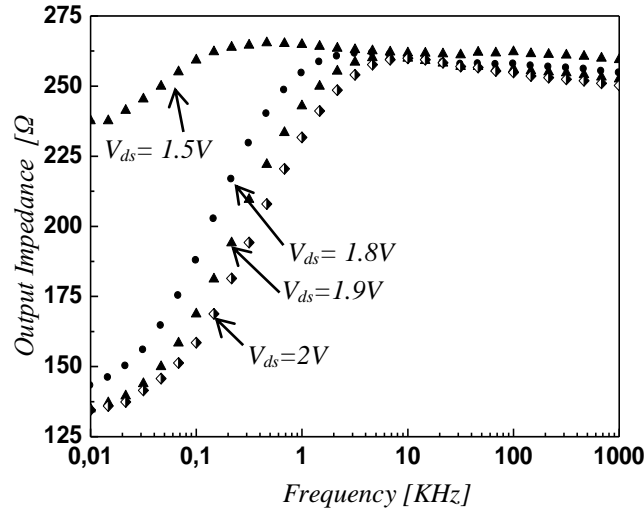


Figure III-12 : Dispersion fréquentielle positive de l'impédance de sortie à $|V_{gs}| = 0,45$ V, pour le MESFET GaAs de type D.

V_{ds} (V)	Z_d (10 Hz) (Ω)	Z_{dmax} (10^{+4} KHz) (Ω)	ΔZ_{d+} (dB)
1,5	237,61	258,75	0,74
1,8	143,09	254,01	4,98
1,9	134,88	252,06	5,43
2	134,50	248,69	5,34

Tableau III-6 : Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d+} en régime de saturation à $V_{gs} = -0,45$ V et à différentes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type D.

III-5.3 Analyse et Discussion

Les mesures et l'analyse des dispersions fréquentielles de l'impédance de sortie montrent une augmentation de l'amplitude de Z_d lorsque la fréquence augmente. Ce comportement est connu sous le nom de dispersion fréquentielle positive, ΔZ_{d+} . Notons que les deux types de dispersion sont souvent attribués à la présence des pièges profonds dans la structure. Ainsi, on peut penser à l'existence de deux types de pièges localisés à la surface et aux interfaces : surface/canal-conducteur et canal-conducteur/substrat semi-isolant. L'analyse de la variation de $Z_d(f)$ au comportement statique montre une absence de la dispersion fréquentielle et les valeurs de Z_d sont faibles à comparer à celle déterminées en fortes tensions V_{ds} qui

augmentent au fur et à mesure que V_{ds} croît. Par contre, lorsque V_{ds} augmente de 60 %, régime de saturation, une dispersion fréquentielle négative de $Z_d(f)$ apparaît presque sur toute la gamme de fréquence utilisée où ΔZ_{d-} peut atteindre 3,40 dB. Cependant, l'augmentation de V_{ds} de deux fois en régime de saturation, montre une dispersion positive de $Z_d(f)$ où ΔZ_{d+} peut atteindre 5,72 dB.

En conclusion, la dispersion positive de l'impédance de sortie est due au retard de capture de l'électron par les pièges et que les pièges de l'interface surface/canal causent la dispersion fréquentielle positive sous forte polarisation V_{ds} et V_{gs} . Dans le domaine haute fréquence, la différence entre la constante du temps de pièges et la période d'excitation augmente, par conséquent la dispersion positive de Z_d diminue et les valeurs de Z_d tendent vers une saturation.

III-6 Dépendance de la dispersion négative par la polarisation du drain

La figure III-13 illustre la dépendance expérimentale de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence en forte tension de drain V_{ds} à $|V_{gs}| = 0,2$ V et à différentes tensions $|V_{ds}|$ égale à 1,5 V, 1,8 V et 2 V. Le réseau de courbes peut être divisé en deux régions de fréquence.

- Pour $10 \text{ Hz} \leq f \leq 200 \text{ Hz}$: ΔZ_{d-} décroît lorsque la fréquence augmente avec une pente décroissante qui varie d'une courbe à l'autre. De plus, les valeurs de ces pentes sont inversement proportionnelles à V_{ds} . Ce phénomène peut être attribué aux déplacements des électrons qui atteignent leurs vitesses maximales limites pour ce type de polarisation.
- Pour $200 \text{ Hz} \leq f \leq 1 \text{ kHz}$: l'impédance de sortie reste pratiquement constante due au fait qu'en ce domaine de fréquences, les états de surface ne peuvent pas suivre le signal HF.

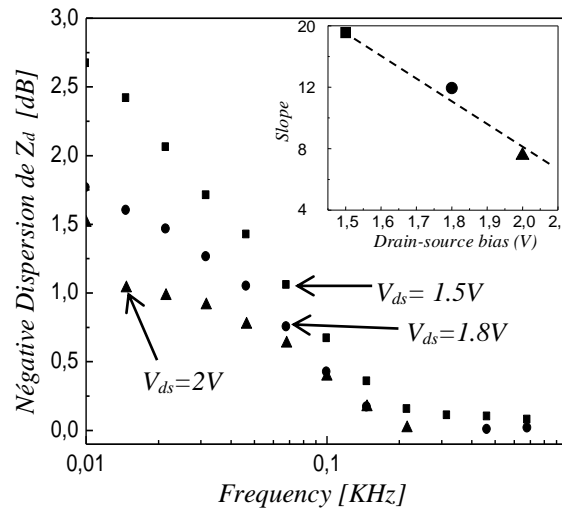


Figure III-13 : Évolution de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie à différentes tensions V_{ds} à $|V_{gs}| = 0,2$ V, pour le MESFET GaAs de type B.

III-7 Conclusion

Cette étude, basée sur les mesures de la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie Z_d en régime ohmique et en régime de saturation, faibles et fortes tensions de polarisation V_{ds} et V_{gs} , a montré qu'en régime ohmique, la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie est pratiquement négligeable. De plus, les valeurs de $Z_d(f)$ sont très faibles à comparer à celles près du pincement et de la saturation. Par contre, l'influence en régime de saturation de $Z_d(f)$ se traduit par une forte dispersion négative et positive corrélée à des valeurs de $Z_d(f)$ très importantes. Les valeurs de $Z_d(f)$ près du pincement sont six fois plus élevées de que celles en régime de saturation.

Notons que, la zone dépeuplée en surface n'est pas localisée uniquement sous la grille, mais elle s'étend de part et d'autre sous les surfaces entre contacts. Ce phénomène de l'extension de la zone désertée sous les surfaces libres, couche de passivation/canal-conducteur, est probablement à l'origine de la dispersion fréquentielle positive de $Z_d(f)$ en fortes tensions de polarisation.

Les résultats présentés dans cette thèse mettent en évidence l'effet des pièges localisés aux interfaces surface/canal-conducteur et canal-conducteur/substrat et qui jouent un rôle

important. Ils génèrent des états intermédiaires d'énergie dans le gap du semi-conducteur, GaAs, pouvant être occupé par des porteurs. Les temps de capture et d'émission des porteurs par les pièges sont compris entre 1 ns et plusieurs secondes. Ces pièges génèrent des courants transitoires avec des constantes de temps non négligeable. Ces défauts sont principalement localisés en surface, aux interfaces et dans le substrat. L'ensemble des mécanismes physiques qui sont liés aux pièges de surface n'est pas encore bien connu. Cependant, ils en sont les causes des variations lentes et transitoires du courant du drain I_d .

CHAPITRE -IV-

INFLUENCE DE LA POLARISATION SUR LES EFFETS DISPERSIFS DE $Z_d(f)$

Les fonctions de l'électronique hyperfréquence sont de plus en plus nombreuses et nécessitent des composants fonctionnant à des fréquences très élevées pouvant délivrer une puissance de sortie importante. Aux fréquences micro-ondes, les systèmes de télécommunications modernes, en raison de leur complexité, exigent davantage de conception assistée par ordinateur. Or, dans tout processus de conception de ce type de circuits, son utilisation nécessite des caractéristiques précises des éléments constitutifs afin de pouvoir prédire le comportement global de ce dernier lors d'une excitation par un signal externe [1-5]. Dans cette vision, les éléments actifs, notamment les transistors, sont les composants qui influencent le plus la réponse du circuit et donc par la même, ceux qui doivent faire l'objet de la plus grande attention dans leur caractérisation. Néanmoins, en raison de la complexité de leurs comportement en fonction de la fréquence et du signal appliqué, de très nombreuses recherches ont été et continuent d'être menées par plusieurs laboratoires et centres de recherches afin de les modéliser. Pour la génération de fortes puissances aux fréquences micro-ondes, la tendance actuelle est d'utiliser des transistors pouvant être polarisés à des tensions relativement importantes.

Le transistor MESFET GaAs est depuis longtemps, le composant à effet de champ le plus performant pour l'amplification de puissance micro-ondes. Pour fournir une puissance élevée, le MESFET GaAs doit pouvoir délivrer un courant drain-source, I_d , le plus élevé possible tout en supportant des tensions drain-source, V_{ds} , de grandes amplitudes. Cependant, des

phénomènes dispersifs sont nuisibles au fonctionnement statique et hyperfréquence du MESFET GaAs [6-8]. Les variations fréquentielles des caractéristiques électriques dans le MESFET GaAs ont été largement étudiées [9-19]. La dépendance de l'impédance de sortie par la fréquence dévoile des difficultés dans la conception de plusieurs composants, circuits intégrés, analogiques et digitales pour différentes applications [6, 20-24]. Cette dépendance montre en basse fréquence des anomalies indésirables [6-8, 25, 26] qui sont attribuées à la présence des pièges aux niveaux profonds dans le GaAs. Cependant, il reste à définir la région qu'ils occupent au niveau du composant [6].

Ce chapitre traite l'influence des tensions de polarisation entre drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} , sur la variation de l'impédance de sortie, Z_d , en basse fréquence. Les deux dispersions négative et positive sont étudiées pour les différents types de MESFETs GaAs considérés. Également, nous avons mené une investigation détaillée des largeurs des zones de charge d'espace, ZCE. De plus, une analyse approfondie a été effectuée particulièrement, pour les MESFETs GaAs possédants des comportements anormaux.

IV-1 Effet de la tension du drain sur la variation de $Z_d(f)$ négative

Le champ du claquage ou champ critique, E_c , est la valeur du champ ou de la tension maximale que peut supporter le composant. Les matériaux larges gap ont un champ de claquage très important. La valeur de ce champ de claquage est directement liée à la largeur du gap sachant que E_c est proportionnel à $E_g^{3/2}$. Par ailleurs, le champ de claquage diminue lorsque la température augmente. Le fait d'avoir un gap important et donc un champ de claquage très élevé permet aux transistors, à semi-conducteur grand gap, de supporter des tensions de polarisation importantes, ce qui excellent pour les applications de puissance. Comme le GaAs est un semi-conducteur à gap large direct. Cette propriété fait du GaAs un matériau de base dans la fabrication des circuits intégrés hyperfréquences. En plus, il possède plusieurs autres caractéristiques intéressantes. C'est pour cette raison, dans cette étude une investigation est effectuée concernant la variation de l'impédance de sortie, Z_d , des MESFETs GaAs en fonction de la tension du drain V_{ds} . Nous avons étudié l'effet de la largeur macro-métrique et nanométrique du canal conducteur sur la variation de l'impédance de sortie qui a été modifiée par la polarisation. Aussi, nous avons évalué la dispersion fréquentielle relative en fonction de la tension V_{ds} .

IV-1.1 Étude de $Z_d(f)$ en faibles tensions V_{ds}

Lorsque la tension drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} , sont faibles, régime de fonctionnement ohmique, une couche dépeuplée d'électrons libres appelée zone de charge d'espace, ZCE, se crée dans le canal conducteur. L'extension de ZCE reste faible et le canal conducteur, GaAs, est presque uniforme. Par conséquent, ZCE se comporte comme une conductance contrôlée par la polarisation. L'évolution de l'impédance de sortie, Z_d , en faibles tensions, $V_{gs} = 0$ V et V_{ds} varie de 0,1 V à 0,9 V, est illustrée dans la figure IV-1 pour les trois types MESFETs GaAs A, B et C. On constate que les valeurs de Z_d augmentent quasi linéairement au fur et à mesure que la tension V_{ds} croît accompagnées de faibles extension des largeurs de w_1 et w_2 des ZCE (figure III-2).

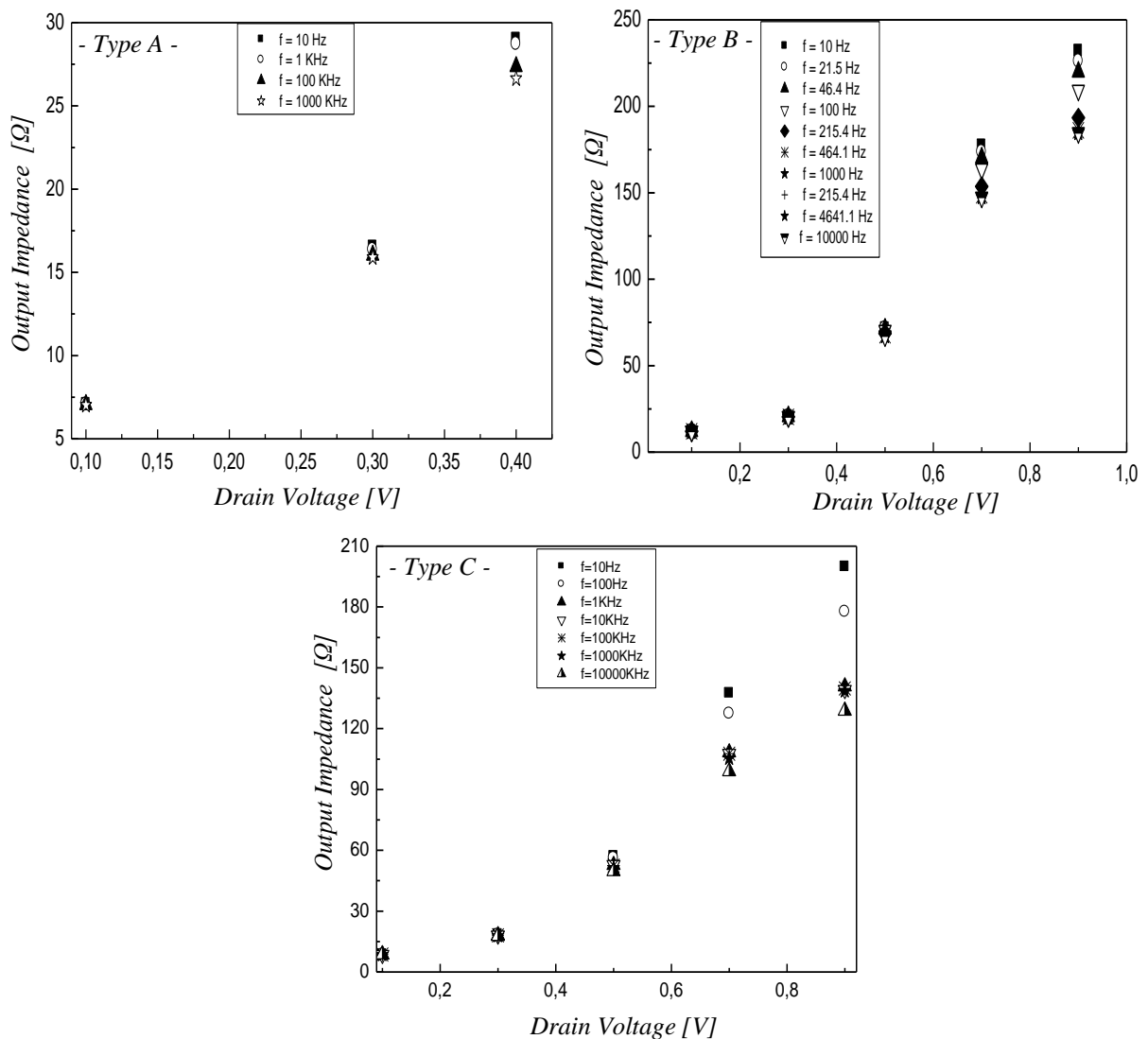


Figure IV-1 : Croissance de l'impédance de sortie en faibles tensions V_{ds} , des MESFETs GaAs à $V_{gs} = 0$ V.

Ceci pourrait être attribué (i) au flux des porteurs par le substrat et (ii) à la modification de la largeur du canal en fonction de la tension V_{ds} . De plus, on note que les valeurs de $Z_d(f)$ à différentes tensions V_{ds} appliquées sont identiques quelle que soit la fréquence considérée.

IV-1.2 Évaluation de ΔZ_{d-} en Faibles Élargissements des ZCE

L'étude de la variation de la dispersion fréquentielle négative, ΔZ_{d-} , de l'impédance de sortie en faibles élargissement ZCE et faibles tensions V_{ds} , est présentée dans les figures IV-2 et IV-3 pour les types B et C respectivement à différentes fréquences.

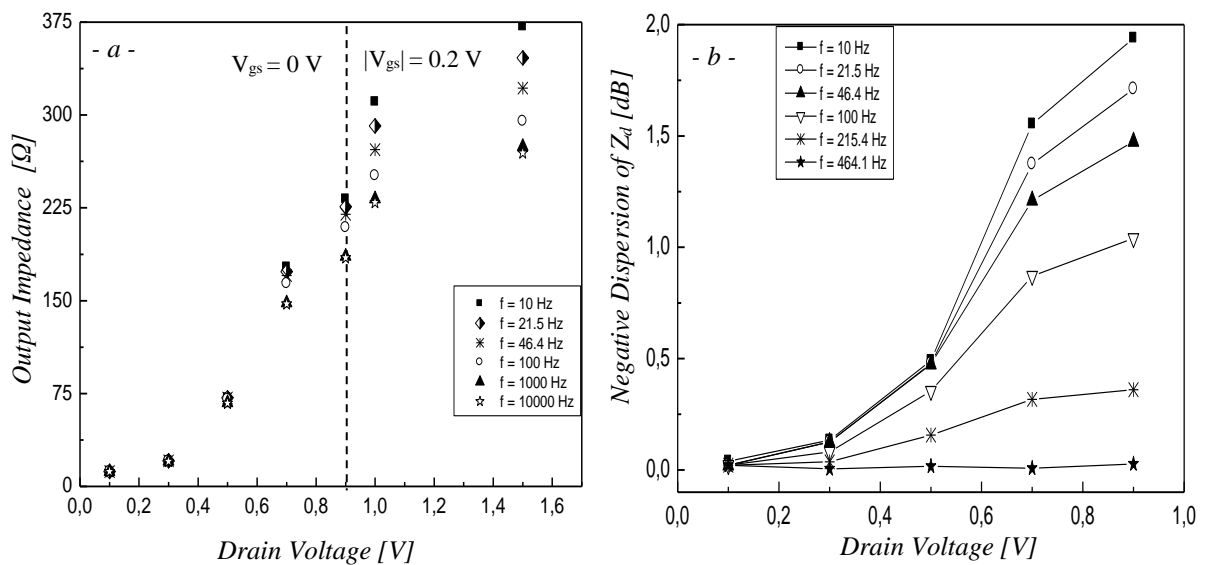


Figure IV-2 : Évolution de l'impédance de sortie et sa dispersion fréquentielle négative à différentes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type B, à $V_{gs} = 0$ V.

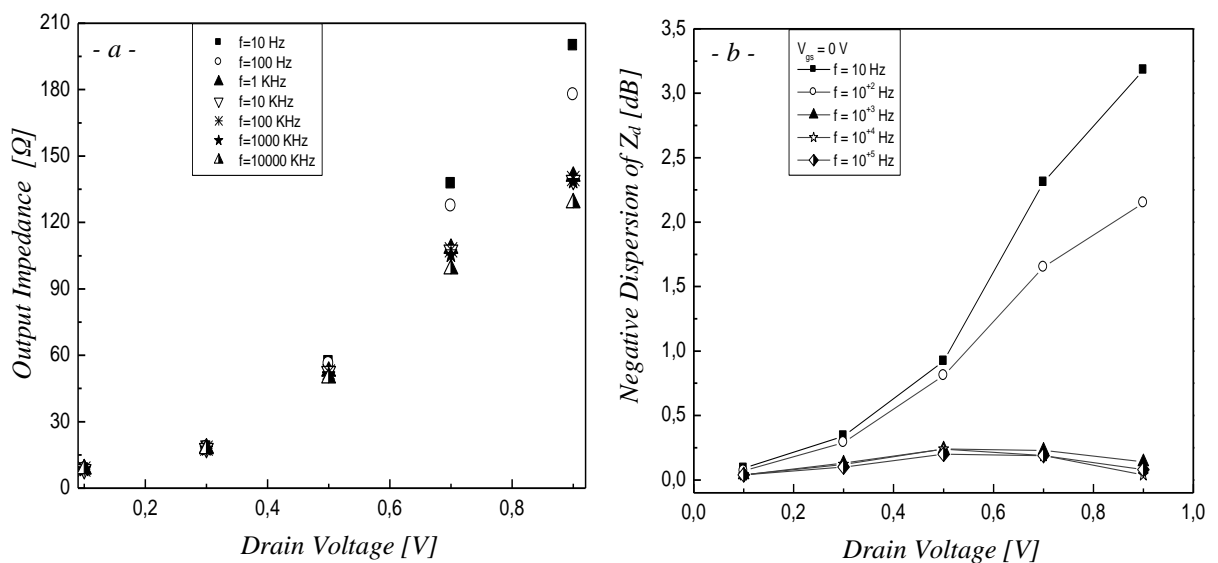


Figure IV-3 : Évolution de l'impédance de sortie et sa dispersion négative en faibles extensions ZCE, pour le MESFET GaAs de type C, à $V_{gs} = 0$ V.

Ces résultats obtenus montrent que les valeurs de Z_d augmentent avec l'accroissement de la tension V_{ds} corrélée à une augmentation de la dispersion fréquentielle négative, ΔZ_{d-} . Ainsi, les plus fortes dispersions négatives apparaissent en faibles fréquences de la gamme utilisée.

Pour mieux illustrer les phénomènes de l'augmentation de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie, ΔZ_{d-} , corrélée à une augmentation des valeurs de $Z_d(f)$ (figure IV-4.a) pour le type B, nous avons mesurée la dispersion fréquentielle négative à la plus faible fréquence, $f = 10$ Hz, pour chaque tension V_{ds} . La figure IV-4.b représente l'augmentation de la tension du drain pour V_{ds} variant de 0,1 à 0,5 V. Il est clair que pour les faibles tensions V_{ds} , faibles extensions des largeurs des zones de charges d'espace, correspondent les faibles valeurs de Z_d . Lorsque, la tension V_{ds} augmente la largeur de ZCE croît dans le canal conducteur. En conséquence, la dispersion négative ΔZ_{d-} devient plus importante.

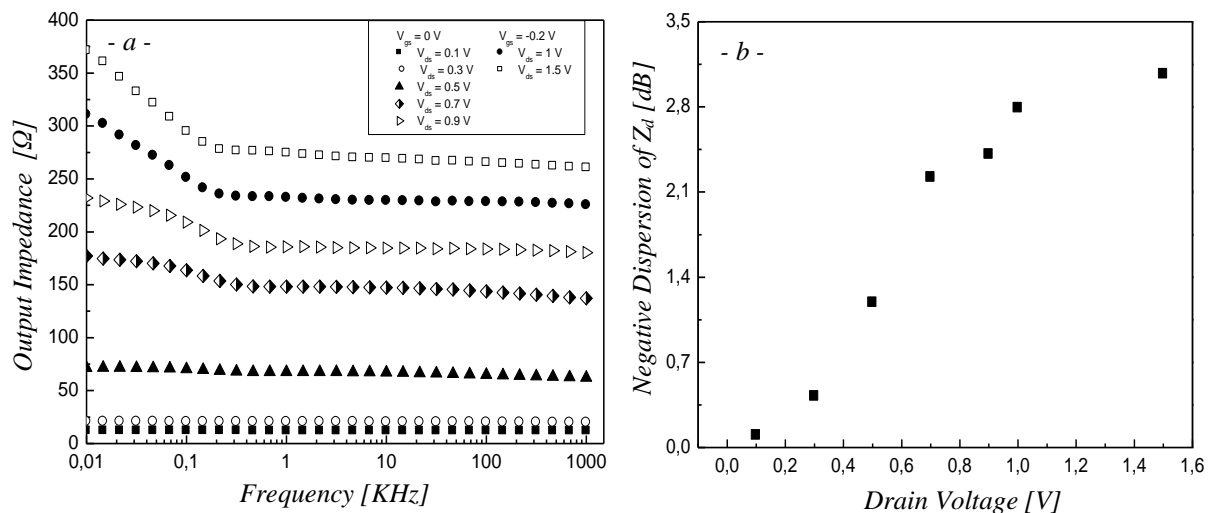


Figure IV-4 : Augmentation de $Z_d(f)$ et de ΔZ_{d-} en fonction de la tension V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type B : a) Impédance de sortie à $V_{gs} = 0$ V et $V_{gs} = -0,2$ V et b) Dispersion négative de l'impédance de sortie.

IV-1.3 Étude de $Z_d(f)$ en fortes tensions V_{ds}

L'accroissement de la tension V_{ds} a pour effet d'étaler les zones de charges d'espaces dans le canal conducteur, diminuant ainsi le passage du courant. La forte extension de ZCE évolue tout au long du canal et elle est plus importante sous la grille du côté drain à comparer au côté source. Par conséquent, l'étalement de ZCE n'est plus uniforme. L'allure de l'impédance de

sortie, Z_d , en fonction de la tension V_{ds} en basses fréquences, BF, est représentée dans la figure IV-5 pour les trois types des MESFETs GaAs étudiés (A, B, C).

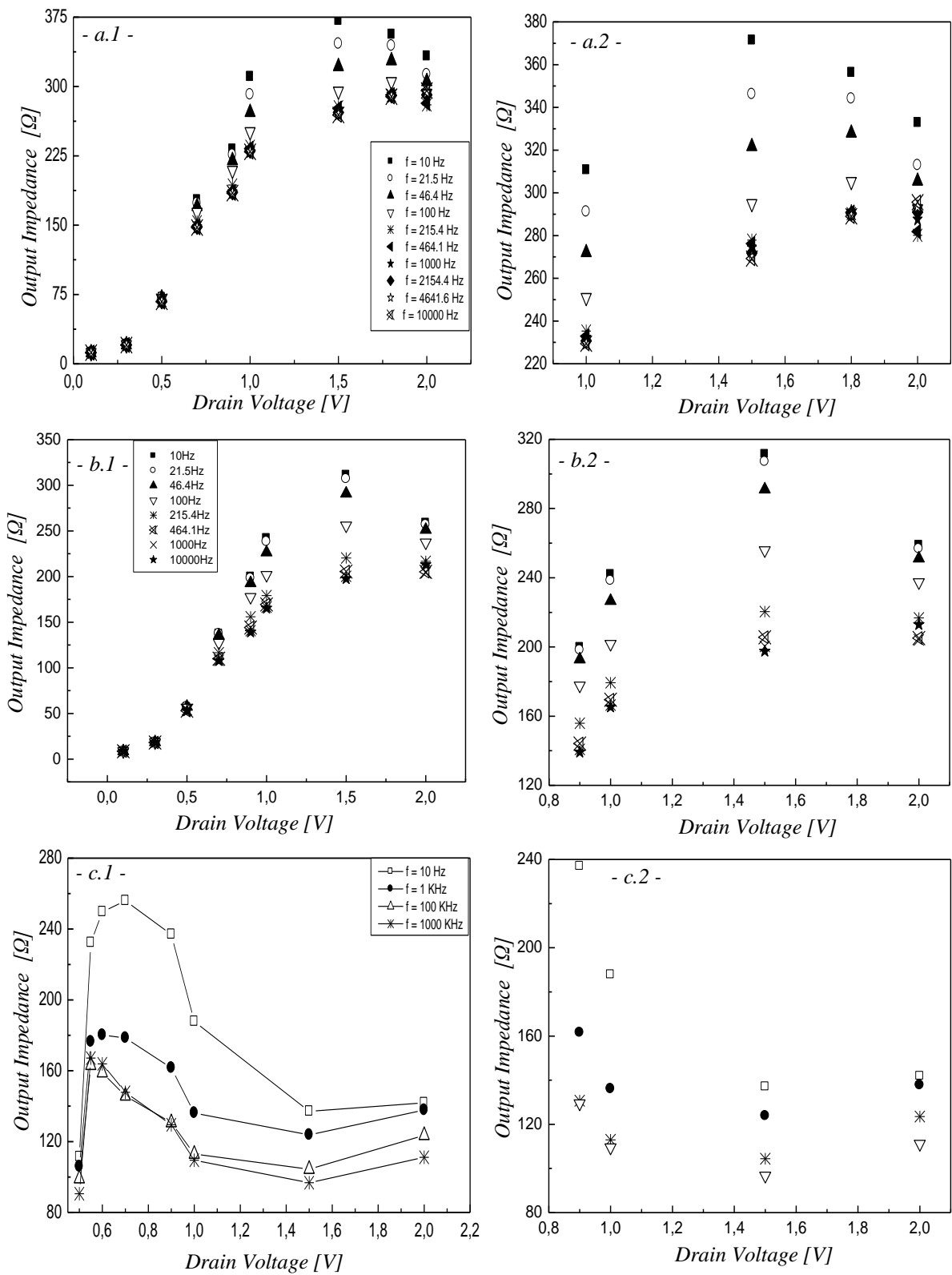


Figure IV-5 : Changement de l'allure de l'impédance de sortie entre faibles et fortes tensions V_{ds} pour deux tensions, $V_{gs} = 0$ V et $V_{gs} = -0,2$ V : a) MESFET GaAs de type B, b) MESFET GaAs de type C et c) MESFET GaAs de type A.

On note qu'au fur et à mesure que la tension V_{ds} augmente, Z_d croît considérablement jusqu'à $V_{ds} = 1,5$ V pour les deux type B et C, et à $V_{ds} \approx 0,7$ V pour le type A. Toutefois, ces valeurs sont plus importantes à comparer à celles obtenues en régime ohmique. Cependant, à partir d'une certaine tension caractéristique de chaque type de transistors, les valeurs de Z_d subissent une décroissance.

IV-1.4 Variation de ΔZ_{d-} en fortes extensions des ZCE

L'évolution de la dispersion fréquentielle négative ΔZ_{d-} en fortes tensions V_{ds} et en basse fréquence (figure IV-6) présente la même variation de $Z_d(V_{ds})$, une augmentation de la dispersion négative au fur et à mesure que la tension de drain croît, où ΔZ_{d-} passe par un maximum de 2,67 dB à $V_{ds} = 1,5$ V et à $f = 10$ Hz avant de rejoindre la valeur de 1,5 dB à $V_{ds} = 2$ V, c'est une décroissance de l'ordre de 80 %. Cette variation montre que la dispersion de $Z_d(f)$ est plus importante en faibles fréquence (figure IV-6.b). Par conséquent, l'élargissement des largeurs w_1 et w_2 des ZCE dans le canal conducteur conduit à l'augmentation de $Z_d(V_{ds})$ et $\Delta Z_{d-}(V_{ds})$. De plus, la variation se traduit par une décroissance à une certaine tension V_{ds} , ce qui indique l'influence des largeurs des zones dépeuplées sur la variation de la dispersion ΔZ_{d-} de l'impédance de sortie.

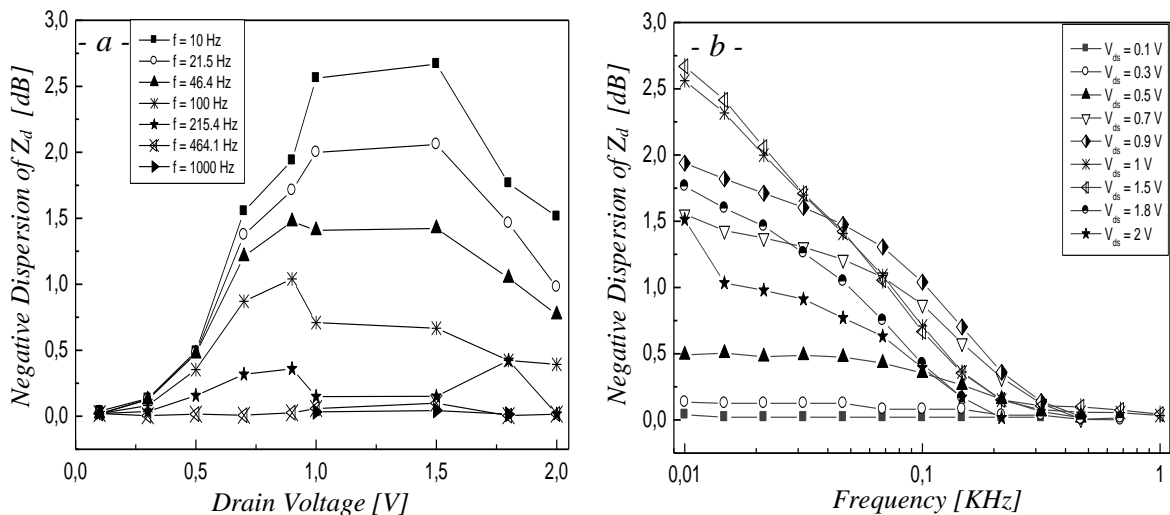


Figure IV-6 : Évaluation de la dispersion négative de l'impédance de sortie en faibles fréquences à faibles et fortes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type B : a) $\Delta Z_{d-}(V_{ds})$ en basses fréquences et b) $\Delta Z_{d-}(f)$ à différentes tensions V_{ds} .

IV-2 Influence de la tension de grille sur la variation de $Z_d(f)$ négative

Des mesures de l'impédance de sortie et de sa dispersion négative en fonction de la tension de grille à basses fréquences ont été faites, pour analyser l'effet de la polarisation de grille V_{gs} .

IV-2.1 Détermination de $Z_d(V_{gs})$

La figure IV-7 montre la variation de $Z_d(|V_{gs}|)$, qui correspond à différentes largeurs de ZCE, pour deux types A et B à différentes fréquences et à tension de drain égale à 1,5 V. On note une forte augmentation de Z_d lorsque la tension V_{gs} croît en valeur absolue. Dans la gamme de tension $|V_{gs}|$ [0,2 V – 0,6 V] toutes les valeurs de Z_d sont similaires quelque soit la fréquence considérée. Néanmoins, à $|V_{gs}| = 0,7$ V un faible écart se manifeste entre les valeurs de $Z_d(f)$. Par conséquent, les résultats obtenus de la largeur de ZCE conduisent à de petites valeurs de Z_d . Ces dernières sont associées à une forte dispersion négative. En effet, des effets d'interfaces dans la zone active nanométriques du transistor MESFET GaAs peuvent affecter la dispersion de Z_d .

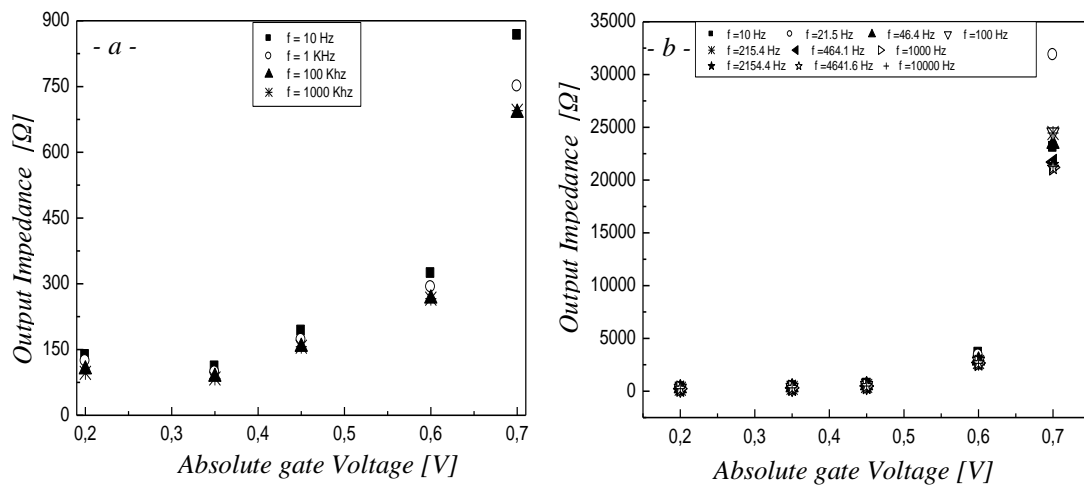


Figure IV-7: Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la tension de grille pour différentes fréquences, pour deux types des MESFETs GaAs à $V_{ds} = 1,5$ V : a) MESFET GaAs Type A et b) MESFET GaAs Type B.

Les mêmes résultats sont obtenus pour le type C (figure IV-8), pour deux fréquences respectivement égales à 10 Hz et 10^6 Hz. On note que la largeur nanométrique du canal joue un rôle important sur la variation de Z_d qui présente une dispersion importante. Ce phénomène est attribué aux états de surface et d'interface de la couche active nanométrique, qui sont

chargés négativement aux faibles fréquences. Ceci, entraîne des difficultés dans la conception de plusieurs composants pour différentes applications. Toutefois, l'effet de ces pièges, en HF, devient négligeable du fait qu'ils ne peuvent pas suivre le signal alternatif.

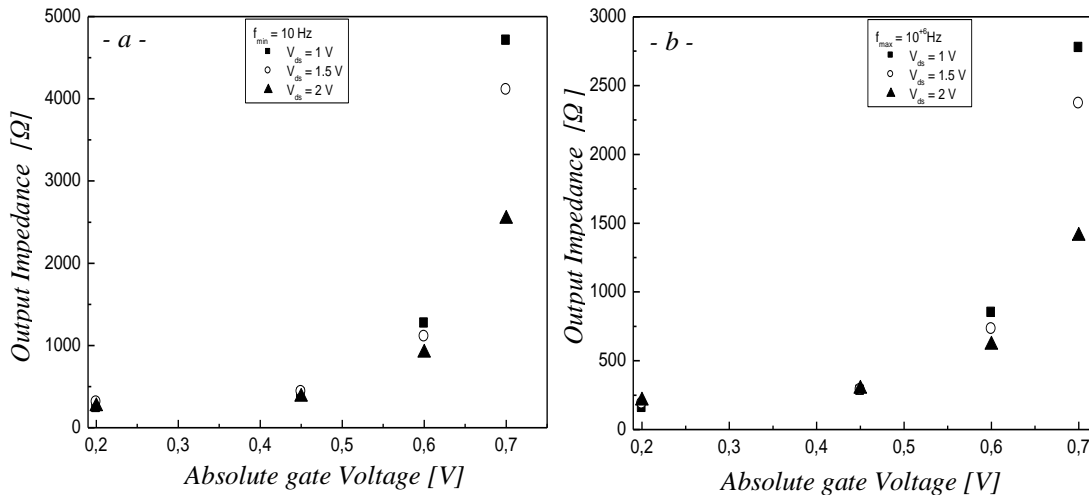


Figure IV-8: Evolution de l'impédance de sortie en fonction de la tension de grille pour deux fréquences à différentes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type C.

IV-2.2 Étude de la dispersion négative $\Delta Z_{d-}(V_{gs})$

Dans le but d'évaluer la dispersion négative ΔZ_{d-} pour différents élargissements de ZCE à $V_{ds} = 1 \text{ V}$ et pour différentes fréquences, nous avons calculé ΔZ_{d-} à plusieurs tensions $|V_{gs}|$ dans l'intervalle $[0,2 \text{ V} - 0,6 \text{ V}]$ correspondantes à différentes extensions de ZCE. Les résultats obtenus pour le MESFET GaAs de type B sont regroupés dans la figure IV-9 en termes de ΔZ_{d-} pour différentes $|V_{gs}|$ à $V_{ds} = 1 \text{ V}$ et à différentes fréquences: 10 Hz, 21,5 Hz, 31,6 Hz, 100 Hz, 215,4 Hz, 464,1 Hz et 1000 Hz. On note que lorsque la tension $|V_{gs}|$ augmente, les élargissements de ZCE restent presque uniformes. Ainsi, les valeurs de ΔZ_{d-} mesurées sont pratiquement constante quel que soit la tension V_{gs} considérée. Cependant, en faibles fréquences, les valeurs de ΔZ_{d-} sont importantes qu'en fortes fréquences. Par conséquent, à faible élargissement de ZCE, la dispersion négative ΔZ_{d-} reste faible est indépendante de la tension V_{gs} .

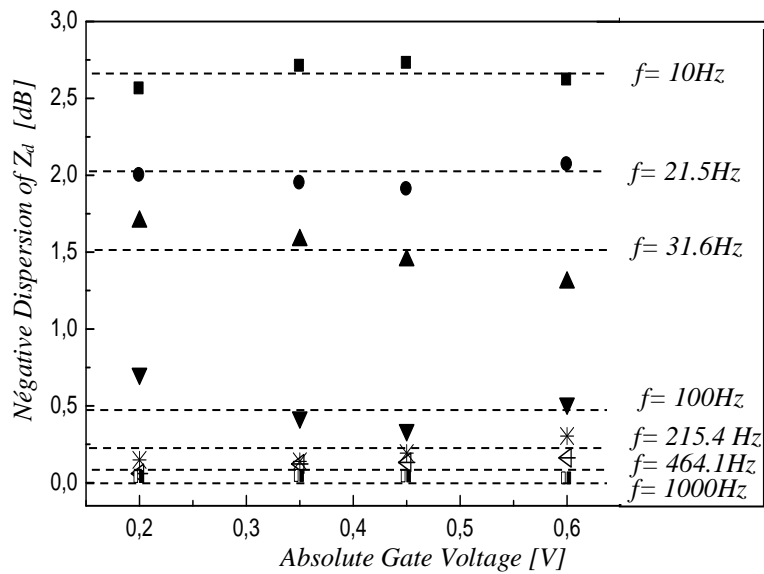


Figure IV-9 : Evolution de la dispersion négative en fonction de la tension $|V_{gs}|$ à $V_{ds} = 1$ V, pour le MESFET GaAs de type B.

IV-3 Observation du comportement dispersif positif

Le composant MESFET GaAs de type D possède des comportements anormaux. On s'est basé sur le comportement dispersif de l'impédance de sortie Z_d en basse fréquence dans ce transistor spécialement qui contient deux phénomènes de dispersion négatif et positif. Nous avons considérée non seulement la fréquence mais également l'effet des tensions drain-source, V_{ds} , et tensions grille-source, V_{gs} .

IV-3.1 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = 0$ V

La variation fréquentielle de l'impédance de sortie, $Z_d(f)$, en faibles tensions de polarisation V_{ds} (régime ohmique), $0,1 \text{ V} \leq V_{ds} \leq 0,7 \text{ V}$, et à une tension grille-source, $V_{gs} = 0 \text{ V}$, est présentée dans la figure IV-10, pour le MESFET GaAs type D. On remarque une augmentation quasi linéaire de $Z_d(V_{ds})$ en basse et forte fréquences, figure IV-10.a et figure IV-10.b respectivement. Pour de faibles tensions V_{ds} et V_{gs} , une ZCE dépeuplée d'électrons libres se crée dans le canal conducteur. L'extension de ZCE reste faible et la section du canal conducteur, GaAs, est presque uniforme. Par conséquent, la variation de Z_d reste linéaire.

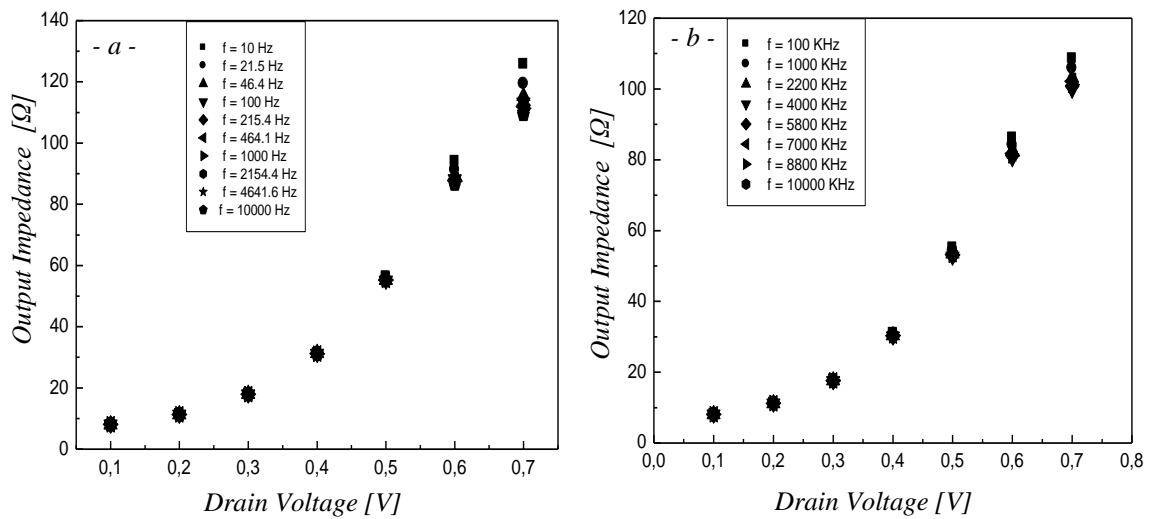


Figure IV-10 : Croissance de l'impédance de sortie à faible élargissement des ZCE en BF et HF pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = 0$ V.

IV-3.2 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,2$ V

a) Oscillation de $Z_d(V_{ds})$

L'étude de l'impédance de sortie en forte tension V_{ds} , régime de saturation, pour le type D à $V_{gs} = -0,2$ V est représenté dans la figure IV-11. Cette figure regroupe deux séries de courbes a et b respectivement pour les BF (figure IV-11.a) et HF (figure IV-11.b). Dans la figure IV-11.a, on note :

- Pour $V_{ds} < 1,3$ V : une augmentation de Z_d ,
- Pour $V_{ds} > 1,3$ V : une décroissance de Z_d ,
- Á $V_{ds} = 1,45$ V : les valeurs de Z_d sont identiques quelle que soit la fréquence considérée

La transition entre une dispersion négative et une autre positive de l'impédance de sortie enregistrée à $V_{ds} = 1,3$ V peut être attribuée à l'agrandissement des zones de charges d'espace qui entraîne une diminution de la largeur du canal et donc une augmentation de la résistivité.

La figure IV-11.b montre une augmentation presque linéaire de $Z_d(V_{ds})$. L'augmentation de la tension V_{ds} a pour effet d'étaler les zones de charge d'espace dans le canal conducteur aux interfaces surface/canal et canal/substrat semi-isolant, diminuant ainsi le passage du courant. La forte extension de ZCE évolue tout au long du canal et elle est plus importante sous la

grille du côté drain à comparer au côté source. Par conséquent l'étalement de ZCE n'est plus uniforme et il est probable qu'il soit à l'origine de ces phénomènes anormaux.

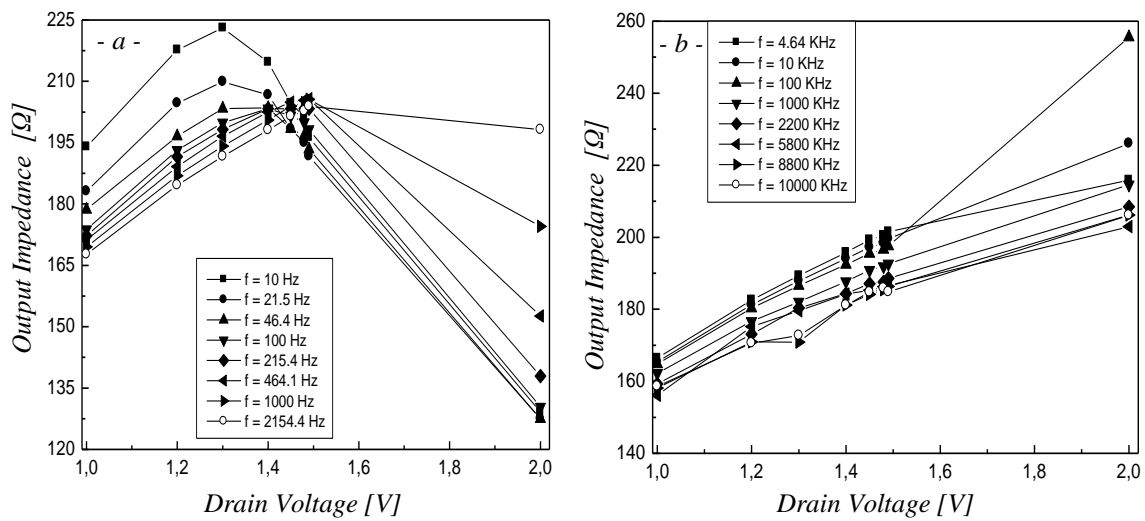


Figure IV-11 : Variation de l'impédance de sortie en fortes extension de ZCE pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,2$ V : a) faibles fréquences et b) fortes fréquences.

b) Détermination de la dispersion négative $\Delta Z_{d-}(V_{ds})$

L'investigation de ΔZ_{d-} en fonction des tensions de polarisation V_{ds} pour différentes fréquences et pour une tension constante $V_{gs} = -0,2$ V correspondante à différentes largeurs de ZCE est représentée dans la figure IV-12. Il est clair que, pour toutes les fréquences considérées, lorsque la tension V_{ds} augmente: (i) pour $V_{ds} < 1,35$ V, les valeurs de ΔZ_{d-} augmentent et (ii) pour $V_{ds} > 1,35$ V, les valeurs de ΔZ_{d-} décroissent (figure IV-12.a). De plus, l'augmentation des valeurs de ΔZ_{d-} devient plus importante pour les basses fréquences, pour atteindre sa valeur maximale de 2,22 dB à $f = 10$ Hz, qui est bien illustré dans la figure IV-12.b. Les résultats de la dispersion négative obtenus à différentes tensions appliquées sont regroupés dans le tableau IV-1.

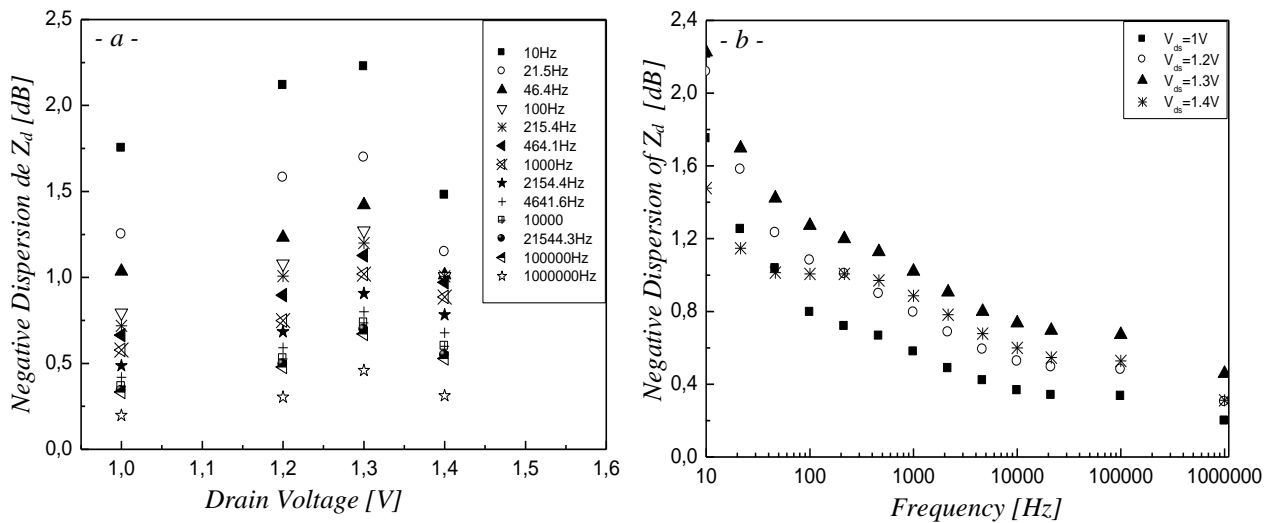


Figure IV-12 : Évaluation de la dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie en fortes tensions V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type D à $V_{gs} = -0,2 V$

V_{ds} (V)	$Z_d(10 \text{ Hz})$ (Ω)	$Z_d(10^{+6} \text{ KHz})$ (Ω)	ΔZ_{d-} (dB)
1	193,99	158,58	1,75
1,2	217,67	170,59	2,18
1,3	223,05	172,65	2,22
1,4	214,67	181,07	1,48

Tableau IV-1 : Résultats de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} à $V_{gs} = -0,2 V$ et à différentes tension V_{ds} , pour le MESFET GaAs de type D.

IV-3.3 Influence de la tension V_{ds} à $V_{gs} = -0,45 V$

a) Évolution de la variation $Z_d(V_{ds})$

Les résultats d'une étude similaire de l'impédance de sortie en forte tension V_{ds} , régime de saturation, pour le même composant, à une tension de grille égale à $-0,45 V$ sont donnés dans la figure IV-13. On note lorsque la tension V_{ds} augmente :

- (i) Pour $10 \text{ Hz} < f < 2 \text{ kHz}$: une décroissance de l'impédance de sortie (figure IV-13.a).
- (ii) Pour $2 \text{ kHz} < f < 10 \text{ kHz}$: les valeurs de Z_d sont pratiquement constantes (figure IV-13.a).
- (iii) Pour $100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$: une perturbation des valeurs de Z_d (figure IV-13.b).

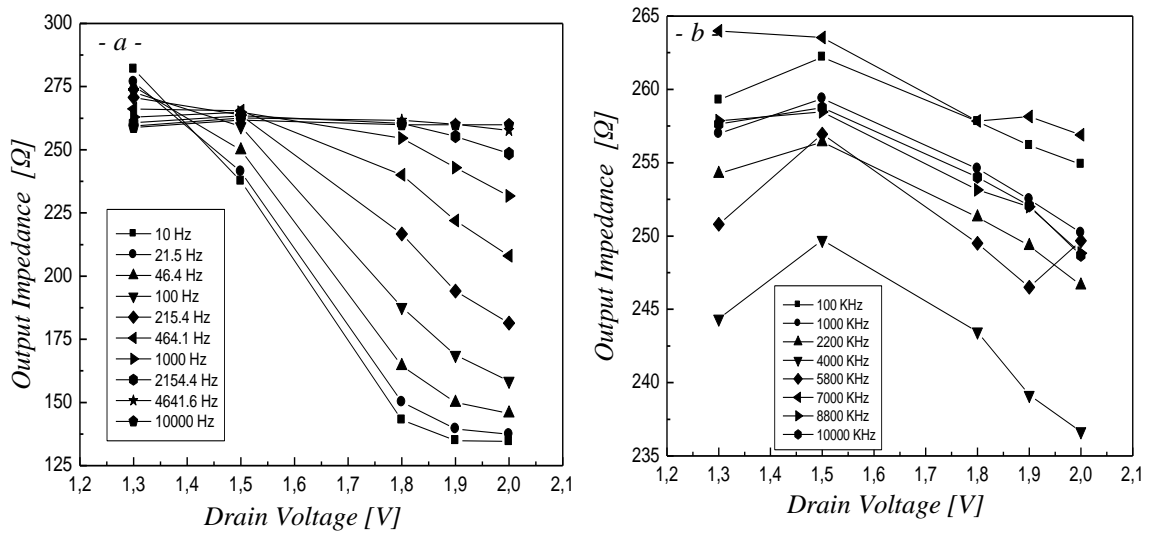


Figure IV-13 : Évolution de la variation de l'impédance de sortie en régime de saturation pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,45$ V : a) basses fréquences et b) hautes fréquences.

b) Détermination de la dispersion positive $\Delta Z_{d+}(V_{ds})$

La variation de l'impédance de sortie pour le MESFET GaAs de type D en régime de saturation et à $V_{gs} = -0,45$ V est illustré dans la figure IV-14. Un autre phénomène se manifeste : l'apparition d'une dispersion fréquentielle positive, ΔZ_{d+} . Une augmentation de ΔZ_{d+} avec la tension de drain (figure IV-14.a). Ce phénomène devient plus observable à la plus forte tension $V_{ds} = 2$ V (figure IV-14.b).

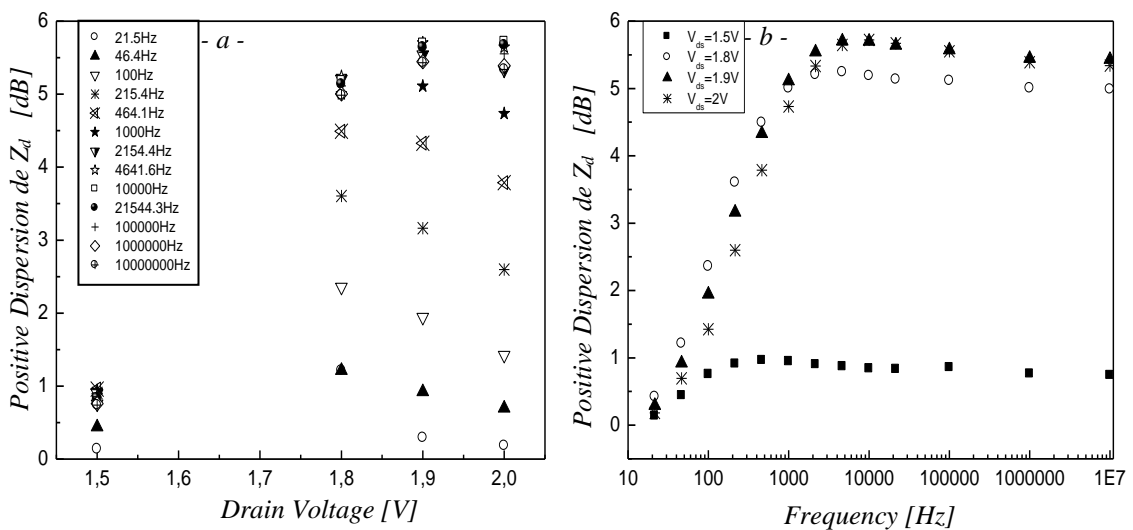


Figure IV-14 : Variation de la dispersion positive de l'impédance de sortie en régime de saturation pour le MESFET GaAs de type D, à $V_{gs} = -0,45$ V.

Le tableau IV-2, regroupe les valeurs de ΔZ_{d+} et de Z_d à deux fréquences respectives 10 Hz et 1 MHz. On constate :

- Pour $f = 10 \text{ Hz}$: Z_d décroît de 237,61 à 134,5 Ω .
- Pour $f = 1 \text{ MHz}$: Z_d décroît de 258,7 à 248,7 Ω .

Pour mieux apprécier l'écart de décroissance nous avons calculé la dispersion relative. Il est clair que cette dispersion est contrairement aux autres composants A, B et C, pour le transistor D la dispersion est positive et augmente avec la tension V_{ds} pour atteindre 5,72 dB.

V_{ds} (V)	$Z_d(10 \text{ Hz})$ (Ω)	$Z_d(1 \text{ MHz})$ (Ω)	ΔZ_{d+} (dB)
1,5	237,61	258,75	0,942
1,8	143,09	254,01	5,244
1,9	134,88	252,06	5,703
2	134,50	248,70	5,722

Tableau IV-2: Valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d+} à différentes tensions V_{ds} et à $V_{gs} = -0,45 \text{ V}$, pour le MESFET GaAs de type D.

IV-3.4 Influence de la tension de la grille en basses et hautes fréquences

La variation de $Z_d (|V_{gs}|)$ illustrée dans la figure IV-15, à V_{gs} proche de la tension de pincement, $V_p \approx -0,7 \text{ V}$. On remarque une augmentation de $Z_d (|V_{gs}|)$, ce qui explique que la plus forte valeur de Z_d apparaît au pincement. En revanche, la plus faible valeur apparaît à tension V_{gs} nulle. Par ailleurs, à chaque fréquence considérée, les valeurs de Z_d sont presque identiques pour toutes les tensions $|V_{gs}|$.

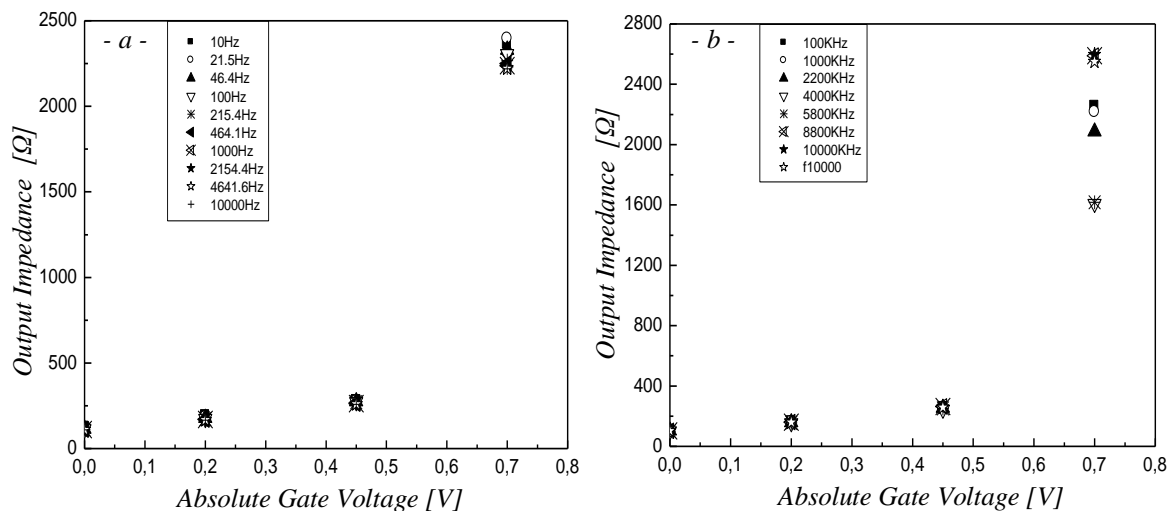


Figure IV-15: Variation de l'impédance de sortie en fonction de la tension V_{gs} à différentes fréquences pour le MESFET GaAs de type D.

IV-4 Analyses et discussions

Pour montrer l'effet des pièges profonds aux interfaces du canal conducteur des MESFETs GaAs, nous avons considéré, dans cette étude expérimentale, le comportement dispersif de l'impédance de sortie Z_d en basses fréquences. Nos investigations ont porté non seulement sur l'influence de la fréquence mais également sur l'effet des tensions de polarisation, V_{ds} et V_{gs} .

En régime ohmique, le champ électrique régnant dans le canal est faible et la dispersion fréquentielle l'est également. Par contre, en régime de saturation, le courant dans le canal, est contrôlé non seulement par l'extension de la zone de charge d'espace, ZCE, sous la grille mais également par la région de déplétion à l'interface canal/substrat. Ainsi, toute modulation de la tension de drain, V_{ds} , influence directement la largeur de ZCE aux interfaces induisant une grande dispersion.

De plus, les grandes valeurs de la tension V_{ds} facilitent la capture des électrons par les pièges localisés dans le substrat diminuant le courant de drain en basses fréquences, impliquant une dispersion négative de $Z_d(f)$. En conséquence, la dépendance de l'impédance de sortie par la fréquence est simplement liée à la constante du temps des niveaux profonds du substrat. Particulièrement, le piège EL_2 (le plus dominant dans le GaAs) dont la constante du temps (à la température ambiante) est approximativement de 17 ms.

Les mesures et l'analyse des dispersions fréquentielles positive et négative de l'impédance de sortie montrent que les dispersions relatives sont très importantes en basses fréquences et en hautes tensions V_{ds} . Ces deux phénomènes de dispersion opposés sont souvent attribués à la présence des pièges profonds dans la structure. Notons, qu'en basses fréquences, les valeurs de l'impédance de sortie sont relativement grandes car les pièges profonds peuvent suivre les variations alternatives de la tension V_{ds} . Cependant, en hautes fréquences ces pièges ne donnent pas une réponse aux changements du signal et l'impédance de sortie décroît.

Le phénomène de la dispersion fréquentielle positive est nouveau pour les transistors MESFETs GaAs, habituellement caractérisés par un seul type de dispersion (dispersion négative). La présence des deux dispersions à la fois prouve qu'ils existent au moins deux phénomènes responsables. La compréhension de ces phénomènes permettra d'écarter beaucoup de complications.

Quelques résultats de ΔZ_{d-} et ΔZ_{d+} regroupées dans le tableau IV-3, en faibles et forts élargissements des zones de charges d'espace ZCE des MESFETs GaAs de type A, B, C et D, sont obtenus à différentes tensions V_{ds} et V_{gs} . Nous avons trouvé deux phénomènes différents:

- Pour les faibles élargissements de ZCE, on note seulement une dispersion fréquentielle négative de l'impédance de sortie : (i) de faibles valeurs de ΔZ_{d-} n'excédant pas 0,67 dB avec de faibles valeurs de $Z_d(f)$ et (ii) une croissance de la valeur de ΔZ_{d-} de 13 fois lorsque V_{ds} augmente de cinq fois pour le type B avec croissance de $Z_d(f)$.
- En forte extension de ZCE, deux types de dispersions se manifestent : (i) augmentation de ΔZ_{d-} très importante qui peut atteindre 4,90 dB et (ii) croissance de ΔZ_{d+} très importante qui peut atteindre 5,72 dB.

	Types des Transistors	V_{ds} (V)	V_{gs} (V)	ΔZ_{d-} (dB)	ΔZ_{d+} (dB)		
Faibles Elargissements des ZCE	Type A	0,1	0	0,05	/		
		0,3	0	0,24	/		
		0,5	0	0,40	/		
	Type B	0,1	0	0,04	/		
		0,3	0	0,15	/		
		0,5	0	0,54	/		
	Type C	0,1	0	0,05	/		
		0,3	0	0,23	/		
		0,5	0	0,67	/		
	Type D	0,1	0	/	/		
		0,3	0	0,09	/		
		0,4	0	0,06	/		
0,5		0	0,19	/			
Forts Elargissements des ZCE	Type A	0,55	-0,2	4,13	/		
		0,6	-0,2	4,04	/		
		0,7	-0,2	4,86	/		
		0,9	-0,2	4,90	/		
	Type B	1	-0,2	2,56	/		
		1,5	-0,2	2,70	/		
	Type C	1	-0,45	3,09	/		
		1,5	-0,45	3,40	/		
		2	-0,45	2,05	/		
	Type D	1	1,5	-0,2	-0,45	1,39	0,94
		1,2	1,8	-0,2	-0,45	1,59	5,24
		1,3	1,9	-0,2	-0,45	1,49	5,70
1,4		2	-0,2	-0,45	0,88	5,72	

Tableau IV-3 : Résultats de la dispersion ΔZ_{d-} et ΔZ_{d+} en forts et faibles largeurs de ZCE, pour tous les types MESFETs GaAs.

Pour cette raison, on peut déduire qu'en fortes tensions de polarisation les valeurs de $Z_d(f)$ et ΔZ_{d-} sont très élevée pour le type B à comparer à celles mesurées en faibles tensions. Cette augmentation peut être directement liée à l'élargissement des zones de charges d'espace. Pour cela, les états de surface chargés négativement affectent le champ électrique au bord de la grille en apportant une charge supplémentaire négative qui permet de déterminer les lignes de champs électrique à partir des ions donneurs positifs localisés dans les zones dépeuplées.

IV-5 Conclusion

Dans cette étude, nous avons mis en évidence l'effet de la polarisation de drain et de grille sur la variation de l'impédance de sortie. Par conséquent, (i) l'augmentation des deux tensions V_{ds} et $|V_{gs}|$ engendre une croissance de $Z_d(f)$, (ii) augmentation des deux dispersions négative ΔZ_{d-} et positive ΔZ_{d+} lorsque la tension de drain croit, (iii) la tension de grille proche de pincement n'influence plus la variation de la dispersion négative et (iv) les deux dispersions sont négligeables en hautes fréquences.

Alors, pour les faibles largeurs de ZCE : de très faibles valeurs de $Z_d(f)$ sont associées à des valeurs négligeables de ΔZ_{d-} et ΔZ_{d+} . Par contre, pour les fortes extensions de ZCE : les valeurs de $Z_d(f)$ augmentent considérablement et sont associées à des augmentations de ΔZ_{d-} et ΔZ_{d+} . Par conséquent, l'élargissement de ZCE introduit deux dispersions fréquentielles négative et positive de l'impédance de sortie qui peut limiter les applications potentielles des composants microélectroniques modernes.

Par conséquent, l'extension des largeurs des ZCE aux interfaces surface/canal conducteur et canal/substrat semi-isolant influence ces deux dispersions. Pour cela on peut supposer que les états de surface qui sont chargés négativement aux faibles fréquences sont la cause de la dispersion fréquentielle positive de Z_d et les pièges localisées à l'interface canal/substrat peuvent être les responsables de la dispersion fréquentielle négative. Cependant, l'effet de ces pièges localisées aux interfaces surface/canal et canal/substrat devient négligeable lorsque la fréquence augmente. En effet, ils n'auront pas le temps de réagir, donc $Z_d(f)$ est presque stable. Ceci entraîne la dégradation des performances en puissance large signal du composant et affecte la fiabilité des transistors.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les systèmes de communication modernes et performants requièrent à l'heure actuelle des systèmes d'amplifications de très bonnes performances tant par le niveau de puissance qu'ils doivent générer que par les fréquences élevées auxquelles ils doivent fonctionner. La conception d'amplificateurs de fortes puissances pour les applications micro-ondes et radiofréquences repose sur plusieurs points clefs. Nous citons particulièrement une connaissance approfondie de la technologie des transistors de puissance MESFETs GaAs qui est aujourd'hui en pleine évolution. De plus, il est à noter que les résultats récents obtenus sur la dispersion basse fréquence de l'impédance de sortie sont importants dans la réalisation d'amplificateur de puissance.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'impédance de sortie dans les MESFETs GaAs fortement dépendante de la fréquence et des conditions de polarisation. Cette dépendance non seulement présente des difficultés dans la conception de beaucoup de circuits intégrés analogiques mais également provoque un retard de propagation dans les circuits numériques. Les investigations ont été menées sur quatre types de MESFETs GaAs, dans la

gamme de fréquence [10 Hz – 10 MHz] à différentes tensions de polarisation drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} .

Les résultats présentés dans cette thèse montre que la dispersion de l'impédance de sortie, Z_d , en fonction de la fréquence est prépondérante dans les structures MESFETs GaAs quand le dispositif fonctionne en régime de saturation. Elle peut être de type (i) négatif qui se traduit par une décroissance de l'amplitude de Z_d lorsque la fréquence augmente ou (ii) positif décrit par une augmentation de l'amplitude de Z_d avec celle de fréquence.

En régime ohmique, il a été constaté que (i) les valeurs de $Z_d(f)$ sont très faibles à comparer à celles du régime de saturation, (ii) pour tous les types de MESFETs GaAs étudiés, une dispersion pratiquement négligeable dans toute la gamme de fréquence utilisée [10 Hz – 10 MHz] et (iii) une pseudo-dispersion qui reste négligeable apparaît lorsque la tension V_{ds} devient importante. Par contre, à la zone de transition (entre le régime ohmique et celui de saturation), une grande dispersion se manifeste et elle peut même atteindre 300%.

La dispersion fréquentielle négative a été observée dans les quatre MESFETs GaAs étudiés. Cependant, la dispersion fréquentielle positive est présente uniquement dans un seul composant (MESFET GaAs de type D). Particulièrement, dans le MESFET GaAs de type D, les deux dispersions fréquentielle négative et positive se manifestent. Ce phénomène est nouveau pour les transistors MESFETs GaAs, habituellement caractérisés par un seul type de dispersion (dispersion négative). La présence des deux dispersions à la fois prouve qu'ils existent au moins deux phénomènes responsables. Ces phénomènes sont souvent attribués à la présence des pièges profonds localisés dans la structure. Notons, qu'en basses fréquences, les valeurs de l'impédance de sortie sont relativement grandes car les pièges profonds peuvent suivre les variations alternatives de la tension V_{ds} . Cependant, en hautes fréquences ces pièges ne donnent pas une réponse aux changements du signal et l'impédance de sortie décroît.

Quant à l'influence des largeurs des zones de charge d'espace, ZCE, sur la dispersion relative de l'impédance de sortie en régime de saturation, il a été constaté aux faibles tensions de polarisation, le champ électrique régnant dans le canal est faible et la dispersion fréquentielle l'est également. Par contre, en régime de saturation, le courant dans le canal, est contrôlé non seulement par l'extension de la zone des charges d'espace, ZCE, sous la grille mais également

par la région de déplétion à l'interface canal/substrat. Ainsi, toute modulation de la tension de drain V_{ds} influence directement la largeur de ZCE à l'interface induisant une grande dispersion. De plus, les grandes valeurs de V_{ds} facilitent la capture des électrons par les pièges localisés dans le substrat diminuant ainsi le courant de drain. En conséquence, on pourrait penser que la dépendance de l'impédance de sortie par la fréquence est liée à la constante du temps des niveaux profonds dans le substrat.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Introduction Générales

- [1] D. Annaing, “*Elaboration, Cristallogenèse et Caractérisation Physico-chimique des Nitrures des Eléments de la Colonne IIIA et en Particulier de GaN*”, Thèse de Doctorat, Université de Science et Technologies. Bordeaux I, (2003).
- [2] Y. Nakajima, “*A GaAs 16.16 bit Parallel Multiplier*”, IEEE J. Solid State Circuits (USA), Vol. SC-18(8), p. 599-603, (1983).
- [3] W. Xie, Y. Wang, M. R. Melloch and Al, “*Development of Nonvolatile Random Accessmemories in 6H-SiC*”, Inst. Phys. Conf. Series, Silicon Carbide and Related Matrerials, Vol. 142, p. 785-788, (1996).
- [4] J. Y. Duboz, “*Matériaux Semi-conducteur à Grand Gap III-V à Base de GaN*”, Technique de l’Ingénieur, Traité Electronique, (E1 1995-1/E1 1995-24), (1999).
- [5] N. Matsunaga, M. Yamamoto, Y. Hatta and H. Masuda, “*An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(5), p. 1194-1199, (2003).
- [6] P. C. Canfield and D. J. Allstot, “*A P-Well GaAs MESFET Technologie for Mixed-Mode Applications*”, IEEE Solid-State Circuits, Vol. 25(6), p. 1544-1549, (1990).
- [7] M. Schoon, “*A Novel Bias-Dependent Small-Signal Model of the Dual-Gate MESFET*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 42, p. 212-216, (1994).
- [8] C. Licqurish, M. J. Howes and C. M. Snowden “*A New Model for the Dual-Gate GaAs MESFET*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 37(10), p. 1497-1505, (1989).
- [9] L. H. Zhu, A. Christon and D. F. Barbe, “*High-Temperature Device Performance and Thermal Characteristics of GaAs MESFETs on CVD Dianmond Subsrates*”, Qual. Relai. Engng. Int, Vol. 16, p. 527-536, (2000).
- [10] R. V. Walle, R. L. V. Meirhaeghe, W. H. Lafkre and F. Cardon, J. Appl. Phys, Vol. 74(3), p. 1885, (1993).
- [11] E.H. Rhoderick and R. H. Williams, “*Metal Semiconductor Contacts*”, Clarandon Press, Oxford University Press, Vol. 48, p. 20, (1988).

- [12] R. H. Williams and G. Y. Robinson, "Physics and Chemistry of III-V Compound Semiconductor Interfaces", in C. W. Wilmsen (Ed), Plenum Press, New York, (1985).
- [13] K. P. Kamloth, Chem. Rev, Vol. 108, p. 367, (2008).
- [14] H. Korkut, N. Yildirim and A. Turut, "Temperature Dependent Current Voltage Characteristics of Cr/n-GaAs Schottky Diodes", Microelectronic Engineering, in Press, (2008).
- [15] J. Wurfl and B. Janke, "Technology Towards GaAs MESFET Based IC for high Temperature Applications", Materials Science and Engineering, Vol. B46, p. 52-56, (1997).
- [16] T. Bottner, K. Fricke, A. Goldhorn, H. L. Hartnagel, A. Rapp, S. Ritter and J. Wurfl, Proc. 1st. Int. High Temperature Electronics Conf, Albuquerque, NM, p. 77-82, (1991).
- [17] C. Wilson, A. O'Neil, S. Baler and J. Nohava, Mater. Sci. Eng, Vol. B29, p. 54-57, (1995).
- [18] J. Wurfl, B. Janke, K. H. Roach and S. Theirbach, 22nd Int. Symp. on Compound Semiconductor (ISCS), Cheju Island, Korea, p. 615-620, (1995).
- [19] P. Baureis, J. Gerber, B. Janke and J. Wurfl, 3rd Int. Conf. on High Temperature Electronics Conf, Albuquerque, NM, (1996).
- [20] M. Shur, T. A. Fjeldly, T. Ytterdal and K. Lee "Unified GaAs MESFET Model for Circuit Simulation", Int. J. High Speed Electron, Vol. 3(2), p. 201-233, (1992).
- [21] J. Conger, A. Peczalski and M. Shur "Temperature Modeling of GaAs DCFL", Int. J. High Speed Electron, Vol. 3(2), p. 171-199, (1992).
- [22] M. Rocchi, "Status of the Surface and Bulk Parasitic Effects Limiting the Performance of GaAs IC's", Elsevier Science Publishers B. V, Physica, Vol. 129B, p. 119-138, (1985).
- [23] N. M. Memon, M. M. Ahmed and F. Rehman, "A Comprehensive Four Parameters I-V Models for GaAs MESFET Output Characteristics", Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 51, p. 511-516, (2007).
- [24] W. A. Wohlmuth, B. Davenport, T. Bowman, P. Hamilton, R. Hallgren, F. S. Pool and A. Turudic, "High Performance GaAs MESFETs with Molecular Implanted and Optimized Lowly-doped Drain Structure for Maximised Speed, Gain and Breakdown Performance", Solide-State Electronics, Vol. 49, p. 1978-1985, (2005).
- [25] C. C. Meng and W. Wang, "High-Linear-Power MESFET Devices Using Source-degeneration Inductance and Input-Impedance Mismatch", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48(5), p. 953-954, (2006).
- [26] H. Harnal, A. Basu, S. K. Koul, R. K. Khatri, H. P. Vyas and A. Kumar, "An Improved Model for GaAs MESFETs Suitable for a Wide Bias Range", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17(1), p. 52-54, (2007).
- [27] N. M. Memon, M. M. Ahmed and F. Rehman, "A Comprehensive Four Parameters I-V Models for GaAs MESFET Output Characteristics", Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 51, p. 511-516, (2007).

- [28] C. A. Mead, "Schottky Barrier Gate Effect Transistor", Proc. IEEE, Vol. 54, p. 307, (1966).
- [29] L. E. Larson, "An Improved GaAs MESFET Equivalent Circuit Model for Analog Integrated Circuit Applications", IEEE Solid State Circuits, Vol. SC-22(4), p. 567-574, (1987).
- [30] N. Matsunaga, M. Yamamoto, Y. Hatta and H. Masuda, "An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(5), p. 1194-1199, (2003).
- [31] N. Matsunaga, M. Yamamoto, Y. Hatta and H. Masuda, "An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(5), p. 1194-1199, (2003).
- [32] S. Nakajima, M. Yanagisawa and E. Tsumura, "High-Performance GaAs MESFET's With Advanced LDD Structure for Digital, Analog, and Microwave Applications", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 46(1), p. 38-47, (1999).
- [33] T. Ytterdal, B. J. Moon, A. Fjeldly and M. S. Shur, "Enhanced GaAs MESFET CAD Model for a wide Range of Temperature", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 42(10), p. 1724-1733, (1995).
- [34] H. A. Hung et Al, "V-Band GaAs MMIC Low Noise and Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, Vol. 36, p. 1966-1975, (1988).
- [35] M. J. Golio and J. R. C. Golio, "Projected Frequency Limits of GaAs MESFETs", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 39, p. 142-146, (1991).
- [36] T. Enoki, S. Sugitani and Y. Yamane, "Characteristics Including Electron Velocity Overshoot for 0.1 μ m-gate-length GaAs SAINT MESFETs", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 37, p. 935-941, (1990).
- [37] P. H. Ladbrooke, "MMIC Design GaAs FET's and HEMTs", Boston, MA: Artech House, (1989).
- [38] V. Nair, "Low Current Enhancement Mode MMIC's for Portable Communication Applications", in Proc. GaAs IC Symp, p. 67-70, (1989).
- [39] S. Jit and N. V. L. N. Murty, "Analytical study of the photo-effects on common-source and common-drain microwave oscillators using high pinvh-off n-GaAs MESFETs", Elsevier. Microelectronics Journal, Vol. 37, p. 452-458, (2006).
- [40] S. B. B. Pal and R. U. Khan, "Optically-controlled ion-implanted GaAs MESFET characteristic with opaque gate", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 45(1), p. 78-84, (1998).
- [41] N. S. Roy and B. B. Pal, "Frequency-dependent OPFET Characteristics with improved absorption under back illumination", J. Lightwave. Technology, Vol. 18(4), p. 604-612, (2000).

- [42] N. V. L. N. Murty and S. Jit, "A New Analytical Model for Photo Dependent Capacitances of GaAs MESFET's With Emphasis on the Substrate Related Effects", *Solid State. Electronics*, Vol. 50, p. 1716-1727, (2006).
- [43] D. Pascal, P. Dansas, C. Bru and S. Laval, "MESFET GaAs à Grille Interrompue Analyse du Fonctionnement pour la Photo Détection", *Revue Phys. Appl*, Vol. 22, p. 931-934, (1987).
- [44] W. Shockley, "A Unipolar Field Effect Transistor", *Proc. IRE*, Vol. 40, p.1365-1383, (1952).
- [45] M. B. Das, "Millimeter Wave Parformance of Ultra Submicrometer Gate Field Effect Transistors: A Comparison of MODFET, MESFET and PBT Structure", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-34, p. 1429-1440, (1987).
- [46] J. A. Adams et Al, "Carrier Transit Delays in Nanometer Scale GaAs MESFETs", *IEEE Electron Device Letter*, Vol. 14, p. 85-87, (1993).
- [47] G. Gomila and J. M. Rubi, "Relation for the Nonequilibrium Population of the Interface States : Effects on the Bias Dependence of the Ideality Factor", *Revue Phys. Appl*, Vol. 81(6), p. 2674-2681, (1997).
- [48] Y. S. Lou and C. Y. Wu, "A Self Consistent Characterization Methodology for Schottky Barrier Diodes and Ohmic Contacts", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, p. 558-566, (1994).
- [49] C. C. Penalosa and C. S. Aitchison, "Modelling Frequency Dependence of Output Impedance of Microwave MESFET at Low Frequencies", *Electronics Letters*, Vol. 21(12), p. 528-529, (1985).
- [50] L. E. Larson, "An Improved GaAs MESFET Equivalent Circuit Model for Analog Integrated Circuit Applications", *IEEE Solid State Circuits*, Vol. SC-22(4), p. 567-574, (1987).
- [51] D. Gitlin, C. R. Viswanathan and A. A. Abidi, "Output Impedance Frequency Dispersion and Low Frequency Noise in GaAs MESFETs", *Journal de Physique*, Vol. 49(9), p. C4/201-C4/204, (1988).
- [52] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima and H. Kodera, "Characterization of the Frequency Dispersion of Transconductance and Drain Conductance of GaAs MESFET", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 50(10), p. 2032-2038, (2003).
- [53] C. C. Meng and W. Wang, "High-Linear-Power MESFET Devices Using Source-degeneration Inductance and Input-Impedance Mismatch", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48(5), p. 953-954, (2006).
- [54] H. Tranduc et al, "Substrate and Interface Effects in GaAs FETs", *Revue Phys. Appl*, Vol. 13, p. 655-659, (1978).
- [55] P. Canfield, J. Meringer and L. Forbes, "Buried Channel GaAs MESFETs With Frequency Independent Output Conductance", *IEEE Electron Device Letter*, Vol. EDL-8, p. 88-89, (1987).

Chapitre 1

- [1] L. H. Zhu, A. Christou and D. F. Barbe, “*High-Temperature Device Performance and Thermal Characteristics of GaAs MESFETs on CVD Diamond Substrates*”, Qual. Reliab. Engng. Int, Vol. 16, p. 527-536, (2000).
- [2] A. Wakejima, K. Ota and K. Matsunaga, “*Study of Surface Trap Induced Gate Depletion Region of Field Modulating Plate GaAs-FETs*”, Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 50, p. 372-377, (2006).
- [3] H. Korkut, N. Yildirim and A. Turut, “*Temperature Dependent Current Voltage Characteristics of Cr/n-GaAs Schottky Diodes*”, Microelectron. Engineering, in press, (2008).
- [4] “*Special Issue on Microwave Field Effect Transistors*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-24, (1976).
- [5] N. M. Memon, M. M. Ahmed and F. Rehman, “*A Comprehensive Four Parameters I-V Models for GaAs MESFET Output Characteristics*”, Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 51, p. 511-516, (2007).
- [6] R. Van de Walle, R. L. Van Meirhaeghe, W. H. Lafkre and F. Cardon, Revue Phys. Appl., Vol. 74(3), p. 1885, (1993).
- [7] E. H. Rhoderick and R. H. Williams, “*Metal SemiConductors Contacts*”, Clarendon Press, Oxford University Press, Vol. 48, p. 20, (1988).
- [8] R. H. Williams and G. Y. Robinson, “*Physics and Chemistry of III-V Compound Semiconductor Interfaces*”, C. W. Wilmsen (Ed), Plenum Press, New York (1985).
- [9] K. P. Kamloth, Chem. Rev, Vol. 108, p. 367, (2008).
- [10] J. S. Berrera and J. Archer, “*InP Schottky-gate Field Effect Transistor*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-22, p. 1023-1030, (1975).
- [11] M. M. Ahmed, “*Effects of Active Channel Thickness on Submicron GaAs Metal Semiconductor Field Effect Transistor Characteristics*”, J. Vac. Sci. Technol, Vol. B-16(3), p. 968-971, (1998).
- [12] N. Matsunaga, M. Yamamoto, Y. Hatta and H. Masuda, “*An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(5), p. 1194-1199, (2003).
- [13] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima and H. Kodera, “*Characterization of the Frequency Dispersion of Transconductance and Drain Conductance of GaAs MESFET*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(10), p. 2032-2038, (2003).
- [14] W. A. Wohlmuth, B. Davenport, T. Bowman, P. Hamilton, R. Hallgren, F. S. Pool and A. Turudic, “*High Performance GaAs MESFETs with Molecular Implanted and Optimized*

- Lowly-doped Drain Structure for Maximised Speed, Gain and Breakdown Performance*", Solide-State Electronics, Vol. 49, p. 1978-1985, (2005).
- [15] C. C. Meng and W. Wang, "High-Linear-Power MESFET Devices Using Source-degeneration Inductance and Input-Impedance Mismatch", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48(5), p. 953-954, (2006).
- [16] N. Sengouga and N. A. Abdeslam, "Dependence of Backgating on the Type of Deep Centres in the Substrate of GaAs FETs", Solide-State Electronics, Vol. 52, p. 1039-1042, (2008).
- [17] Y. Hasumi, T. Oshima, N. Matsunaga, and H. Koderu, "Analysis of the Frequency Dispersion of Transconductance and Drain Conductance in GaAs MESFETs", Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 89(4), p. 20-28, (2006).
- [18] J. M. Dumas, J. F. Bresse and D. Lecrosnier, "Dégradation des MESFETs GaAs: mécanismes liés à l'interface GaAs/SiO₂", Revue Phys. Appl, Vol. 22, p. 299-302, (1987).
- [19] J. C. Irvin, "The Reliability of GaAs FETs, GaAs FET Principles and Technology", in J. V. Dilorenzo and D. D. Khandelwal, Eds. (Dedham), p. 349-400, (1982).
- [20] J. E. Davey and A. Christou, "Reliability and Degradation of Active III-V Semiconductor Devices", in M. J. Howes and D. V. Morgan (Eds), "Reliability and Degradation", Ch.5 (Wiley U. K), p. 237-300, (1981).
- [21] M. Omori, J. N. Wholey and J. F. Gibbons, "Accelerated Active Life Test of GaAs FET and a New Failure Mode", 18th Annu. Proc. Reliability Physics, p. 134-139, (1980).
- [22] H. A. Fukui and al, "Reliability of Power GaAs Field Effect Transistors", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-29, p. 395-401, (1982).
- [23] S. H. Wemple and Al, "Long Term and Instantaneous Burnout in GaAs Power FETs : Mechanisms and Solutions", IEEE Transactions on Electron Devices Letters, Vol. ED-28, p. 834-840, (1981).
- [24] J. M. Dumas, J. Paugam and C. L. Mouellic, "Evidence of Detrimental Surface Effects on GaAs Power MESFETs", IEEE Transactions on Electron Devices Letters, Vol. 18(25/26), p. 1094-1095, (1982).
- [25] C. L. Mouellic, S. Mottet, J. M. Dumas and D. Lecrosnier, "Influences des Défauts de Surface sur le Comportement des MESFET GaAs", Revue Phys. Appl, Vol. 19, p. 149-154, (1984).
- [26] C. Canali, F. Castaldo, F. Fantini, D. Ogliairi, L. Umena and E. Zanoni, "Gate Metallization Sinking Into the Active Channel in Ti/W/Au Metallized Power MESFETs", IEEE Transactions on Electron Devices Letters, Vol. EDL-7(3), p. 185-187, (1986).
- [27] N. Scheinberg, R. Bayruns and R. Gayal, "A Low Frequency GaAs MESFET Circuit Model", IEEE Solid-State Circuits, Vol. 23(2), p. 605-608, (1988).
- [28] N. Scheinberg, "Designing High Speed Operational Amplifiers With GaAs MESFETs", IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, Philadelphia, PA, p. 4-7, (1987).

- [29] C. C. Meng and W. Wang, "High-Linear-Power MESFET Devices Using Source-Degeneration Inductance and Input-Impedance Mismatch", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48(5), p. 953-954, (2006).
- [30] H. Harnal, A. Basu, S. K. Koul, R. K. Khatri, H. P. Vyas and A. Kumar, "An Improved Model for GaAs MESFETs Suitable for a Wide Bias Range", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 17(1), p. 52-54, (2007).
- [31] J. A. R. Harnandez, "Comments on A Self-Backgating GaAs MESFET Model for Low Frequency Anomalies", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 39(3), p. 750, (1992).
- [32] M. Lee and L. Forbes, "A Self-Backgating GaAs MESFET Model for Low Frequency Anomalies", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 37(10), p. 2148-2157, (1990).
- [33] D. Gitlin, C. R. Viswanathan and A. A. Abidi, "Output Impedance Frequency Dispersion and Low Frequency Noise in GaAs MESFETs", *Journal de Physique*, Vol. 49(9), p. C4/201-C4/204, (1988).
- [34] V. R. Balakrishnan, V. Kumar and S. Ghosh, "Experimental Evidence of Surface Conduction Contributing to Transconductance Dispersion in GaAs MESFETs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 44(7), p. 1060-1065, (1997).
- [35] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J. P. Fortea and M. Pouysegur, "Analysis of Capacitance and Transconductance Frequency Dispersions in MESFETs for Surface Characterization", *Solid-State Electronics*, Vol. 29(10), p. 1087-1097, (1986).
- [36] K. J. Choi and J. L. Lee, "Interpretation of Transconductance Dispersion in GaAs MESFET Using Deep Level Transient Spectroscopy", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 48(2), p. 190-195, (2001).
- [37] J. M. Golio, M. G. Miller, G. N. Maracas and D. A. Johnson, "Frequency Dependent Electrical Characteristics of GaAs MESFETs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 37(5), p. 1217-1227, (1990).
- [38] J. R. Tellez, B. P. Stothard and M. A. Daas, "Static, Pulsed and Frequency dependent Current Voltage Characteristics of GaAs FETs", *IEE Proc-Circuits Devices Syst*, Vol. 143(3), p. 129-133, (1996).
- [39] C. C. Penalosa and C. S. Aitchison, "Modelling Frequency Dependence of Output Impedance of Microwave MESFET at Low Frequencies", *Electronics Letters*, Vol. 21(12), p. 528-529, (1985).
- [40] L. E. Larson, "An Improved GaAs MESFET Equivalent Circuit Model for Analog Integrated Circuit Applications", *IEEE Solid State Circuits*, Vol. SC-22(4), p. 567-574, (1987).
- [41] Y. Mitani, D. Kasai and K. Horio, "Analysis of surface-State and Impact Ionization Effects on Breakdown Characteristics and Gate Lag Phenomena in Narrowly Recessed Gate GaAs MESFET", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 50(2), p. 285-291, (2003).

- [42] J. Conger, A. Peczalski and M. S. Shur, "Modeling Frequency Dependence of GaAs MESFET Characteristics", IEEE Solid State Circuits, Vol. 29(1), p. 71-76, (1994)
- [43] P. C. Canfield, S. C. F. Lam and D. J. Allstot, "Modeling of Frequency and Temperature Effects in GaAs MESFETs", IEEE Solid State Circuits, Vol. 25(1), p. 299-306, (1990).
- [44] P. C. Canfield and D. J. Allstot, "A P-Well GaAs MESFET Technology for Mixed Mode Applications", IEEE Solid State Circuits, Vol. 25(6), p. 1544-1549, (1990).
- [45] S. Choi and M. B. Das, "Origin and Modeling of the Frequency Dependent Output Conductance in Microwave GaAs MESFETs With Buried P-Layer", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41(10), p. 1725-1733, (1994).
- [46] K. Lu, P. McIntosh, C. M. Snowden and R. D. Pollard, "Low Frequency dispersion and its Influence on the Intermodulation Performance of AlGaAs/GaAs HBTs", 1996 IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig 3, p. 1373-1376, (1996).
- [47] A. Costantini, R. P. Paganelli, P. A. Traverso and Al, "Accurate Prediction of PHEMT Intermodulation Distorsion Using the Nonlinear Discrete Convolution Model", 2002 IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig 2, p. 857-860, (2002).
- [48] I. Schmale, F. V. Raay and G. Kompa, "Dispersive Table Based Large Signal FET Model Validate in Analysis of MMIC Frequency Doubler", Proc 26th Euro Micro-wave Conf, Prague, p. 260-263, (1996).
- [49] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi and E. Limiti, "High Efficiency Low Voltage Power Amplifier Design by Second Harmonic Manipulation", Int J RF and Micro-wave CAE 10, p. 19-32, (2000).
- [50] J. Staudinger, M. Golio, C. Woodin and M. C. Baca, "Consideration for Improving the Accuracy of Large Signal GaAs MESFET Models to Predict Power Amplifier Circuit Performance", IEEE Solid State Circuits, Vol. 29(3), p. 366-373, (1994).
- [51] L. E. Larson, "Gallium Arsenide MESFET Modeling For Analog Integrated Circuit Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-33, p. 1383-1394, (1985).
- [52] P. C. Canfield, J. Medinger and L. Forbes, "Buried Channel GaAs MESFETs With Frequency Independent Output Conductance", IEEE Electron Device Letters, Vol. EDL-8(3), p. 88-89, (1987).
- [52] G. Martin, A. Mitonneau and A. Mircea, "Electron Traps in Bulk and Epitaxial GaAs Crystals", Electron Letters, Vol. 13, p. 191-193, (1977).
- [53] S. H. Lo and C. P. Lee, "Numerical Analysis of the Frequency Dependent Output Conductance of GaAs MESFETs", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 38(8), p. 1693-1700, (1991).

- [54] M. K. Chattopadhyay and S. Tokekar, "Thermal Model for dc Characteristics of Algan/Gan HEMTs Including Self-heating Effect and Non-linear Polarization", *Microelectronics Journal*, Vol. 39, p. 1181-1188, (2008).
- [55] S. C. F. Lam, P. C. Canfield, A. J. M. Camant and D. J. Allstot, "Analytical Model of GaAs MESFET Output Conductance", *IEEE GaAs IC Symp. Tech. Dig.*, p. 203-206, (1988).
- [56] J. M. Golio, M. G. Miller, G. N. Maracas and A. Johnson, "Frequency dependent Electrical Characteristics of GaAs MESFETs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 37, p. 1217-1227, (1990).
- [57] K. Horio, H. Yanai and T. Ikoma, "Numirecal Simulation of GaAs MESFETs on the Semi-insulating Substrate Compensated by Deep Traps", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 35, p. 1778-1784, (1988).
- [58] M. M. Ahmed, "Optimization of Active Channel Thickness of mm-Wavelength GaAs MESFETs by Using a Nonlinear I-V Model", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 47(2), p. 299-303, (2000).
- [59] D. R. Webster, A. E. Parker and D. G. Haigh, "HEMT Model Based on the Parker Skellern MESFET Model", *Electron Letters*, Vol. 32(5), p. 493-494, (1996).
- [60] B. Kramer and A. Mircea, "Determination of Saturated Electron Velocity in GaAs", *Revue Phys. Appl. Lett*, Vol. 26(11), p. 623-625, (1975).
- [61] I. Mojzes, B. Podor and I. Balogh, "On The Temperature Dependence of Peak Electron Velocity and Threshold Field Measured on GaAs Gunn Diodes", *Phys. Status. Solidi (a)*, Vol. 39(2), p. K123-K125, (1977).
- [62] W. A. Wohlmuth, B. Davenport, T. Bowman, P. Hamilton, R. Hallgren, F. S. Pool and A. Turudic, "High Temperature Carrier Transport in N-Type Epitaxial GaAs", *Solide-State Electronics*, Vol. 23, p. 109-116, (1980).
- [63] P. Lindquist, "A Model Relating Electrical Properties and Impurity Concentrations in Semi-insulating GaAs.", *Revue Phys. Appl.*, Vol. 48, p. 1262-1267, (1977).
- [64] C. Kocot, C. Stolte, "Backgating in GaAs MESFETst", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 29, p. 1059-1064, (1982).
- [65] L. F. Eastman and M. S. Shur, "Substrate Current in GaAs MESFETs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-26, p. 1359-1361, (1979).
- [66] K. Lee, "Semiconductor Device Modeling for VLSI", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, (1993).
- [67] C. Pavageau, "Utilisation des technologies CMOS SOI 130 nm pour des Application en Gamme Millimétriques", Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l'ingénieur. Lille, (2005).

Chapitre II

- [1] O. Vanbésien, “*Nanoélectronique: un passeport pour le nanomonde*”, Technique de l’ingénieur, Traité Electronique, RE 32-1, (2005).
- [2] M.C. Gaidis, H. M. Rickett, C. D. Smith and A. Coll, “*2.5 THz Receiver front end for spaceborne applications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 46(4), p. 733-9, (2000).
- [3] A. A. D. Salles, “*Optical control of GaAs MESFETs*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-31(10), p. 812-820, (1983).
- [4] P. Chakrabarti, A. Gupta and N. A. Khan “*An Analytical model of GaAs OPFET*”, Solide State Electron, Vol. 39(10), p. 1481-1490, (1996).
- [5] S. Jit and B. B. Pal, “*A New optoelectronic integrated device for light amplifying optical switch*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 48, p. 2732-2739, (2001).
- [6] A. Paollela and P. R. Herezfeld, “*Optical gain control of a GaAs MMIC distributed amplifier*”, Microwave, Opt Thec. Lett Vol. 1, p. 13-16 (1988).
- [7] H. J. Sun, R. J. Gutmann and J. M. Borrego, “*Photoeffects in common-source and common-drain microwave GaAs MESFET oscillators*”, Solide State Electron, Vol. 24(10), p. 935-940, (1981).
- [8] S. Jit and B. B. Pal, “*New Optoelectronic integrated device for optically controlled microwave oscillators*”, IEE Proc. Optoelectron, Vol. 151(03), p. 177-182, (2004).
- [9] A. J. Seeds, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 50, p. 877-887, (2002).
- [10] S. J. Rossek and C. E. Free, IEE Electron Commun Eng J, Vol. 6, p. 21-30 (1994).
- [11] J. Rodriguez-Tellez, K. A. Mezher, N. T. Ali, T. Fernandez, A. Mediavilla, A. Tazon and Al, In: Proc electronics, circuits and systems (ICECS), 10 th international conference, Sharjah, UAE, p. 970, (2003).
- [12] S. Kawasaki, H. Shiomi and K. Matsugatani, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 46, p. 820-829, (1998).
- [13] J. F. Ahadian, P. T. Vaidyanathan, S. G. Patterson, Y. Royter, D. Mull, G. S. Petrich and Al, IEEE J. Quantum Electron Vol. 34, p. 1117-1123 (1998).
- [14] S. Jit and N. V. L. N. Murty, “*Analytical study of the photo-effects on common-source and common-drain microwave oscillators using high pinvh-off n-GaAs MESFETs*”, Elsevier. Microelectronics Journal, Vol. 37, p. 452-458, (2006).
- [15] N. S. Roy, B. B. Pol and R. U. Khan, “*Frequency-Dependent characteristics of an ion-implanted GaAs MESFET with opaque gate under illumination*”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 18(2), p. 221-229, (2000).

- [16] N. V. L. N. Murty and S. Jit, "A new *Analytical model for photo-dependent capacitances of GaAs MESFETs with emphasis on the substrate related effects*", Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 50, p. 1716-1727, (2006).
- [17] C. Baak, G. Elze and G. Walf, "*GaAs MESFET: A high-speed optical detector*", Electron. Lett, Vol. 13, p. 193, (1977).
- [18] J. M. Osterwaller and B. J. Rickett, "GaAs MESFET demodulates gigabit signal rates from GaAlAs injection laser", Proc. IEEE, Vol. 67, p. 966-968, (1979).
- [19] G. J. Chaturvedi, R. K. Purohit and B. L. Sharma, "Optical effect on GaAs MESFETs" Infrared Phys, Vol. 23(2), p. 65-68, (1983).
- [20] H. J. Sun, R. J. Gutmann and J. M. Borrego, Solide State Electron, Vol. 40, p. 935-940, (1981).
- [21] J. L. Gautier, D. Pasquet and P. Pouvil, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 33, p. 819-822, (1985).
- [22] R. N. Simons, "Microwave performance of an optically-controlled AlGaAs/GaAs high electron mobility transistor and GaAs MESFET", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-35(12), p. 1444-1455, (1987).
- [23] A. Madjar, P. R. Herezfeld and A. Paoella, "Analytical model for optically generated currents in GaAs MESFETs", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 40(8), p. 1681-1691, (1992).
- [24] S. B. B. Pal and R. U. Khan, "*Optically-controlled ion-implanted GaAs MESFET characteristic with opaque gate*", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 45(1), p. 78-84, (1998).
- [25] J. Graffeuil, P. Rossel and H. Martinot, "*Light induced effects in GaAs FETs*", Electron. Lett, Vol. 15(14), p. 439-441, (1979).
- [26] R. N. Simon and K. B. Bhasin, "*Analysis of optically-controlled microwave/millimetre wave device structure*", IEEE Transactions. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-34, p. 1349-1355, (1986).
- [27] S. Mishra, V. K. Singh and B. B. Pal, "*Effect of radiation and surface recombination on the characteristics of an implanted GaAs MESFET*", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 37, p. 2-10, (1990).
- [28] S. N. Mohammad, M. S. Unlu and H. Morkoc, "*Optically-controlled current-voltage characteristics of ion-implanted MESFETs*", Solid-State Electronics, Vol. 33(12), p. 1499-1509, (1990).
- [29] J. Pan, "*GaAs MESFET for high speed optical detection*", In SPIE Int. Tech. Symp, San Diego, CA, (1978).
- [30] V. K. Singh, S. N. Chattopadhyay and B. B. Pal, "*Optically-controlled characteristics of an ion-implanted Si MESFET*", IEEE Solid-State Electron, Vol. 29, p. 707-711, (1986).

- [31] S. R. Saxena, R. B. Lohani, R. U. Khan and B. B. Pal, “Generalized dc model of GaAs optical field effect transistor considering ion-implanted profile”, J. Opt. Eng, Vol. 37(4), p. 1343-1352, (1998).
- [32] S. N. Chattopadhyay and B. B. Pal, “A unified model for MESFET analysis”, Semicond. Sci. Technol, Vol. 3, p. 185-1988, (1988).
- [33] B. B. Pal and S. N. Chattopadhyay, “GaAs OPFET characteristics considering the effect of gate depletion width modulation due to incident radiation”, IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-39(5), p. 1021-1027, (1992).
- [34] N. S. Roy and B. B. Pal, “Frequency-dependent OPFET Characteristics with improved absorption under back illumination”, J. Lightwave. Technology, Vol. 18(4), p. 604-612, (2000).
- [35] B. B. Pal, Shubha, K. H. Kumar and R. U. Khan, “Frequency dependent behaviour of an ion implanted GaAs OPFET considering the photovoltaic effect and the gate depletion width modulation”, Solid State. Electronics, Vol. 38(5), p. 1097-1102, (1995).
- [36] G. W. Taylor, H. M. Darley and P. K. Chatterjee, “A device model for an ion-implanted MESFET”, IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-26, p. 172-182, (1979).
- [37] S. Selberherr, “Analysis and Simulation and Semiconductor Devices”, New York: Springer-Verlag, p. 106, (1984).
- [38] S. Mishra, V. K. Singh and B. B. Pal, “The effect of surface recombination on the frequency dependent characteristics of an ion-implanted GaAs OPFET”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 37, p. 942-946, (1990).
- [39] S. Bose, M. Gupta and R. S. Gupta, “ I_d - V_d characteristics of optically biased short channel GaAs MESFET”, Microelectronics Journal, Vol. 32, p. 241-247, (2001).
- [40] S. H. Lo and C. P. Lee, “Numerical analysis of the photo effects in GaAs MESFET”, IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. 39, p. 1564-1570, (1992).
- [41] Y. Zebda and S. Abu Helweh, “AC characteristics of optically controlled MESFET (OPFET)”, J. Lightwave Technol, Vol. 15, p. 1205-1211, (1997).
- [42] S. P. Chin and C. Y. Wu, “A new I-V model for short gate-length MESFETs”, IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. 40(4), p. 712-720, (1993).

Chapitre III

- [1] L. H. Zhu, A. Christou and D. F. Barbe, “High-Temperature Device Performance and Thermal Characteristics of GaAs MESFETs on CVD Diamond Substrates”, Qual. Reliab. Engng. Int, Vol. 16, p. 527-536, (2000).

- [2] N. M. Memon, M. M. Ahmed and F. Rehman, “*A Comprehensive Four Parameters I-V Models for GaAs MESFET Output Characteristics*”, Elsevier. Solid-State Electronics, Vol. 51, p. 511-516, (2007).
- [3] M. M. Ahmed, “*Effects of Active Channel Thickness on Submicron GaAs Metal Semiconductor Field Effect Transistor Characteristics*”, J. Vac. Sci. Technol, Vol. B-16(3), p. 968-971, (1998).
- [4] N. Matsunaga, M. Yamamoto, Y. Hatta and H. Masuda, “*An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(5), p. 1194-1199, (2003).
- [5] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima and H. Kodera, “*Characterization of the Frequency Dispersion of Transconductance and Drain Conductance of GaAs MESFET*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(10), p. 2032-2038, (2003).
- [6] W. A. Wohlmuth, B. Davenport, T. Bowman, P. Hamilton, R. Hallgren, F. S. Pool and A. Turudic, “*High Performance GaAs MESFETs with Molecular Implanted and Optimized Lowly-doped Drain Structure for Maximised Speed, Gain and Breakdown Performance*”, Solide-State Electronics, Vol. 49, p. 1978-1985, (2005).
- [7] C. C. Meng and W. Wang, “*High-Linear-Power MESFET Devices Using Source-degeneration Inductance and Input-Impedance Mismatch*”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48(5), p. 953-954, (2006).
- [8] J. C. Irvin, “*The Reliability of GaAs FETs, GaAs FET Principles and Technology*”, in J. V. Dilozenzo and D. D. Khandelwal, Eds. (Dedham), p. 349-400, (1982).
- [9] J. E. Davey and A. Christou, “*Reliability and Degradation of Active III-V Semiconductor Devices*”, in M. J. Howes and D. V. Morgan (Eds), “*Reliability and Degradation*” Ch.5 (Wiley U. K), p. 237-300, (1981).
- [10] K. Kunihiro and Y. Ohno, “*Design Consideration of Buried P-Layer to Suppress Substrate-Trapping Effect in GaAs MESFETs*”, Solid-State Electronics, Vol. 45, p. 1763-1771, (2001).
- [11] N. Sheinberg, R. Bayruns and R. Goyal, “*A Los Frequency GaAs MESFET Circuit Mode*”, IEEE. Jouranl of Solid-State Circuit, Vol. 23, p. 605-608, (1988).
- [12] N. Matsunga, M. Masahiko, Y. Hatta and H. Masuda, “*An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrate Circuit*”, IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 50, p. 1194-1199, (2003).
- [13] P. C. Canfield and D. J. Allstot, “*A P-Well GaAs MESFET Technology for Mixed-Model Applications*”, IEEE. Jouranl of Solid-State Circuit, Vol. 25, p. 1544-1548, (1990).
- [14] D. R. Webster, A. E. Parker and D. G. Haigh, “*HEMT Model Based on the Parker-Skellern MESFET Model*”, Electronics Letters, Vol. 32, p. 493-494, (1996).
- [15] S. S. Islam, A. F. M. Anwer and R. T. Webster, “*Analysis Based Fequency Dispersion Model of GaN MESFETs*”, IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 51, p. 846-853, (2004).

- [16] K. J. Choi and J. L. Lee, "Interpretation of Transconductance Dispersion in GaAs MESFET Using Deep Level Transient Spectroscopy", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 48, p. 190-195, (2001).
- [17] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J. P. Fortea and M. Pouysegur, "Analysis of Capacitance and Transconductance Frequency Dispersion in MESFETs for Surface Characterization", IEEE Solid-State Electronics, Vol. 29, p. 1087-1097, (1986).
- [18] D. Gitlin, C. R. Viswanathan and A. A. Abidi, "Output Impedance Frequency Dispersion and Low Frequency Noise in GaAs MESFETs", Journal de Physique, Vol. 49(9), p. C4/201-C4/204, (1988).
- [19] C. C. Penalosa and C. S. Aitchison, "Modelling Frequency Dependence of Output Impedance of Microwave MESFET at Low Frequencies", Electronics Letters, Vol. 21(12), p. 528-529, (1985).
- [20] L. E. Larson, "An Improved GaAs MESFET Equivalent Circuit Model for Analog Integrated Circuit Applications", IEEE Solid State Circuits, Vol. SC-22(4), p. 567-574, (1987).
- [21] Z. Hadjoub, A. Khoualdia, K. Cheikh and A. Doghmane, "Positive and Negative Frequency Dispersion of Output Conductance in GaAs MESFETs used in Optically Controlled Microwave Amplifiers", J. IEEE. ICTON-MW'07. FrP.8, pp 1-4, (2007).
- [22] A. Khoualdia Z. Hadjoub, K. Cheikh and A. Doghmane, "Experimental investigation of Interface Effects in Nano-Metric Active Layer of Gallium Arsenide Metal-Semiconductor Field Effect Transistors", J. Phys. Chem. News (PCN), Vol. 41, p. 36-40, (2008).
- [23] Z. Hadjoub, A. Khoualdia and A. Doghmane, "Influence of Space Charge Region Widths on Frequency Dispersion of Output Conductance of GaAs MESFET", in Algerian Journal of Advanced Materials (AJAM 3) in press, Copyright (2006).
- [24] Z. Hadjoub, A. Khoualdia and A. Doghmane, "Experimental Investigation of Different Types of g_{ds} frequency Dispersion in Microwave MESFET's GaAs", Cinquième Conférence Internationale sur la Science des Matériaux" (CSM5'06), Abstracts Book, pp. 414, (17-19 May, Beyrouth-Liban), (2006).
- [25] A. Khoualdia, Z. Hadjoub and A. Doghmane, "Influence des Tensions de Polarisation sur la Dispersion Fréquentielle de la Conductance de Sortie". The 5th Arab Congress on Materials. (ACMS-V), Gabes(Tunis). Octobre (2007).
- [26] A. Khoualdia, Z. Hadjoub and A. Doghmane, "Investigations of Low Frequency Dependence of Output Conductance in GaAs MESFET". International Journal of Nanoelectronics and Materials, Ref. IJNeM43, in Press. Copyright Juillet (2009).
- [27] M. H. Somerville, A. Ernst and J. A. D. Alamo, "A Physical Model for the Kink Effect InAlAs/InGaAs HEMTs", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 47, p. 922-930, (2000).

- [28] R. T. Webster, S. Wu and A. F. M. Anwer, "Impact Ionisation in InAlAs/InGaAs/InAlAs HEMTs", IEEE. Electron Devices Letters, Vol. 21, p. 193-195, (2000).
- [29] I. Anelov, L. Bengtsson and M. Garcia, "Extensions of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model", IEEE. Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, p. 1664-1674, (1996).
- [30] K. Horio and T. Yamada, "Two Dimensional Analysis of Surface State Effects on Turn-on Characteristics in GaAs MESFETs", IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 46, p. 648-655, (1996).
- [31] A. Khoualdia, "Contribution à l'Etude des Variations Fréquentielle de la Conductance de Sortie des MESFETs GaAs", Mémoire de Magistère, Université de Annaba, (2005).
- [32] J. A. R. Hernandez and J. Graffeuil, *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 37, p. 1478-1481, (1989).

Chapitre IV

- [1] R. Soares, J. Graffeuil and J. J. Obregon, "Application des Transistors à Effet de Champ en Arséniure de Gallium", Paris : Eyrolles, (1984).
- [2] G.D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques", New York: Wiley & Sons, (1990).
- [3] P. Ladbrooke, "MMIC Design : GaAs FETs and HEMTs", Norwood MA: Artech House, (1989).
- [4] J. M. Golio, "Microwave MESFETs and HEMTs Application des Transistors à Effet de Champ en Arséniure de Gallium", Norwood MA: Artech House, (1991).
- [5] F. Ali and A. Gupta, "HEMTs and HBTs: Devices Fabrication and Circuits", Norwood MA: Artech House, (1991).
- [6] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima and H. Kodera, "Characterization of the Frequency Dispersion of Transconductance and Drain Conductance of GaAs MESFET", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 50(10), p. 2032-2038, (2003).
- [7] J. A. R. Hernandez, L. Escotte, R. Plana and J. Graffeuil, "Deep Level Characterisation in GaAs FETs by Means of the Frequency Dispersion of the Output Impedance", IEEE. Electronics Letters, Vol. 31(8), p. 677-678, (1995).
- [8] S. Nakajima, M. Yanagisawa, E. Tsumura and T. Sakurada, "On the Frequency Dependent Drain Conductance of the Ion-Implanted GaAs MESFETs", IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 47, p. 2255-2259, (2000).

- [9] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J. P. Fortea and M. Pouysegure, "Analysis of Capacitance and Transconductance Frequency Dispersion in MESFETs For Surface Characterization", IEEE. Solid-State Electronics, Vol. 29 (10), p. 1087-1097, (1986).
- [10] S. Nakajima, M. Yanagisawa and E. Tsumura, "High Performance GaAs MESFET With Advanced LDD Structure for Digital, Analog and Microwave Applications", IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 46 (1), p. 38-39, (1999).
- [11] K. J. Choi and J. L. Lee, "Interpretation of Transconductance Dispersion in GaAs MESFET Using Deep Level Transient Spectroscopy", IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 48 (2), p. 190-195, (2001).
- [12] S. Choi and M. B. Das, "Origin and Modeling of The Frequency Dependent Output Conductance in Microwave GaAs MESFETs with Buried P-Layer", IEEE. Transactions on Electron Devices, Vol. 41, p. 1725-1733, (1994).
- [13] S. H. Lo and C. P. Lee, *IEEE. Transaction on Electron Devives*. Vol. 43, p. 213-219, (1996)
- [14] Z. Hadjoub, A. Khoualdia, K. Cheikh and A. Doghmane, "Positive and Negative Frequency Dispersion of Output Conductance in GaAs MESFETs used in Optically Controlled Microwave Amplifiers", J. IEEE. ICTON-MW'07. FrP.8, pp 1-4, (2007).
- [15] A. Khoualdia Z. Hadjoub, K. Cheikh and A. Doghmane, "Experimental investigation of Interface Effects in Nano-Metric Active Layer of Gallium Arsenide Metal-Semiconductor Field Effect Transistors", J. Phys. Chem. News (PCN), Vol. 41, p. 36-40, (2008).
- [16] Z. Hadjoub, A. Khoualdia and A. Doghmane, "Influence of Space Charge Region Widths on Frequency Dispersion of Output Conductance of GaAs MESFET", in Algerian Journal of Advanced Materials (AJAM 3) in press, Copyright (2006).
- [17] Z. Hadjoub, A. Khoualdia and A. Doghmane, "Experimental Investigation of Different Types of g_{ds} frequency Dispersion in Microwave MESFET's GaAs", Cinquième Conférence Internationale sur la Science des Matériaux" (CSM5'06), Abstracts Book, pp. 414, (17-19 May, Beyrouth-Liban), (2006).
- [18] A. Khoualdia, Z. Hadjoub and A. Doghmane, "Influence des Tensions de Polarisation sur la Dispersion Fréquentielle de la Conductance de Sortie". The 5th Arab Congres on Materials. (ACMS-V), Gabes(Tunis). Octobre (2007).
- [19] A. Khoualdia, Z. Hadjoub and A. Doghmane, "Investigations of Low Frequency Dedendence of Output Conductance in GaAs MESFET". International Journal of Nanoelectronics and Materials, Ref. IJNeaM43, in Press. Copyright Juillet (2009).
- [20] J. Graffeuil and J. Caminade, *IEEE Electron. Lett.* 10, 266-267 (1974).
- [21] C. Tsironis, J. Graffeuil and F. Henze, *In Proc. Int. Symp. GaAs and Related Compounds*. 611-616 (1984).
- [22] S. M. Liu, M. B.Das, W. Kopp and H. Morkoe, *IEEE Transc on Elect Dev*. EDI-6, 453-455 (1985).

-
- [23] J. M. Dieudonne, M. Ponysegur, J. Graffeuil and J. I. Gazaux, *IEEE Transc on Elect Dev.* ED-33, 572-575 (1986).
- [24] P. C. Canfield, S. C. F. Lam and D. J. Allstot, “*Modeling of Frequency and Temperature Effects in GaAs MESFETs*”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 25(1), p. 299-306, (1990).
- [25] J. Conger, A. Peczalski and M. S. Shur, *IEEE J. Solid-State Circuits.* 29, 71-76 (1994).
- [26] S. H. Lo, and C. p. Lee, “*Numerical Analysis of The Frequency Dependent Output Conductance of GaAs MESFETs*”, *IEEE. Transaction on Electron Devices*, Vol. 38(8), p. 1693-1700, (1991).

RÉSUMÉ

Dans les systèmes de communication optique à grande vitesse, les transistors à effets de champ MESFETs GaAs se présentent comme les composants les plus intéressants pour des applications potentielles. Cependant, la dépendance de l'impédance de sortie, Z_d , par la fréquence, f , perturbe son bon fonctionnement et cause plusieurs problèmes particulièrement dans les applications numériques. Dans ce travail, l'investigation expérimentale sur la variation fréquentielle de l'impédance de sortie, $Z_d(f)$, a été menée sur des MESFETs GaAs de type commercial à différentes tensions de polarisation drain-source, V_{ds} , et grille-source, V_{gs} , dans la gamme de fréquence [10 Hz – 10 MHz]. L'étude s'intéresse à l'influence des conditions de polarisation sur les deux dispersions négative et positive de l'impédance de sortie. Il a été constaté qu'en faible polarisation, la dispersion fréquentielle de l'impédance de sortie est pratiquement négligeable. De plus, les valeurs de $Z_d(f)$ sont très faibles à comparer à celles relevées près du pincement ou lorsque le dispositif fonctionne en régime de saturation. Par contre, les fortes tensions de polarisation correspondent à de fortes dispersions négative et positive corrélées à des valeurs de $Z_d(f)$ très importantes. Notons que ces valeurs de $Z_d(f)$ près du pincement sont 600 % plus élevées que celles de la saturation. L'augmentation de la dispersion maximale est proportionnelle à la largeur d'extension des ZCE. Le phénomène de l'extension de la zone désertée sous les surfaces libres, couche de passivation/canal conducteur, peut être à l'origine de la dispersion fréquentielle positive de $Z_d(f)$ en fortes tensions de polarisation. Ce phénomène peut limiter les applications potentielles des composants microélectroniques modernes.

Mots Clés : MESFET GaAs, Impédance de sortie, Dispersion fréquentielle négative, dispersion fréquentielle positive, polarisation, largeurs des zones dépeuplées, pièges.

ABSTRACT

Gallium arsenide Field effect transistors, GaAs FETs are the most important devices for potential applications in high speed optical communication systems. However, output impedance, Z_d , dependence on frequency, f , perturbs its good operation leading to several problems particularly in numerical applications. In this work, experimental investigations of frequency variations of impedance, $Z_d(f)$, were carried out on commercial GaAs MESFETs at different drain-source, V_{ds} , and gate-source, V_{gs} , polarizations in the frequency range [10 Hz – 10 MHz]. The study concerns the influence of polarization conditions on positive and negative output impedance dispersion. It was noticed that at low bias, the frequency dispersion of output impedance is practically negligible. Moreover, $Z_d(f)$ values are very weak compared to those taken at pinch-off or when the device is in the saturation regime. Whereas, high polarizations correspond to strong negative and positive dispersion correlated to very high $Z_d(f)$ values. It is worth noting that these $Z_d(f)$ values near pinch-off are 600% times higher than those in the saturation. The increase in maximal dispersion is proportional to the width of the space charge region. The phenomenon of depleted region under free surfaces, passivating film/conducting channel could be the cause of positive frequency dispersion in $Z_d(f)$ at high polarizations. This phenomenon could limit potential applications in modern microelectronic applications.

Keywords: GaAs MESFET, Output impedance, negative frequency dispersion, positive frequency dispersion, Polarization, Depleted region widths, Traps.

ملخص

في أنظمة الاتصال الضوئية ذات السرعة الكبيرة، يستعمل الترانزستور التآثير المجالي $MESFETsGaAs$ في تطبيقات ذات أهمية عالية. غير أن تبديد ممانعة الخروج، Z_d ، بدلالة التردد، f ، يؤدي إلى اضطراب نظام تشغيله الجيد، الذي ينعكس سلبيا على عدة تطبيقات وخاصة منها الرقمية. نتعرض في هذا البحث إلى تغيرات Z_d بدلالة التردد f لعدة ترانزستورات $MESFETsGaAs$ من النوع التجاري عند مختلف الجهود المطبقة على المصرف V_{ds} و على البوابة V_{gs} في مجال الترددات [10Hz – 10⁴⁺ KHz]. تهتم الدراسة بتأثير الاستقطاب على التبددين السالب و الموجب لممانعة الخروج. لوحظ أنه عند تطبيق استقطاب ضعيف يكون تبديد ممانعة الخروج بدلالة التردد بالتقريب مهمل. زيادة على ذلك، تكون قيم $Z_d(f)$ جد ضعيفة مقارنة مع التي سجلت عندما يكون الترانزستور يشتغل بقرب انغلاق القناة أو في نظام التشبع. كما أن عند استقطاب دو جهد مرتفع تحصلنا على قيم عالية بالنسبة لـ $Z_d(f)$ و كذلك بالنسبة للتبديد، حيث تكون قيم ممانعة الخروج قرب انغلاق القناة أكبر بـ 600% بالنسبة لتلك التي قيست في نظام التشبع. يتناسب ارتفاع قيم التبديد النسبي مع امتداد مناطق الشحنات الفضائية. اقترحنا أن تكون ظاهرة امتداد منطقة الشحنات الفضائية تحت سطوح الحرة، ما بين التلامسات، هي أصل ظهور التبديد الموجب لـ $Z_d(f)$ في نظام التشبع. يمكن لهذه الظاهرة أن تعرقل تطبيقات هامة للمركبات الميكروإلكترونية الحديثة.

الكلمات المفتاحية: $MESFETGaAs$ ، ممانعة الخروج، تبديد ترددي سالب، تبديد ترددي موجب، استقطاب، امتداد منطقة شحنات الفضاء، المصائد.